



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

---

**PROGRAMA DE MAESTRIA Y DOCTORADO EN  
INGENIERIA**

**Polarización cruzada en antenas reflectoras en arreglos de fase  
con elementos espirofase**

**T E S I S**

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

**MAESTRO EN INGENIERIA**

CAMPO DE CONOCIMIENTO - CAMPO DISCIPLINARIO

P R E S E N T A :

**Ing. Daniel Fuentes Zúñiga**

TUTOR:

**Dr. Oleksandr Martynyuk**

**2011**



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**JURADO ASIGNADO:**

Presi d e n t e: Dr. Javier Gomez Castellanos  
Secre t a r i o: Dr. Miguel Moctezuma Flores  
Vocal: Dr. Oleksandr Martynyuk  
1<sup>er.</sup> Suple n t e: Dr. Jorge Rodríguez Cuevas  
2<sup>do.</sup> Suple n t e: Dr. Víctor García Garduño

Lugar o lug a r e s do n d e se reali z ó la  
tesi s:  
Facultad de Ingeniería, UNAM.

**TUTOR DE TESIS:**  
Dr. Oleksandr Martynyuk

---

**FIRMA**

*“Un antiguo monarca, una vez, reunió a los hombres sabios de su reino y les encomendó la creación de una sentencia, que debiese ser verdad y propia en todo tiempo y circunstancia, en tiempos de guerra y de paz, en medio del dolor y la alegría, en la luz del éxito y la oscuridad del fracaso.*

*Ellos le presentaron las palabras: ‘Esto también pasara’.”*

**Proverbio persa**

## **Agradecimientos.**

El presente trabajo no habría sido posible sin la colaboración académica y personal de terceros. Por esta razón se concede este espacio para agradecer la aportación de aquellas personas que han contribuido en el desarrollo de esta tesis.

En primera instancia, agradezco al Dr. Oleksandr Martynyuk, por su constante guía e implacable paciencia al asistirme en la elaboración de este trabajo.

A los integrantes del honorable jurado que preside esta tesis, Dr. Javier Gomez Castellanos, Dr. Miguel Moctezuma Flores, Dr. Oleksandr Martynyuk, Dr. Víctor García Garduño y en especial al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas por sus valiosas observaciones en la revisión de este trabajo.

A mi madre, Sra. María Zúñiga, y mi abuela, Sra. Paulina Sánchez, por su invaluable apoyo durante todos mis años en la escuela, que culminan en la presentación de este trabajo.

A la UNAM, por abrir mi mente al conocimiento y mi espíritu al mundo.

A mis amigos y compañeros, por su apoyo, consejo y competencia a lo largo de mis estudios.

Finalmente, a la Coordinación de Estudios de Posgrado por el apoyo prestado a través de la beca para estudios de maestría otorgada.

**Ing. Daniel Fuentes Zúñiga**

## Resumen

En este trabajo se presentan el diseño y optimización de un elemento desplazador de fase basado en aperturas anulares con *stub*, controlados por diodos PIN, para reducir su polarización cruzada.

Se hicieron simulaciones del comportamiento electromagnético de arreglos reflectivos planos construidos con base en desplazadores de fase del tipo espirafase con distintos diseños con el fin de comprender el comportamiento de la polarización cruzada y los factores que la afectan.

La optimización del elemento se basó en la modificación de varios aspectos de la geometría del mismo que controlan varios parámetros de la respuesta electromagnética del arreglo.

Se simuló el desempeño de un elemento con 6 parámetros optimizados; de acuerdo a lo obtenido, se encontró que los cambios hechos lograron una disminución de 13 dB en la polarización cruzada en comparación a los 5 dB que mostraba el elemento sin optimizar. A su vez, se muestra que el comportamiento es estable al rotar el arreglo 45°, ya que el valor de polarización cruzada tampoco excede los 18 dB después de la rotación. Este comportamiento es estable en una banda de 2 GHz alrededor de la frecuencia central de 30 GHz.

## **Abstract**

This work presents a design and optimization of a stub-based phase shifter controlled by PIN diodes. The element has been modified to reduce the level of cross-polarization it presents.

Computer simulation of the electromagnetic behavior of several spiraphase-based reflectarrays were run in order to gain a better understanding on the behavior of cross-polarization and the factors that affect it.

Optimization of the element was based on the modification of several aspects of its geometry, which control in turn different aspects of its electromagnetic response.

The behavior of an element with 6 variable parameters was simulated; according to the result, a 13 dB reduction of cross-polarization was observed, against the former 5 dB level the non-optimized element presented. Also, it is shown that this behavior is stable when the element is rotated 45°, since the level of cross-polarization doesn't exceed 18 dB after rotation. This behavior is stable over a 2 GHz band around the central operation frequency of the array at 30 GHz.

## Indice General

<b>Capítulo1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Ventajas y principio de operación de las antenas en arreglos de fase .....	4
1.1 El desplazador de fase .....	5
1.2 Tipos de arreglos. ....	6
1.3 Arreglos reflectores. ....	7
1.4 Antenas reflectoras en arreglos de fase .....	10
<b>Capitulo 2 Polarización cruzada en elementos espirofase</b>	<b>12</b>
2.1 Elementos espirofase .....	12
2.2 Tipos de elementos espirofase. ....	15
2.2.1 Elementos basados en dipolos. ....	15
2.2.2 Elementos basados en ranuras .....	16
2.2.3 Elementos de anillo. ....	17
2.3 Origen de la polarización cruzada en arreglos de elementos espirofase. ....	17
2.4 Análisis de arreglos de elementos espirofase .....	19
2.4.1 Proceso de cálculo en la simulación. ....	20
2.4.2 Elemento espirofase basado en dipolo. ....	25
2.4.3 Elemento espirofase basado en anillo .....	34
2.4.4 Elemento espirofase basado en anillo y dipolo .....	40
2.4.5 Elemento espirofase basado en dipolos activados por diodos.....	46
2.5 Conclusiones .....	51
<b>3.- Optimización de un elemento espirofase basado en stubs activados electrónicamente con diodos.</b>	<b>55</b>
3.1.- Elemento con 8 diodos.....	55

3.2.- Elemento base (elemento con 3 diodos). .....	59
3.3.- Conclusiones .....	72
<b>Capítulo 4 Conclusiones.</b>	75
<b>Bibliografía</b>	78
<b>Anexo 1 Publicaciones</b>	81

## Capítulo 1 Introducción

El rápido progreso en la tecnología de telecomunicaciones y radares ha incrementado la demanda tanto en desempeño como en funcionalidad de los sistemas inalámbricos. Por esta razón, se han dedicado muchos recursos e investigación a las antenas en arreglos de fase. En el pasado, las antenas basadas en arreglos de fase han tenido aplicaciones principalmente militares, ya que por sus características de funcionamiento utilizan módulos de transmisión-recepción activos, los cuales resultan ser de costo muy elevado. Esta situación ha dificultado la aplicación de los arreglos de fase a nivel comercial.

Una situación a considerar es que las antenas en arreglos de fase presentan ciertas ventajas sobre las antenas convencionales tales como: el rastreo de cobertura tanto ancha como estrecha, el control del patrón de radiación para la reducción de lóbulos laterales, la exploración a diferentes ángulos y la detección de múltiples objetivos móviles de manera simultánea, entre otros. Los arreglos de fase se conforman de radiadores múltiples en conjunto con desplazadores de fase para lograr una mejor exploración en la búsqueda del objetivo.

La principal propiedad de las antenas en arreglos de fase es que su patrón de radiación puede ser modificada sin necesidad incluso de mover físicamente la antena (como en el caso de la antena parabólica) o de sustituirla totalmente (como con las antenas de dipolos que usan las celdas de telefonía celular).

El patrón puede modificarse cambiando la orientación de los elementos impresos en la superficie de la antena, lo cual a su vez puede realizarse mediante conmutación electrónica con diodos PIN como se describe en [1]. Esto da velocidades de cambio del orden de microsegundos, lo cual abre la puerta a grandes posibilidades en cuanto a la eficiencia de las antenas que dan cobertura de distintos servicios en áreas tan pobladas e irregulares como la ciudad de México.

Un primer ejemplo de las aplicaciones potenciales de estas antenas son las antenas de celular, cuya eficiencia puede ser grandemente mejorada al cambiar su patrón de radiación de

acuerdo a la hora del día. En la figura 1.1 se ejemplifica el área de cobertura de una antena de celular, vista desde el aire:

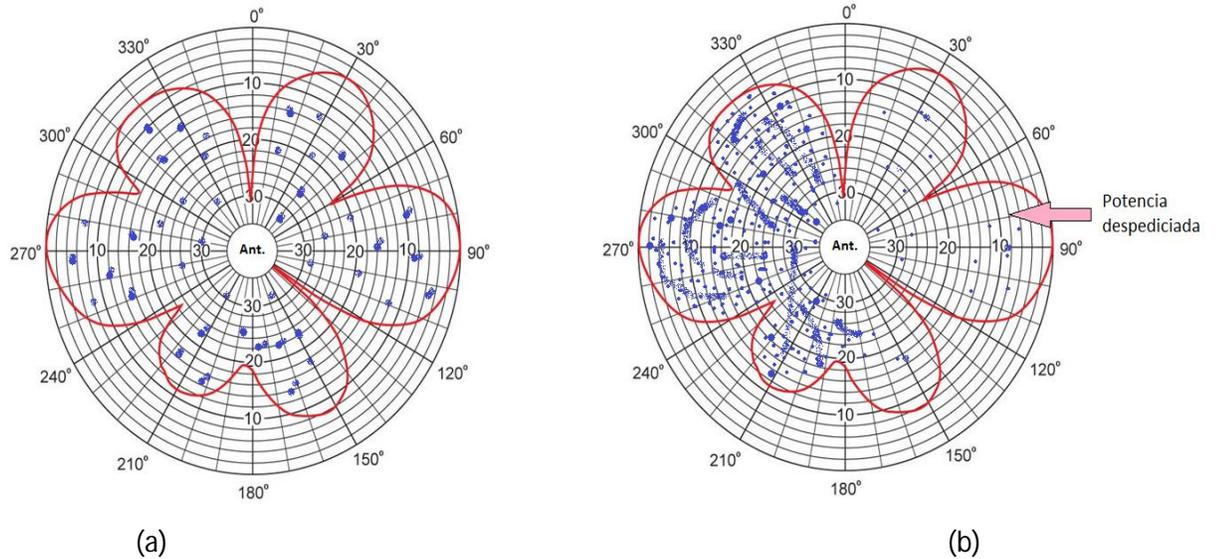


Figura 1.1: Área de cobertura de una antena: (a) usuarios distribuidos equitativamente, (b) usuarios concentrados en una zona

Todos los usuarios dentro del área de borde rojo serán atendidos por esa antena. Esto funciona bien si los usuarios están distribuidos de forma equitativa (1a), sin embargo, en la ciudad de México ocurre que cantidades masivas de gente se mueven de un lado de la ciudad al otro por las mañanas y en el sentido opuesto por las tardes. De modo que si los usuarios se concentran en solo una porción del área de cobertura (1b), se está desperdiciando mucha potencia cubriendo un área adyacente donde no hay usuarios. Una antena en arreglo de fase puede cambiar su cobertura inmediata y automáticamente si detecta que los usuarios están concentrados e irse modificando de acuerdo a los cambios durante el día:

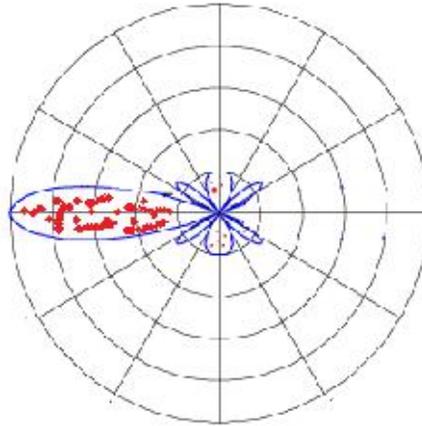


Figura 1.2: Cobertura automática optimizada.

Del mismo modo, las antenas en arreglos de fase permiten crear áreas de cobertura irregulares, de manera que grandes áreas despobladas que se hallen justo en medio de zonas densamente pobladas no sean cubiertas. En la ciudad de México esto ocurre mucho, como al momento de cubrir la zona del aeropuerto, donde se desperdicia potencia cubriendo pistas y zonas boscosas cercanas; en la zona de Tlalpan, donde hay centros poblacionales cerca del bosque, o bien en lugares como los cerros de La Estrella, El Ajusco y El Chiquihuite, donde hay gente que vive en sus faldas pero no hay necesidad de cubrir la cima.

El ejemplo de telefonía celular se extiende a cualquier tipo de comunicación inalámbrica: señales de radio y TV, radiobases, servicios de radiolocalización, radio civil, policial y militar, etc. Mediante el confinamiento de la señal se permite además restringir a usuarios de una determinada red, como pueden ser trabajadores en un edificio en particular que no desean que su señal pueda ser utilizada por otros, añadiendo seguridad.

En particular hay que señalar la utilidad en servicios satelitales, ya que por su gran altitud suelen cubrir grandes zonas uniformemente, desperdiciando potencia en zonas no habitadas, lo cual es de particular preocupación en nuestro país ya que la capacidad satelital nacional es muy limitada.

La tecnología para hacer esto ya está muy desarrollada y los precios se han hecho ya accesibles, sin embargo, el problema de la polarización cruzada persiste y es el último obstáculo antes de poder crear implementaciones funcionales de esta tecnología.

## 1.1 Ventajas y principio de operación de las antenas en arreglos de fase

Para poder determinar la dirección ya sea de una o varias fuentes de radiación u objetivos en el espacio inmediato se requiere efectuar una *exploración*, es decir, desplazar el haz de la antena en el espacio. La exploración puede efectuarse mediante tres métodos: Mecánico, electromecánico y eléctrico.

En el primer método, debe hacerse girar toda la antena, lo cual lo convierte en un método lento. El segundo método resulta ser un tanto más rápido, pues el movimiento se realiza a través de elementos móviles de pequeña masa en comparación con la masa de toda una antena. La exploración eléctrica se realiza mediante un sistema de antenas de elementos múltiples, conocido como antena de arreglos de fase. Estos arreglos de fase se conforman por varios elementos de antenas fijas, los cuales varían la fase de cada elemento para formar un haz en una posición determinada del espacio.

El uso de elementos múltiples en los sistemas de antenas conlleva un incremento en el número de problemas técnicos a resolver, además de conducir a la aparición de nuevos principios en radiocomunicación.

Algunas de las cuestiones resueltas por las antenas de elementos múltiples son:

1. La exploración eléctrica en un amplio sector de ángulos.
2. La obtención de diagramas direccionales cuya forma se da regulando las amplitudes y las fases de excitación de los radiadores individuales.
3. La adición coherente de las potencias de muchos generadores (o amplificadores) en un solo haz a frecuencias muy elevadas con lo cual se pueden obtener valores muy grandes de potencia radiada, lo cual no puede alcanzarse con las antenas ordinarias debido a limitaciones en la rigidez eléctrica.

4. Una extracción más completa de información de las ondas electromagnéticas que llegan a la antena, gracias a la aplicación de métodos complejos de tratamiento conjunto y paralelo de las señales recibidas por los elementos individuales del sistema de antenas.

5. El aumento en la confiabilidad del sistema de radio gracias a la acción paralela de muchos elementos. Es decir, si un 20% de los elementos de la antena se avería, la antena solo disminuirá sus características, sin que esto represente un fallo total del sistema.

6. Por medio de las redes de antenas se puede controlar la superficie reflectora efectiva de distintos objetos, tanto en el sentido de hacerla máxima en todas direcciones de llegada de las señales, como en el sentido de radio-enmascaramiento, es decir la reducción a cero de la superficie reflectora. Esto resultaría inalcanzable en antenas ordinarias debido a la influencia de los defectos de fabricación. Este principio se cumple en los sistemas de antenas de elementos múltiples de enfoque automático.

## 1.2 El desplazador de fase

Un elemento fundamental en la operación de las antenas en arreglos de fase es el desplazador de fase (figura 1.3). La función de este elemento es la de introducir una variación en la fase de la onda que incide en él o con la que es alimentado.

Para lograr una exploración a diferentes ángulos, se colocan desplazadores de fase en conjuntos de radiadores, de manera que se pueden presentar diferentes fases en cada uno de los elementos radiadores (figura 1.4(a)). Esta diferencia de fases se requiere cuando se tiene la necesidad de rastrear un objetivo en un ángulo fuera de la radiación transversal (figura 1.4(b)).

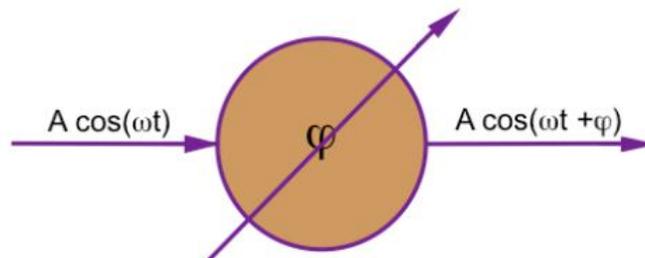


Figura 1.3 Elemento desplazador de fase aislado..

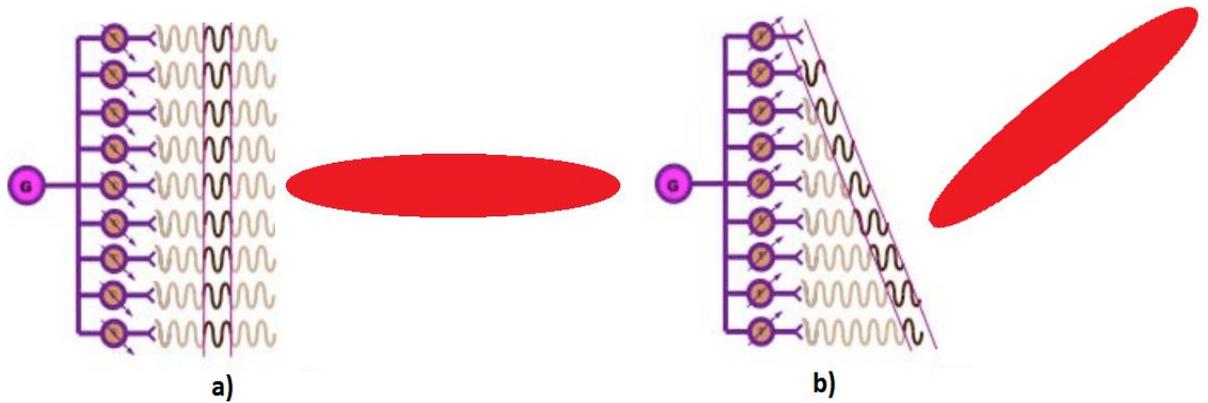


Figura 1.4 Principio de operación de antenas en arreglos de fase.

(a) elementos radiadores en fase, (b) elementos radiadores defasados.

### 1.3.- Tipos de arreglos.

Generalizando, podemos decir que existen dos tipos básicos de arreglos de fase que se denominan como activos y pasivos. Los arreglos pasivos usan un transmisor central y un receptor, pero tienen desplazadores en cada elemento radiador o sub-arreglo. Debido a esta organización, en estos arreglos no se tienen mecanismos de control de amplitud individuales en los elementos (figura 1.5a). En el caso de los arreglos activos, la generación de alta potencia para transmisión y amplificación de bajo ruido en el receptor, se encuentra distribuida, así como el control de la fase en cada elemento radiador (figura 1.5b). Los arreglos activos proporcionan mayor flexibilidad y capacidad del sistema, sin embargo, presentan dos grandes desventajas: complejidad y precio.

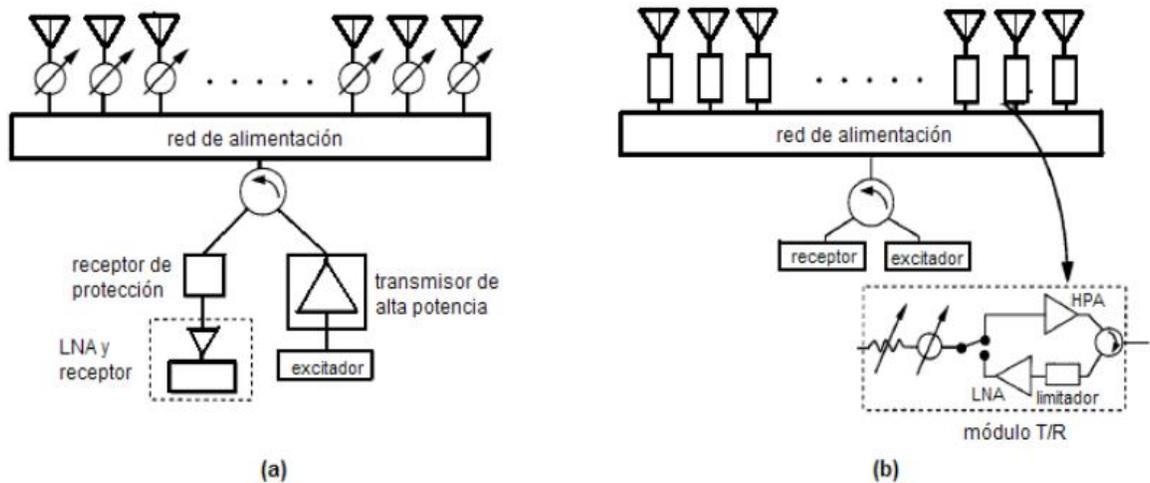


Figura 1.5 Configuraciones de los arreglos pasivo y activo. (a) Arreglo pasivo lineal con desplazador de fase en cada elemento; (b) arreglo activo con módulos TxRx en cada elemento.

## 1.4 Arreglos reflectores.

Las antenas de apertura pueden categorizarse de acuerdo a la teoría en la que se basa su construcción. Estas pueden ser teoría de arreglos, donde la fase y amplitud de cada elemento se controla para alcanzar las características de radiación deseadas, y óptica geométrica, donde se controla la forma de una superficie que es iluminada de cierta manera.

Una tercera categoría es la de las antenas reflectoras, las cuales son una combinación de las dos anteriores. En principio, las antenas reflectoras se componen de una superficie con una determinada impedancia y un radiador primario que ilumina esta superficie como se muestra en la figura 1.6. La amplitud y fase de los campos reflejados en un punto es determinada por la impedancia que presente la superficie en ese punto. Por lo tanto, el patrón de radiación se modifica cambiando directamente la impedancia de la superficie. Este patrón puede modificarse para generar haces angostos, haces más anchos de lo que podrían asociarse a una antena con la apertura usada o patrones de radiación con formas específicas. Además, la impedancia de la superficie puede ser cambiada rápidamente para explorar todos estos tipos de patrón. El control de la amplitud que se puede obtener está limitado por el patrón de radiación del radiador, mientras que el control de la fase está totalmente determinado por los medios físicos usados para desarrollar la impedancia de superficie de la antena.

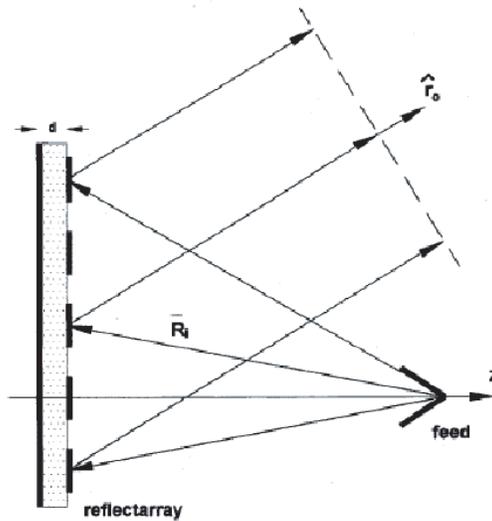


Figura 1.6: Geometría de la antena reflectora.

Si bien existen formas analíticas de calcular la impedancia de superficie de una antena reflectora [2], lo más común es explorar sus características experimentalmente. Un modo de modificar la impedancia de la antena es conformándola de múltiples elementos desplazadores de fase (figura 1.7).

Los arreglos reflectores combinan algunas de las características más importantes de la antena parabólica tradicional y de la tecnología del arreglo de fase. La antena reflectora presenta varias ventajas sobre una antena de radiador:

- 1.- La complejidad de un sistema alimentador se sustituye por la simpleza de un sistema reflector.
- 2.- Es posible cambiar el patrón de radiación de la antena rápidamente sin necesidad de mover físicamente la antena.
- 3.- No se requieren líneas de transmisión para alimentarla, reduciendo así las pérdidas de inserción.

Entre las ventajas del arreglo reflector sobre el reflector parabólico se pueden mencionar:

- 1.- Su superficie plana permite un despliegue mucho más sencillo sobre vehículo o bases móviles, agregando poco volumen y peso a la estructura total.
- 2.- El haz principal del arreglo reflector puede ser re-direccionado fácilmente en un sector más amplio del espacio circundante.
- 3.- Es altamente confiable, ya que un mal funcionamiento de algunos de sus elementos no tendrá gran impacto en el desempeño general de la antena con miles de elementos.

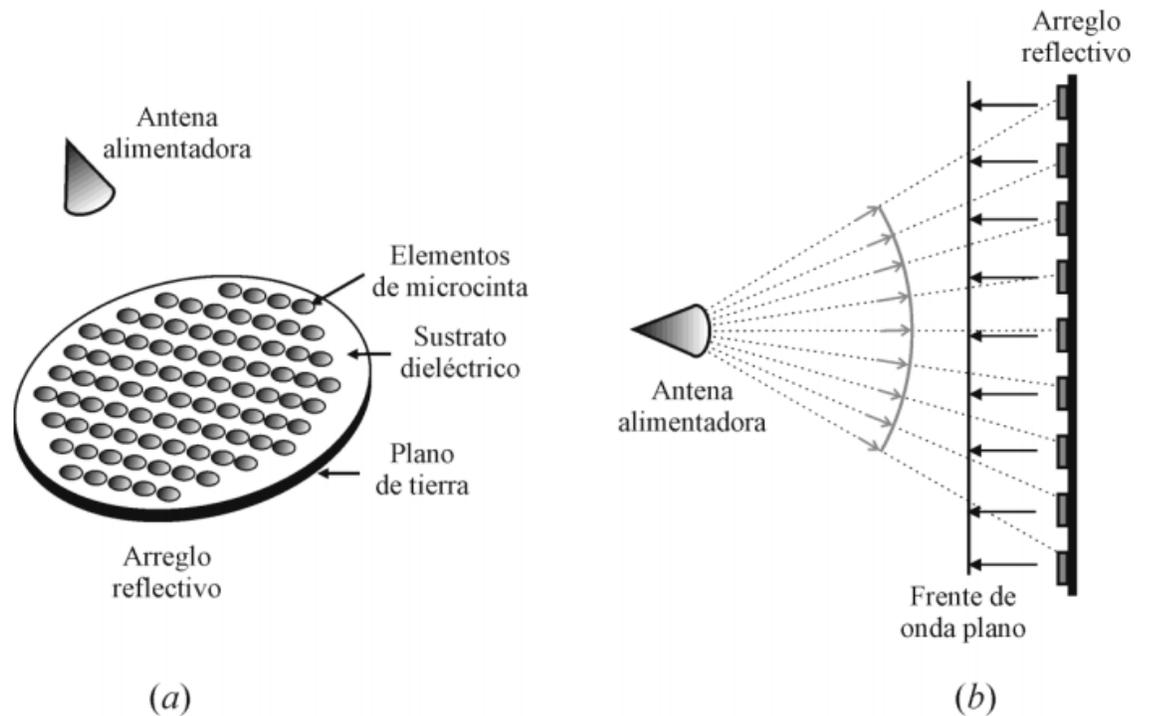


Figura 1.7:a) Geometría del arreglo reflector; b) formación del frente de onda plano.

## 1.5 Antenas reflectoras en arreglos de fase.

Las antenas reflectoras en arreglos de fase son antenas planas compuestas de docenas hasta miles de elementos ubicados sobre su superficie. Estas antenas son alimentadas por una fuente cercana de emisión, cuya radiación se refleja sobre la antena y es así emitida al espacio libre. Cada elemento de la antena refleja la onda electromagnética de manera distinta de acuerdo a su posición. El patrón de radiación conjunto de la antena puede ser modificado así por las variaciones en los elementos individuales de la misma. Un elemento particular que ha demostrado ser práctico en este tipo de aplicaciones es el de Espirafase (3).

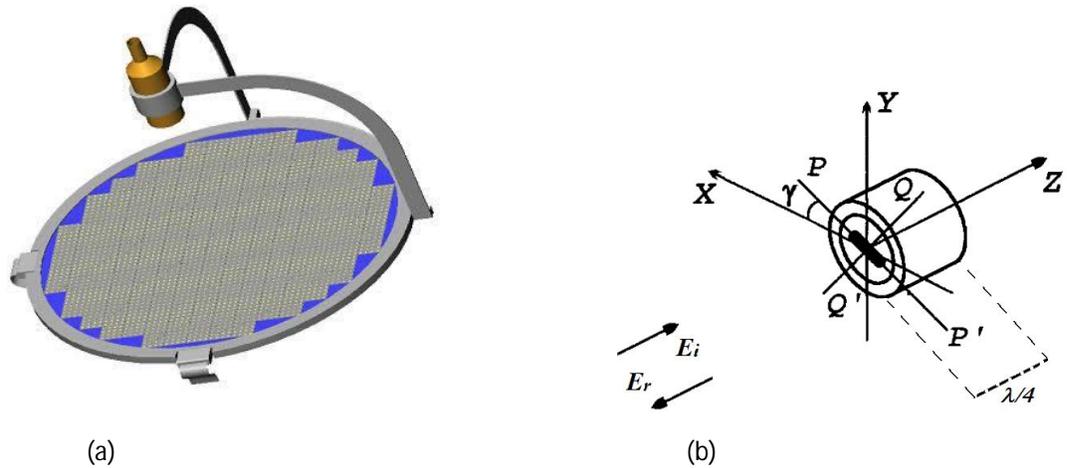


Figura 1.8: (a) Antena reflectora, (b) Principio del elemento espirafase.

El desarrollo de los arreglos reflectores de antenas en arreglos de fase con elementos espirafase se encuentra ya en un estado muy desarrollado. Las pérdidas de inserción y los errores de fase se han minimizado hasta niveles prácticos ([4] y [1]) y se han presentado métodos de construir los defasadores tipo espirafase ([5]). Sin embargo, cuando se hace incidir una señal con polarización circular izquierda o derecha en el arreglo, este refleja una onda con componentes con ambas polarizaciones. La polarización cruzada ha sido medida y alcanza valores de hasta 12 dB [6]. Este valor es muy elevado para fines prácticos, pues representa una fuente de ruido y un desperdicio de potencia.

## 1.6.- Conclusiones.

- Debido al progreso en el desarrollo de las telecomunicaciones se han intensificado los requerimientos en desempeño y funcionalidad de los sistemas inalámbricos, razones por las que las antenas en arreglos de fase llaman la atención a nivel mundial.
- Las antenas en arreglos de fase tienen ventajas considerables sobre las convencionales, a pesar de que existe una carencia de desplazadores de fase con bajas pérdidas y bajo costo, situaciones que han limitado su uso al ámbito militar.
- En la actualidad existe un gran interés en la investigación y desarrollo de arreglos de fase
- ligeros y de bajo costo. Una alternativa atractiva para obtener este tipo de arreglos es el desarrollo de arreglos reflectivos pasivos planos que operen en frecuencias de microondas.

## Referencias.

- [1] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk and J. I. Martinez, "Spiraphase-Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol 52, no. 1, Enero de 2004.
- [2] D. G. Berry, R. G. Malech, W. A. Kennedy, "The Reflectarray Antenna", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol 11, no 6, Noviembre de 1963.
- [3] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar", Microwave J., vol. 20, pp. 67–73, Julio de 1977.
- [4] A. E. Martynyuk and J. I. M. Lopez, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots," in Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, Junio de 2001, pp. 1379–1382.
- [5] A. E. Martynyuk and Y. Sidoruk, "Low loss phase shifters for Ka band phased array" 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology, Dana Point, USA, May 2000.
- [6] Ang Yu, Fan Yang, Atef Z. Elsherbeni, and John Huang, Design and Measurement of a Circularly Polarized Ka-band Reflectarray Antenna", 3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2009, Berlin, Germany, Marzo de 2009.

## Capítulo 2 Polarización cruzada en elementos espirafase

### 2.1 Elementos espirafase

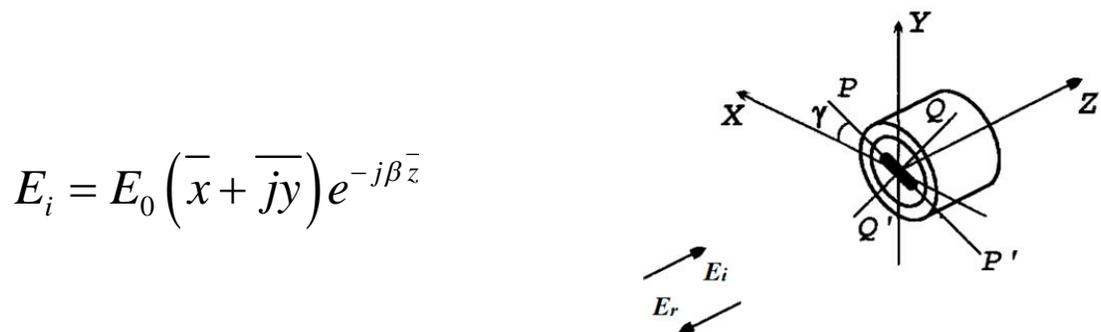
En sus inicios, la aplicación práctica de las antenas en arreglos de fase estuvo limitada por el alto costo y complejidad de sus elementos. Dada la gran aceptación que tuvieron estas antenas, desde los años 60s se resolvieron los problemas de complejidad y tamaño de las antenas con base en un extenso trabajo reflejado en un gran número de publicaciones. Sin embargo los problemas de costo continuaron, debido a que este se hallaba principalmente determinado por el costo de los desplazadores de fase. En 1977, Phelan [1] descubrió un nuevo tipo de elemento que incorporaba el desplazador de fase en el elemento mismo. A este nuevo tipo de elemento Phelan le dio el nombre de Espirafase (*Spiraphase*).

El principio de funcionamiento del espirafase consiste en lo siguiente: cuando una antena es excitada con una onda con polarización circular, el cambio de fase del campo radiado cambia (en todo el espacio) de manera exactamente proporcional a la rotación de la antena.

Si uno puede diseñar una antena con un patrón de radiación completamente simétrico, entonces el cambio de fase ocurrirá sin otros efectos discernibles.

Una característica especial del cambio de fase derivado de la rotación es que ***es independiente de la longitud de onda y su ancho de banda está limitado solo por el ancho de banda de la antena.***

Para probar esto, supóngase que tenemos un elemento espirafase compuesto de un dipolo rotatorio que es excitado con una onda de polarización circular derecha (figura 2.1)



$$E_i = E_0 (\bar{x} + j\bar{y}) e^{-j\beta\bar{z}}$$

Figura 2.1. Elemento espirafase con onda RHCP incidente.

De acuerdo a [2] y a [3], la onda reflejada puede expresarse de la siguiente manera:

$$E_r = \frac{1}{2} E_0 \left( (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) (\bar{x} - j\bar{y}) e^{2j\gamma} + (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) (\bar{x} + j\bar{y}) \right) e^{j\beta\bar{z}} \quad (1)$$

Donde  $\Gamma_{\parallel}, \Gamma_{\perp}$  son los coeficientes de reflexión de las componentes de la onda de polarización circular que son paralela y perpendicular al dipolo respectivamente y  $\gamma$  es el ángulo de rotación del mismo.

La 1ra componente de (1) es una onda polarizada circularmente en la misma dirección y con el mismo sentido de rotación que el vector  $E_i$ , que es la onda incidente. La fase de esta "Onda Controlada" depende de la posición angular del dipolo. La segunda componente es una onda indeseada u "Onda No Controlada", con una fase que no está bajo control. Esta segunda componente tiene una polarización circular inversa y constituye la Polarización Cruzada.

Para aplicaciones de comunicaciones y de radares es importante poder maximizar y detectar solo la Onda Controlada en la señal reflejada, de este modo, esta presentará un cierto grado de distorsión debido a la presencia de la onda no controlada.

En este momento, definimos la polarización cruzada en una antena reflectora de arreglos de fase con elementos espirafase como **la magnitud de la onda no controlada en la onda total reflejada por la antena.**

Por lo tanto, en orden de minimizar la polarización cruzada, requerimos de una condición bajo la cual la componente No Controlada sea cero o lo menos posible. Claramente, esto se logra siempre que:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (2)$$

Por lo tanto, siempre que las componentes perpendiculares al dipolo puedan reflejarse con una diferencia de fase de  $180^\circ$  respecto a las componentes paralelas se asegura la eliminación de la onda No Controlada. Pero, ¿Qué se debe hacer para asegurar la condición anterior?

Para esto, se modifica ligeramente la estructura de la antena presentada en la figura 1, agregando una pared de metal detrás del dipolo, a una distancia  $\lambda / 4$ :

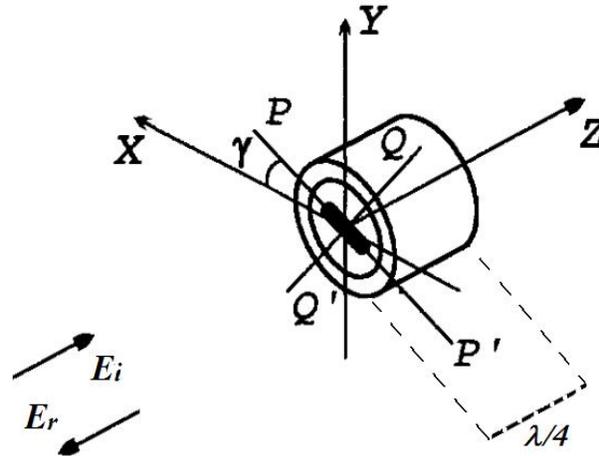


Figura 2.2. Dipolo modificado para suprimir la onda no controlada.

El principio de funcionamiento de esta modificación es el siguiente:

Asumiendo una reflexión del 100% en las superficies metálicas y que estamos tratando con un dipolo resonante (de aproximadamente 0.25% la longitud de onda incidente) la componente de la onda que sea paralela al dipolo se reflejará inmediatamente en  $Z=0$  con un coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\parallel} = -1$ . La componente perpendicular no detectará al dipolo y seguirá avanzando, defasándose  $-90^\circ$  en el recorrido de  $\lambda / 4$  antes de reflejarse en la placa de metal, lo cual le añadirá un defasamiento extra de  $-180^\circ$ . Después, la onda recorrerá nuevamente la distancia  $\lambda / 4$  para obtener aun otros  $-90^\circ$  de defasamiento y alcanzar  $Z=0$  con un defasamiento de  $360^\circ$  o bien, un coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\perp} = 1$

Si bien esta medida elimina por completo la polarización cruzada, tiene por consecuencia que su funcionamiento óptimo se vuelve dependiente de la frecuencia de operación. Esto por lo tanto limita el ancho de banda en que la antena es utilizable.

## 2.2 Tipos de elementos espirafase.

La base del funcionamiento del elemento espirafase radica en el control de ángulo de fase del campo reflejado mediante la rotación del elemento. Pero hemos visto que esta misma rotación generará polarización cruzada y la solución a esta última requiere de hacer dependiente de la frecuencia a la antena, limitando su ancho de banda. Debido a estos problemas, se han ideado distintos tipos de elementos espirafase. La respuesta de estos elementos se analiza en las secciones siguientes. Por ahora se presentan solo como introducción.

### 2.2.1 Elementos basados en dipolos.

Estos elementos fueron los primeros en ser analizados [1]. Su construcción es muy sencilla ya que solo se requiere de un dipolo que gire física o electrónicamente.

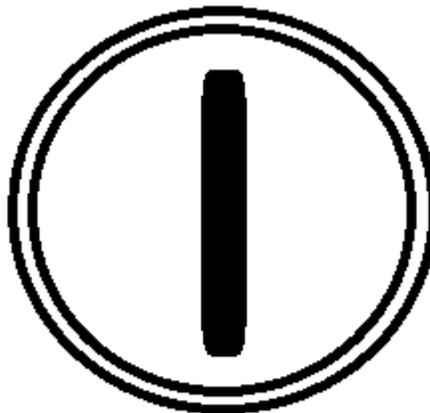


Figura 2.3: Espirafase basado en dipolo.

El dipolo puede ser girado físicamente mediante motores o MEMS en la parte de atrás. En el caso de la rotación electrónica mencionada en [3], el dipolo percibido por la onda incidente se cambia mediante la activación de diodos conectados entre dos medios dipolos. Estos pares de medios dipolos se colocan a diferentes ángulos y son activados un par a la vez, haciendo al resto de los dipolos semi-invisibles a la onda incidente.

### 2.2.2 Elementos basados en ranuras.

El principio de funcionamiento de los elementos espirafase basados en ranuras es en esencia el mismo que en los elementos de dipolo: La onda incidente se refleja en la superficie de forma distinta dependiendo de si el campo incidente es perpendicular o paralelo a la ranura.

En estos modelos, sin embargo, la reflexión ocurre de manera distinta: Una vez que el campo eléctrico de la onda paralela incide en el elemento, no es capaz de propagarse debido a la impedancia generada por las paredes metálicas paralelas entre si y al campo eléctrico, de modo que la onda se reflejará con un coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\parallel} = -1$

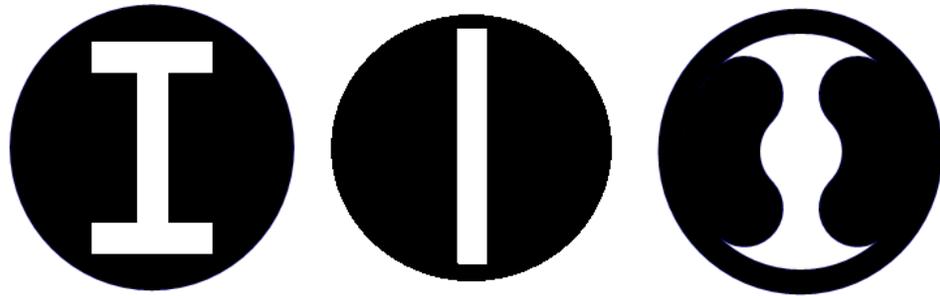


Figura 2.4 Elementos espirafase basados en ranuras [4].

La rotación electrónica de estos elementos se puede lograr haciendo cortocircuitando ranuras perpendiculares a la circunferencia, tales que la discontinuidad que la corriente siente al correr sobre aquella se desplace un cierto ángulo. En la figura X, el siguiente elemento, propuesto en [5], es un ejemplo de este sistema:

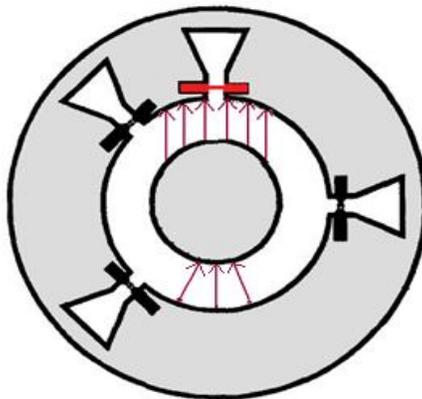


Figura 2.5: Elemento espirafase basado en ranuras girado electrónicamente [5].

El elemento se compone de un anillo con ranuras que aumentan su grosor. Las ranuras se ponen en cortocircuito con diodos colocados en su parte más estrecha. De este modo, para activar una rotación de  $45^\circ$ , todos los diodos con excepción de aquel que cierra la ranura a ese ángulo son encendidos.

### 2.2.3 Elementos de anillo.

Estos elementos basan su funcionamiento en los mismos principios que los elementos basados en dipolos y en ranuras, pero además agregan un anillo metálico que en la estructura. La adición de este elemento ha demostrado incrementar el ancho de banda de la antena, ya que las corrientes generadas favorecen la generación de la onda de polarización circular reflejada.

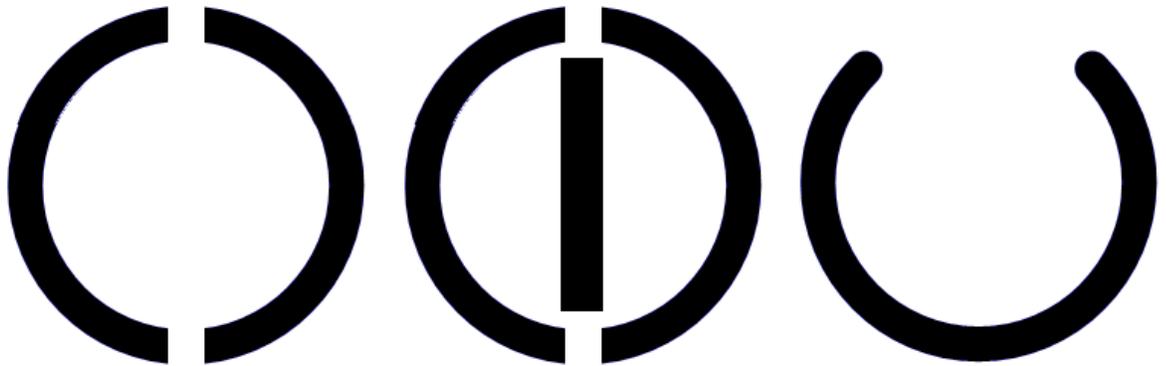


Figura 2.6: Elementos espirafase basados en anillos.

### 2.3 Origen de la polarización cruzada en arreglos de elementos espirafase.

Hemos visto que al hacer incidir una onda electromagnética polarizada circularmente en un elemento espirafase genera una onda reflejada con la siguiente forma:

$$E_i = E_0 (\bar{x} + j\bar{y}) e^{-j\beta\bar{z}}$$

$$E_r = \frac{1}{2} E_0 \left( (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) (\bar{x} - j\bar{y}) e^{2j\gamma} + (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) (\bar{x} + j\bar{y}) \right) e^{j\beta\bar{z}} \quad (3)$$

Esta onda reflejada está compuesta de dos ondas con polarizaciones circulares opuestas. Una de ellas, la "onda controlada" depende directamente del ángulo de rotación del elemento, mientras que la "Onda No Controlada" es independiente de cualquier variación que se pueda hacer.

La polarización cruzada queda definida como la magnitud de esta "onda no controlada" y puede ser reducida a cero si se cumple la condición

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (4)$$

Esta situación se asegura colocando una pared de metal a una distancia  $\lambda/4$  detrás del elemento.

Si bien la polarización cruzada puede eliminarse por completo en un elemento, la situación cambia al intentar crear un arreglo de elementos.

Supóngase un arreglo de elementos como el de la siguiente figura:

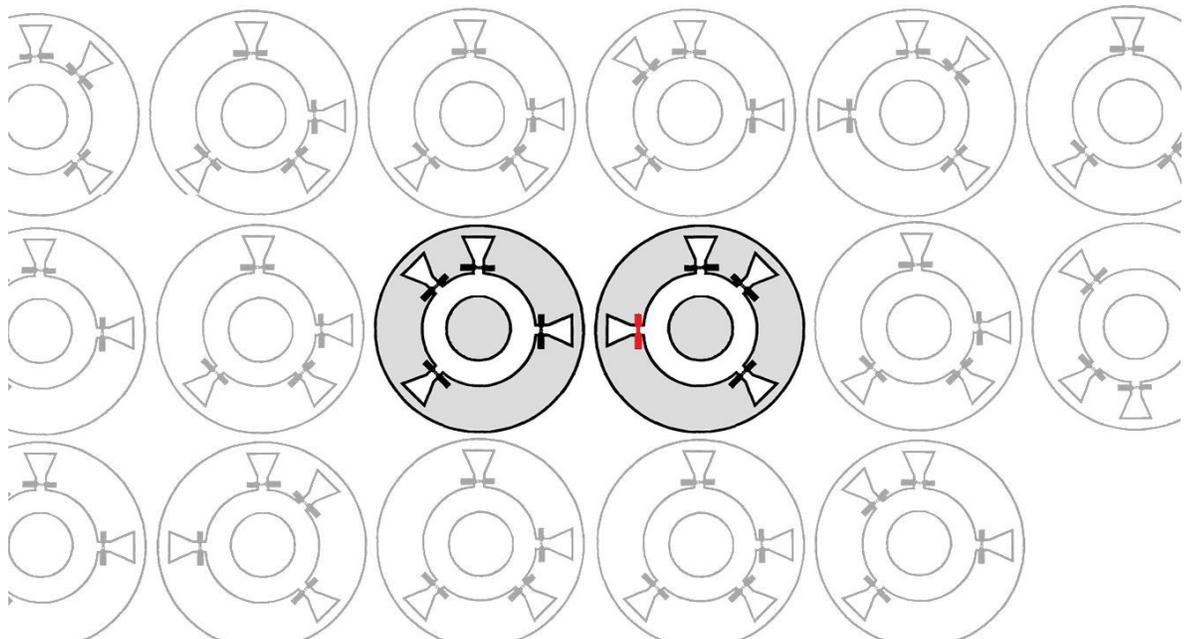


Figura 2.7: Arreglo de elementos espirafase.

Para poder generar las variaciones en el patrón de variación deseadas, cada elemento debe inducir una fase distinta a la onda que incide en el, por lo que cada uno de ellos tiene una rotación distinta.

Con el fin de que los elementos interactúen en fase de manera correcta para generar el cambio en el patrón de radiación, la distancia entre ellos debe ser muy pequeña, del orden de media longitud de onda. Sin embargo, al estar los elementos tan cerca unos de otros, existen interferencias entre ellos, por lo que la forma de la onda reflejada se expresa de manera general como sigue:

$$E_r = A e^{2j\gamma} (\bar{x} - j\bar{y}) e^{j\beta\bar{z}} + B (\bar{x} + j\bar{y}) e^{j\beta\bar{z}} \quad (5)$$

De este modo, ya no es claro que condición debe asegurarse para reducir el coeficiente B. El fin de esta tesis es proponer soluciones que reduzcan este índice.

Antes de proponer variaciones que reduzcan la polarización cruzada se analizará el comportamiento de varios arreglos de elementos.

## 2.4 Análisis de arreglos de elementos espirafase

Para comenzar a pensar en un mejor diseño de antena espirafase, en esta sección analizaremos el desempeño de distintos tipos de elementos de este tipo ante una onda de polarización circular. Todas las simulaciones se realizan mediante software de simulación electromagnética y las fórmulas requeridas para evaluar las variables de interés se presentan a continuación. Algunos de estos elementos son muy generales, como en el caso del dipolo, mientras que otros se encuentran basados en artículos publicados con anterioridad que se mencionaran conforme se vayan presentando. Las variables a considerar serán la frecuencia de operación del dispositivo, la diferencia de fases entre sus coeficientes de reflexión paralelo y ortogonal, el nivel de polarización cruzada que presenten en la banda analizada y las magnitudes de las ondas controlada y no controlada.

### 2.4.1 Proceso de cálculo en la simulación.

Para analizar la onda incidente y reflejada en un arreglo, el software de simulación nos permite utilizar sondas de medición que detectan el campo eléctrico y magnético en la dirección en que estas se encuentren ubicadas.

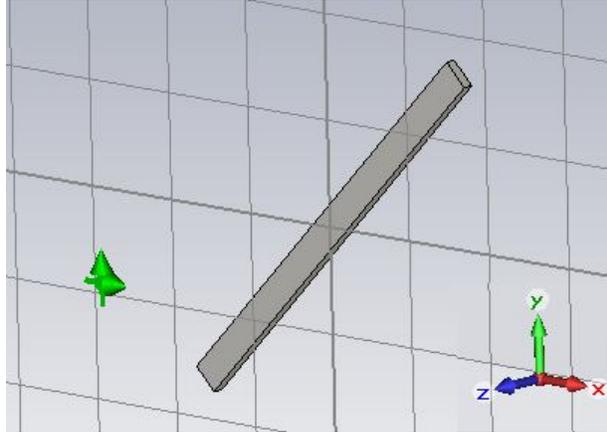


Figura 2.8: Posición de las sondas de medición del campo en el software usado.

Con los datos obtenidos apenas por estas sondas se calcularán el resto de las variables de interés.

Para cada tipo arreglo, se requerirá calcular su respuesta ante una onda con campo eléctrico paralelo a él y ante otra con campo eléctrico perpendicular a él.

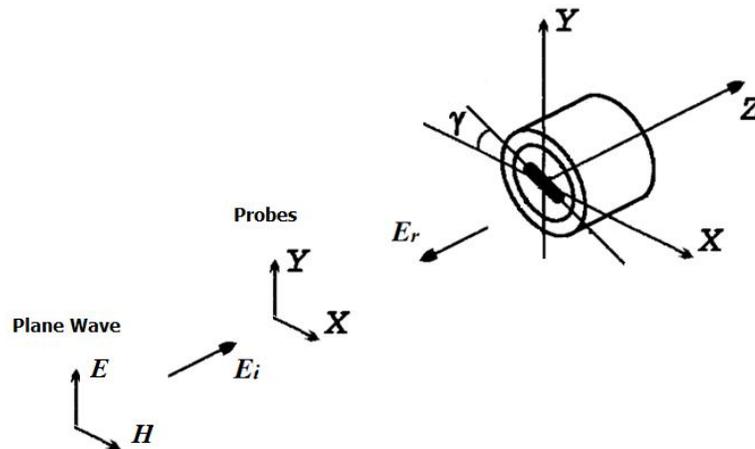


Figura 2.9: Diagrama de las sondas respecto al campo incidente.

Las sondas de medición detectarán una suma de la onda incidente y la onda reflejada. Cada *sonda* detecta la magnitud y fase de la onda que recibe. Los datos obtenidos serán operados de la siguiente manera:

Sean las lecturas de magnitud en las sondas  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $H_x$  y  $H_y$  y las lecturas de fase  $\arg E_x$ ,  $\arg E_y$ ,  $\arg H_x$  y  $\arg H_y$ . Las variables de interés en el análisis son:

Magnitud y fase de la Onda Controlada.

Magnitud y fase de la Onda No Controlada

Con el fin de calcular estas componentes requerimos el cálculo de la impedancia de la onda  $Z$  y el coeficiente de reflexión del arreglo  $R$  y para obtener estas a su vez requerimos de calcular la magnitud total de los campos eléctrico y magnético medidos por los sondas. Las sondas obtienen mediciones ortogonales entre sí que se combinarán para obtener la magnitud y fase totales del campo medido. Estas 'ondas parciales' son números complejos  $a + jb$ . Para el caso de la onda con campo eléctrico con dirección paralela al arreglo, tendremos lo siguiente:

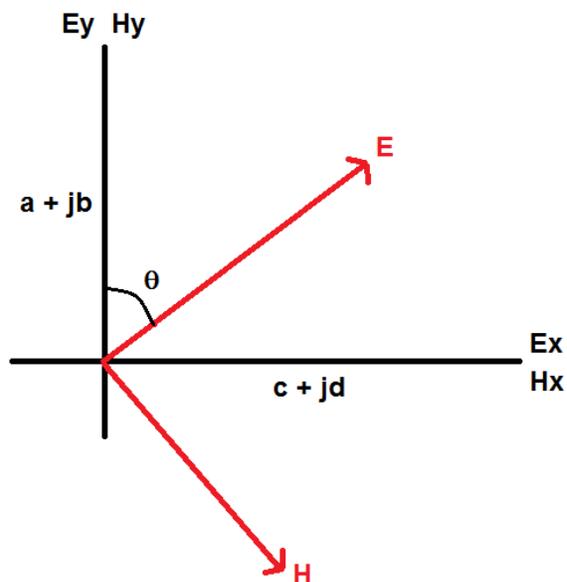


Figura 2.10: Diagrama del campo EM de la onda paralela respecto a las sondas.  $E_x$  y  $E_y$  indican la dirección en que se orientan las sondas que miden el campo eléctrico, mientras que  $H_y$  y  $E_x$  indican la dirección de las sondas que miden el campo magnético.  $E$  y  $H$  representan la dirección de los campos eléctrico y magnético en la onda incidente.

Por lo tanto, los campos E y H resultan ser las proyecciones de las 'ondas parciales' medidas en los *sondas* sobre el eje del campo en cuestión:

$$\begin{aligned} E_{\parallel} &= (a + jb)\cos\theta + (c + jd)\text{sen}\theta \\ H_{\parallel} &= -(a + jb)\text{sen}\theta + (c + jd)\cos\theta \end{aligned} \quad (6)$$

De manera similar, para el caso de la onda con campo eléctrico perpendicular al arreglo:

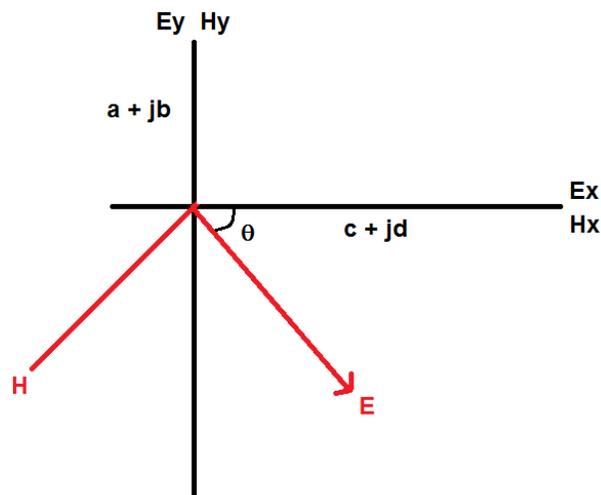


Figura 2.10: Diagrama del campo EM de la onda perpendicular respecto a las *sondas*.  $E_x$  y  $E_y$  indican la dirección en que se orientan las sondas que miden el campo eléctrico, mientras que  $H_y$  y  $E_x$  indican la dirección de las sondas que miden el campo magnético. E y Y representan la dirección de los campos eléctrico y magnético en la onda incidente.

$$\begin{aligned} E_{\perp} &= -(a + jb)\text{sen}\theta + (c + jd)\cos\theta \\ H_{\perp} &= -(a + jb)\cos\theta - (c + jd)\text{sen}\theta \end{aligned} \quad (7)$$

Estas expresiones describen los campos eléctrico y magnético de las ondas paralela y perpendicular al arreglo. Para poder manipular estas cantidades con el software es preferente generar expresiones para su magnitud y fase. De este modo:

$$\begin{aligned}
|E_{\parallel}| &= \sqrt{\cos^2 \theta (a^2 + b^2) + \sin^2 \theta (c^2 + d^2) + \sin 2\theta (ac + bd)} \\
\angle E_{\parallel} &= a \tan \left( \frac{b \cos \theta + d \sin \theta}{a \cos \theta + c \sin \theta} \right) \\
|H_{\parallel}| &= \sqrt{\cos^2 \theta (a^2 + b^2) + \sin^2 \theta (c^2 + d^2) - \sin 2\theta (ac + bd)} \\
\angle H_{\parallel} &= a \tan \left( \frac{d \cos \theta - b \sin \theta}{c \cos \theta - a \sin \theta} \right) \\
|E_{\perp}| &= \sqrt{\cos^2 \theta (a^2 + b^2) + \sin^2 \theta (c^2 + d^2) - \sin 2\theta (ac + bd)} \\
\angle E_{\perp} &= a \tan \left( \frac{d \cos \theta - b \sin \theta}{c \cos \theta - a \sin \theta} \right) \\
|H_{\perp}| &= \sqrt{\cos^2 \theta (a^2 + b^2) + \sin^2 \theta (c^2 + d^2) + \sin 2\theta (ac + bd)} \\
\angle H_{\perp} &= a \tan \left( \frac{-b \cos \theta - d \sin \theta}{-a \cos \theta - c \sin \theta} \right)
\end{aligned}$$

Una vez que contamos con estos datos, podemos proceder a calcular la impedancia de la onda. En el caso de la componente paralela, tenemos que:

$$\begin{aligned}
|Z_{\parallel}| &= \frac{|E_{\parallel}|}{|H_{\parallel}|} \left( \frac{1}{120\pi} \right) \\
\angle(Z_{\parallel}) &= \angle E_{\parallel} - \angle H_{\parallel}
\end{aligned} \tag{8}$$

Hay que tomar en cuenta que la onda medida es de hecho una suma de las ondas incidente y reflejada. Para obtener el coeficiente de reflexión se realiza lo siguiente:

$$\begin{aligned}
E &= E_i + E_r = E_i(1 + \Gamma_{\parallel}) \\
H &= H_i - H_r = H_i(1 - \Gamma_{\parallel}) \\
Z_{\parallel} &= \frac{E}{H} = \frac{E_i(1 + \Gamma_{\parallel})}{H_i(1 - \Gamma_{\parallel})}
\end{aligned} \tag{9}$$

Puesto que la magnitud del campo incidente en la simulación es 1, podemos simplificar esta expresión y calcular el coeficiente de reflexión de la onda paralela al elemento:

$$\begin{aligned} Z_{\parallel} &= \frac{E}{H} = \frac{1 + \Gamma_{\parallel}}{1 - \Gamma_{\parallel}} \\ \Gamma_{\parallel} &= \frac{Z_{\parallel} - 1}{Z_{\parallel} + 1} \end{aligned} \quad (10)$$

Para realizar el cálculo dentro del software se toman en cuenta solo magnitud y fase de los elementos:

$$\text{Sea } \theta_{z_{\parallel}} = \angle Z_{\parallel}$$

$$\begin{aligned} |\Gamma_{\parallel}| &= \left| \frac{Z_{\parallel} - 1}{Z_{\parallel} + 1} \right| = \left| \frac{Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + jZ_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}} - 1}{Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + jZ_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}} + 1} \right| = \frac{\left| (Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} - 1) + jZ_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}} \right|}{\left| (Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + 1) + jZ_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}} \right|} = \frac{\sqrt{(Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} - 1)^2 + (Z_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}})^2}}{\sqrt{(Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + 1)^2 + (Z_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}})^2}} \\ |\Gamma_{\parallel}| &= \frac{\sqrt{Z_{\parallel}^2 \cos^2 \theta_{z_{\parallel}} - 2Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + 1 + Z_{\parallel}^2 \sin^2 \theta_{z_{\parallel}}}}{\sqrt{Z_{\parallel}^2 \cos^2 \theta_{z_{\parallel}} + 2Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + 1 + Z_{\parallel}^2 \sin^2 \theta_{z_{\parallel}}}} = \frac{\sqrt{Z_{\parallel}^2 - 2Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + 1}}{\sqrt{Z_{\parallel}^2 + 2Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + 1}} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \arg(\Gamma_{\parallel}) &= \arg\left( \frac{(Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} - 1) + jZ_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}}}{(Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + 1) + jZ_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}}} \right) = \arg\left( (Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} - 1) + jZ_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}} \right) - \arg\left( (Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + 1) + jZ_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}} \right) \\ \arg(\Gamma_{\parallel}) &= \text{atan}\left( \frac{Z_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}}}{Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} - 1} \right) - \text{atan}\left( \frac{Z_{\parallel} \sin \theta_{z_{\parallel}}}{Z_{\parallel} \cos \theta_{z_{\parallel}} + 1} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

De forma análoga, la magnitud y fase del coeficiente de reflexión de la onda paralela al elemento se calculan como:

$$|\Gamma_{\perp}| = \frac{\sqrt{Z_{\perp}^2 - 2Z_{\perp} \cos \theta_{z_{\perp}} + 1}}{\sqrt{Z_{\perp}^2 + 2Z_{\perp} \cos \theta_{z_{\perp}} + 1}} \quad (13)$$

$$\arg(\Gamma_{\perp}) = \text{atan}2D\left( \frac{Z_{\perp} \sin \theta_{z_{\perp}}}{Z_{\perp} \cos \theta_{z_{\perp}} - 1} \right) - \text{atan}2D\left( \frac{Z_{\perp} \sin \theta_{z_{\perp}}}{Z_{\perp} \cos \theta_{z_{\perp}} + 1} \right) \quad (14)$$

### 2.4.2 Elemento espirafase basado en dipolo.

El 1er elemento simulado es un simple dipolo, el cual representa el modelo más básico de antena espirafase. Para recrear un arreglo formado por estos elementos, se usa un modelo de arreglo infinito en el software. Las paredes laterales en 2 dimensiones son periódicas, mientras que la barrera anterior es de material conductor perfecto (PEC) a una distancia de  $\lambda/4$  del elemento. La pared posterior es de espacio vacío.

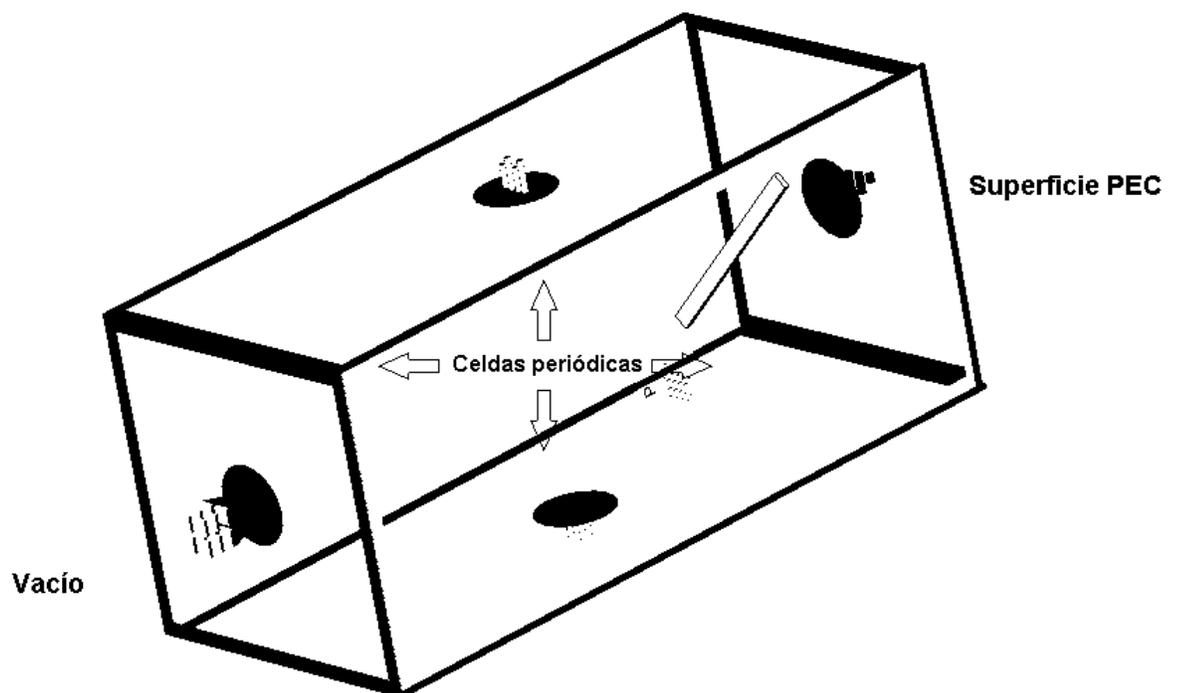


Figura 2.12: Celda de un arreglo de dipolos rotatorios.

Las dimensiones de la celda periódica son las siguientes:

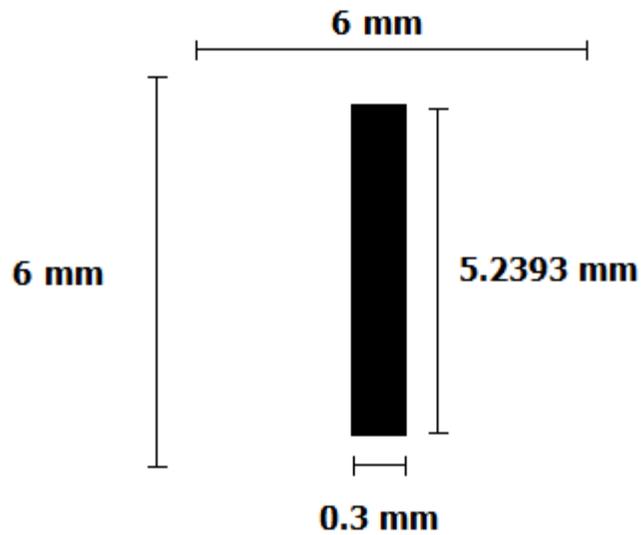


Figura 2.13: Dimensiones de la celda periódica.

El grosor del dipolo es de 0.1 milímetros. El elemento es rotado en intervalos de  $5^\circ$  hasta llegar a  $45^\circ$ . Recordando que la relación entre la rotación del dipolo y la fase inducida en la onda es de 2:1, se obtiene un retraso máximo en fase de hasta  $90^\circ$ .

Tabla 2.1: Dimensiones de la celda periódica.

Longitud del stub (l)	5.2393 mm
Ancho del stub (h)	0.3 mm
Altura de celda (a)	6 mm
Ancho de celda (b)	6 mm
Distancia a pared metálica (d)	2.5 mm

Analizando la respuesta del dispositivo sin pared metálica detrás de él encontramos que su frecuencia de resonancia (el punto en que la magnitud del coeficiente de reflexión es más alto) está en 30.28 Ghz.

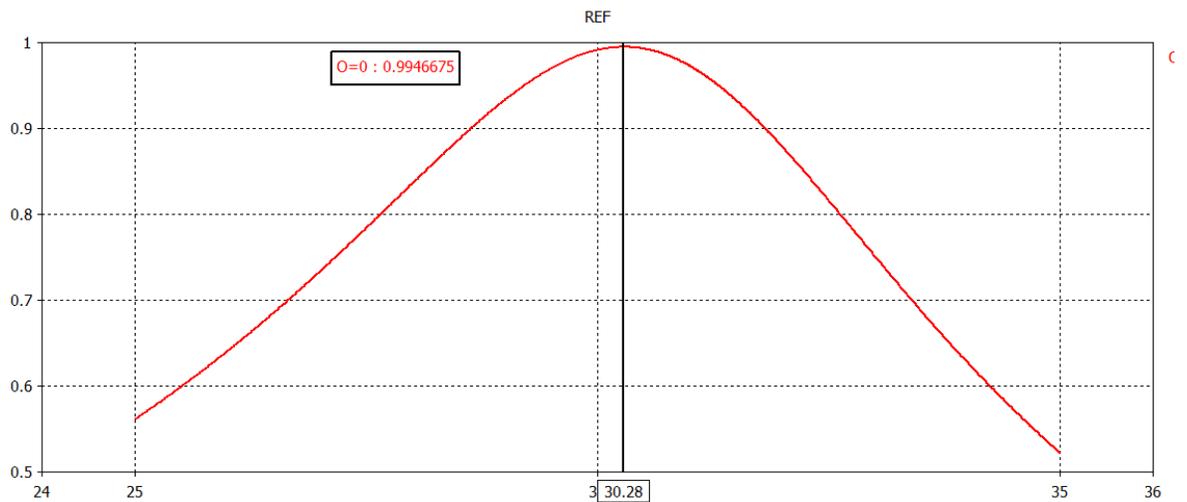


Figura 2.14 Respuesta en frecuencia del dipolo ( $0^\circ$ , sin pared PEC, Onda paralela al dipolo)

La respuesta del elemento a una onda con polarización lineal con el eje del campo eléctrico alineado ortogonalmente al dipolo es la siguiente:

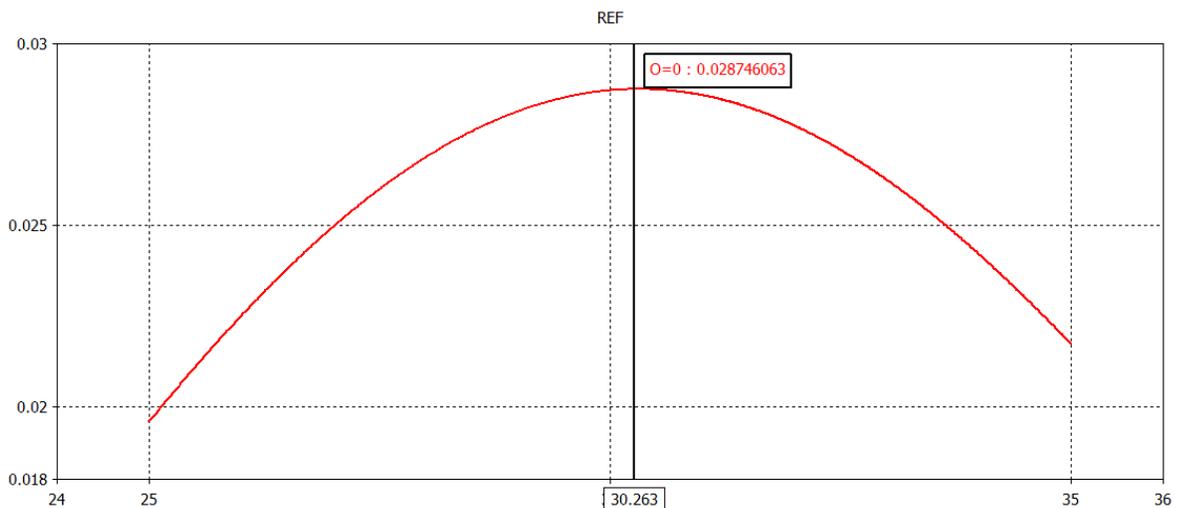


Figura 2.15 Respuesta en frecuencia del dipolo ( $0^\circ$ , sin pared PEC, Onda perpendicular al dipolo)

La magnitud del coeficiente de reflexión es de tan solo 0.03, porque la mayor parte de la onda atraviesa el elemento sin reflejarse.

Ahora se analizará la respuesta del elemento a una onda con polarización circular. En este caso veremos cómo se comportan las ondas controlada y no controlada que se reflejan en el arreglo. Recordemos que una onda de polarización circular puede ser descompuesta en dos

ondas de polarización vertical y horizontal y que la eliminación de la onda no controlada que refleje el arreglo dependerá de la diferencia de fases en la reflexión de ambas ondas.

Al colocar una pared metálica al fondo del arreglo, a una distancia de  $\lambda/4$ , la magnitud de la onda controlada es la siguiente:

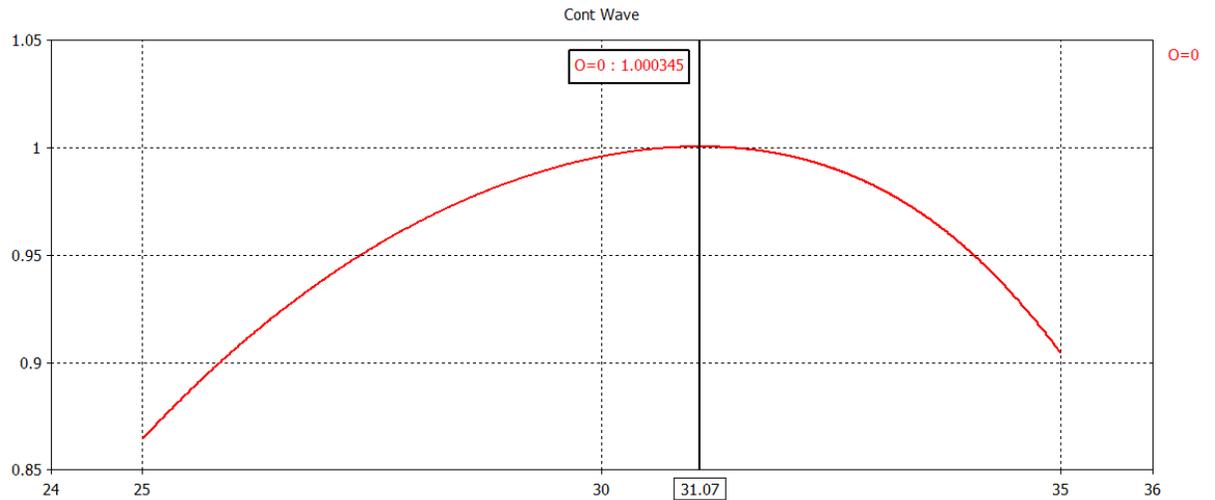


Figura 2.16 Respuesta en frecuencia del dipolo (0°, con pared PEC, Onda paralela al dipolo)

Podemos ver que la onda tiene un máximo en 31.07 GHz y que su magnitud se encuentra bien arriba de los 3 dB en toda la banda analizada (25 GHz – 35 GHz).

A su vez, la magnitud de la onda No Controlada es la siguiente:

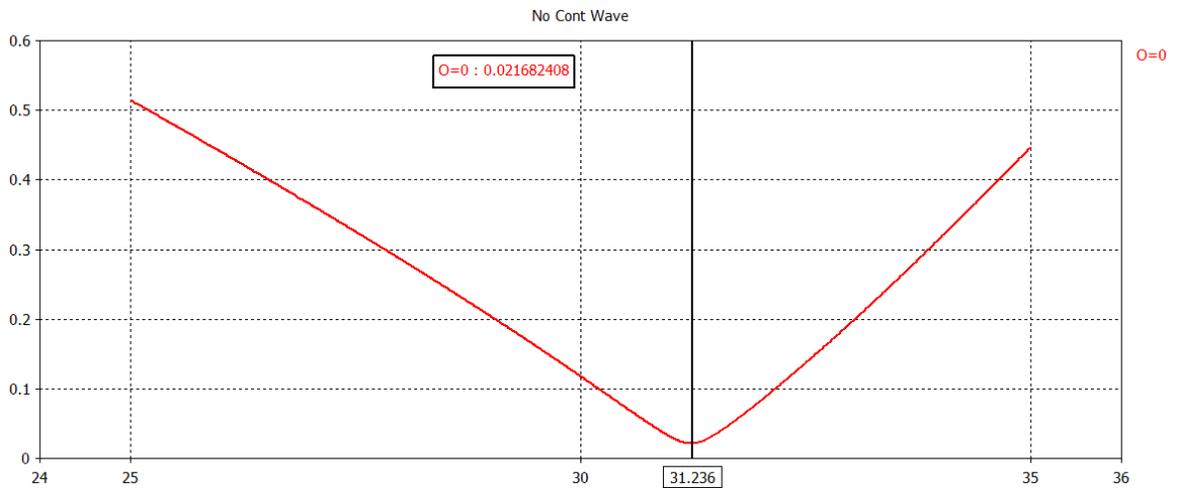


Figura 2.17 Respuesta en frecuencia del dipolo (0°, con pared PEC, Onda perpendicular al dipolo)

La onda No Controlada tiene un mínimo en 31.22 y con un valor de 0.021, es bastante cercano a cero. Para analizar porque la onda controlada no desaparece del todo podemos analizar la diferencia de fases en las fases de los coeficientes de reflexión:

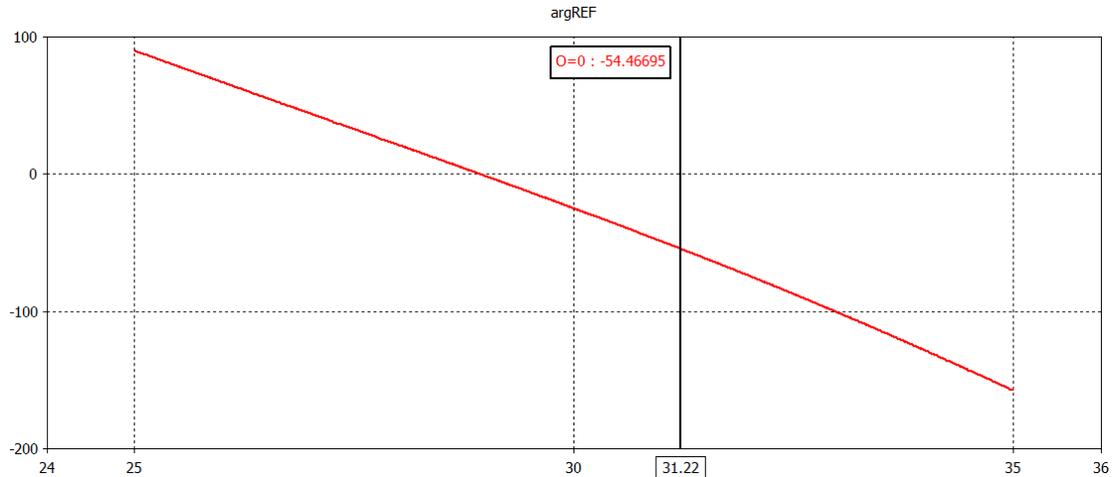


Figura 2.18 Respuesta en frecuencia del dipolo (Fase, 0°, con pared PEC, Onda paralela al dipolo)

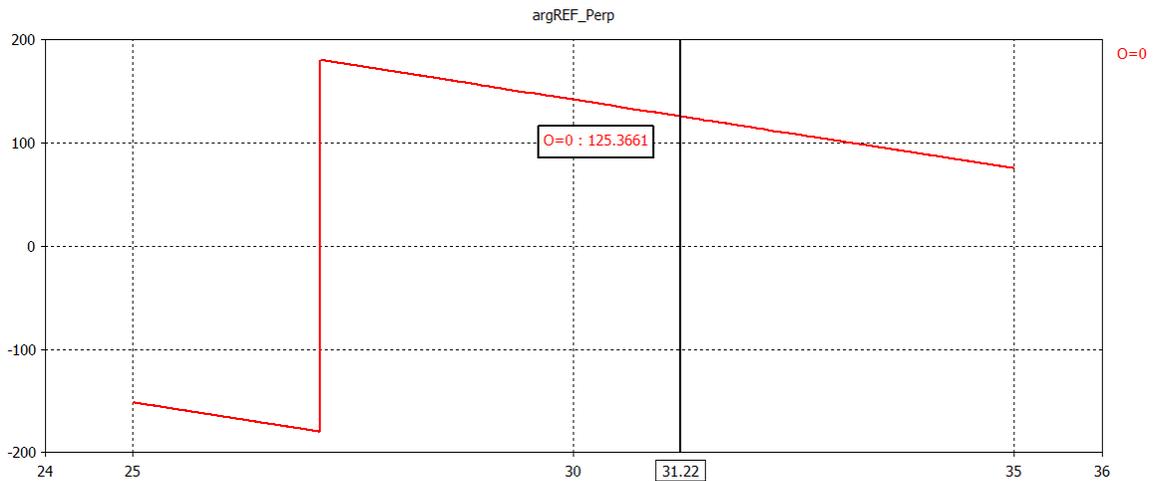


Figura 2.19 Respuesta en frecuencia del dipolo (Fase, 0°, con pared PEC, Onda perpendicular al dipolo)

La diferencia de fases a 31.22 GHz es de  $179.83^\circ$ , lo cual es bastante cercano a los  $180^\circ$  requeridos para la eliminación teórica de la onda No Controlada. Podemos observar además que hay una diferencia experimental de cerca de 1 GHz entre la frecuencia de resonancia del arreglo y el punto de magnitud mínimo de la onda No Controlada. Aun así la respuesta del

elemento es muy cercana a la teórica. Hay que mencionar además que aun cuando en un punto la diferencia de fase es igual a  $180^\circ$ , la polarización cruzada no es igual a cero debido a los errores de cálculo en la simulación (como se observa en la figura 2.12, la magnitud de la onda Controlada no es exactamente 1, sino un poco mayor, lo cual es físicamente imposible ya que implicaría una ganancia de la antena, la cual es totalmente pasiva).

Aunque el arreglo de elementos dipolo se comporta de manera aceptable, sabemos que la rotación de los elementos introducirá interacciones mutuas entre los elementos) en el arreglo total que generarán un incremento en la magnitud de la onda No Controlada. Mediremos esto con incrementos de  $15^\circ$  en la rotación del elemento hasta alcanzar los  $45^\circ$ . La magnitud de la onda controlada bajo estos cambios se muestra a continuación:

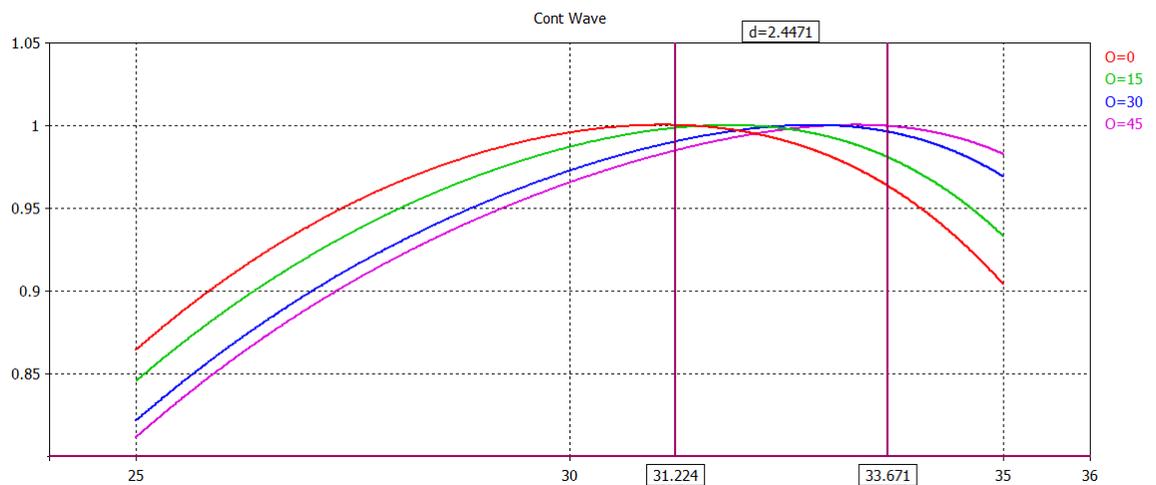


Figura 2.20 Respuesta en frecuencia del dipolo (Intervalos de  $15^\circ$ , con pared PEC, Onda paralela al dipolo)

Podemos ver ya aquí que la frecuencia de funcionamiento del arreglo se desplaza 2.44 GHz al rotarse el elemento  $45^\circ$ , sin embargo la banda aun es amplia igual que la magnitud en la misma. En la frecuencia original de 31.22 GHz la magnitud de la onda controlada ha caído de 1 a 0.98.

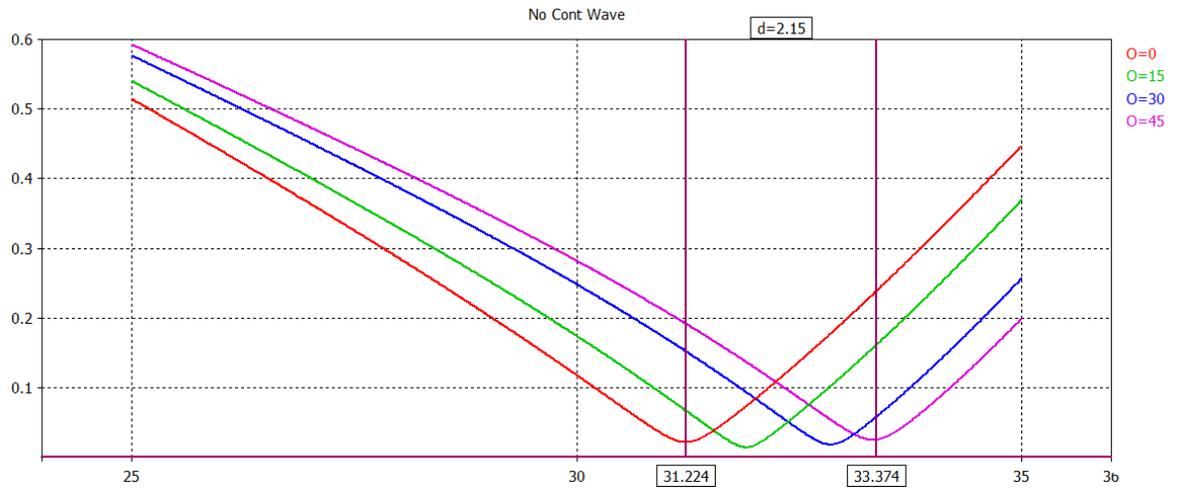


Figura 2.21 Respuesta en frecuencia del dipolo (Intervalos de 15°, con pared PEC, Onda perpendicular al dipolo)

Podemos observar que la frecuencia del mínimo de la onda No Controlada también se ha desplazado, aunque solo 2.15 Ghz en comparación a los 2.44 Ghz que se desplazó la frecuencia del máximo de la onda Controlada. La magnitud de la onda en 31.22 Ghz se incrementó de 0.021 a 0.19, esto es, casi 10 veces su valor a cuando la rotación era de 0°. Veamos ahora el comportamiento de los coeficientes de reflexión paralelo y ortogonal al arreglo:

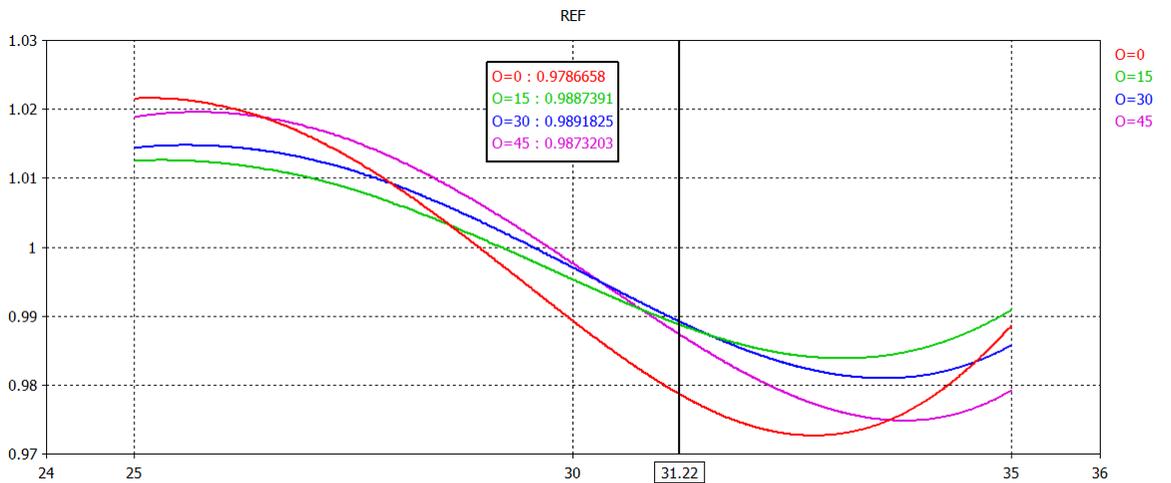


Figura 2.22: Coeficiente de reflexión, Onda controlada. (Intervalos de 15°, con pared PEC)

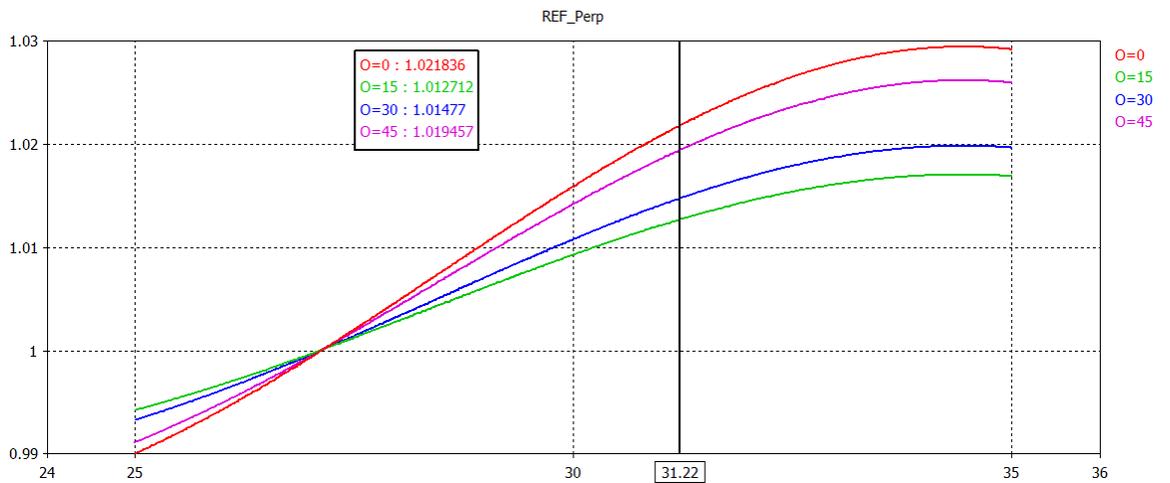


Figura 2.23: Coeficiente de reflexión, Onda No controlada. (Intervalos de 15°, con pared PEC)

Las magnitudes de los coeficientes se muestran aquí solo de forma ilustrativa, ya que es de esperarse que ambas sean de magnitud 1 puesto que ambas componentes se reflejan en su totalidad ya sea del arreglo o de la pared metálica en el fondo. La parte que nos concierne para este análisis y los ejemplos subsecuentes serán las fases de los coeficientes.

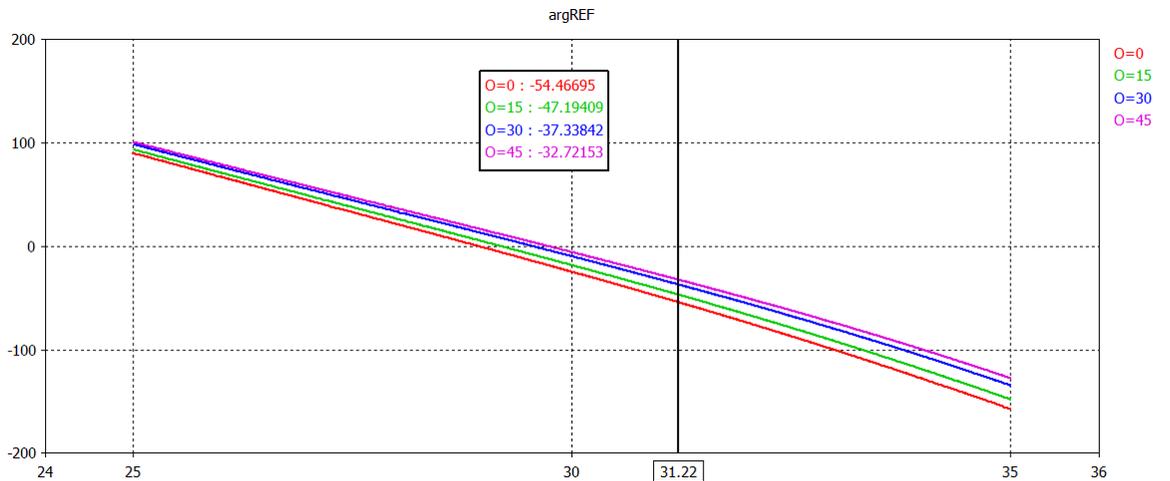


Figura 2.24: Fase del coeficiente de reflexión, Onda controlada. (Intervalos de 15°, con pared PEC)

En la medición vemos que la fase del coeficiente de reflexión paralelo pierde casi 22° cuando los elementos del arreglo se rotan de 0° a 45°.

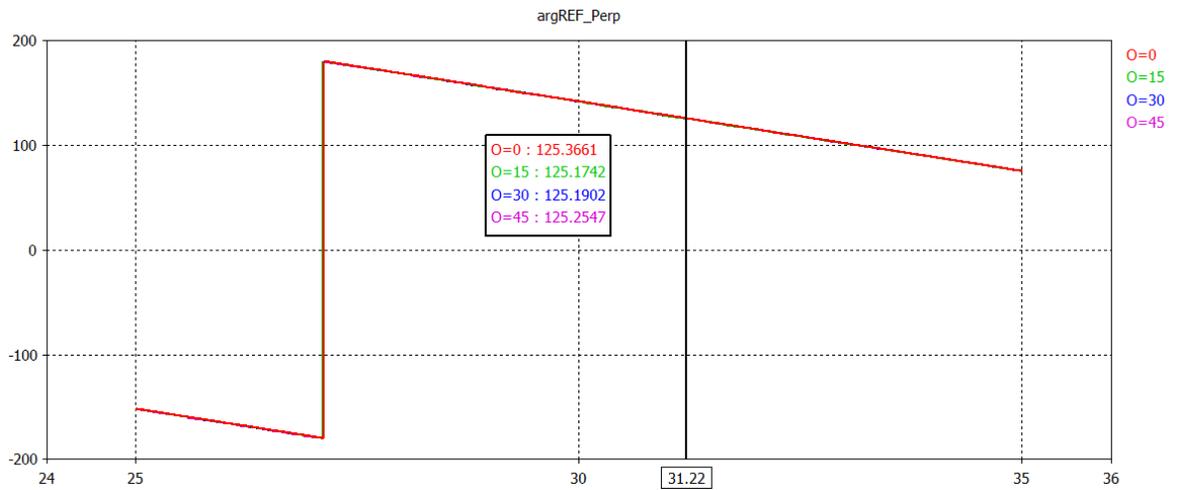


Figura 2.25: Fase del coeficiente de reflexión, Onda No controlada. (Intervalos de 15°, con pared PEC)

Por otra parte, la fase del coeficiente de reflexión paralelo no cambia. De estos datos podemos deducir que la diferencia de fase entre los coeficientes ha caído de 179° a 159° grados en la frecuencia de 31.22 GHz, siendo esta la razón del incremento en la magnitud de la onda No Controlada y la caída de la magnitud de la onda Controlada en esa frecuencia.

Para apreciar mejor la magnitud del problema, analicemos la medida de la Polarización Cruzada, definida como la magnitud de la onda No Controlada, en decibeles:

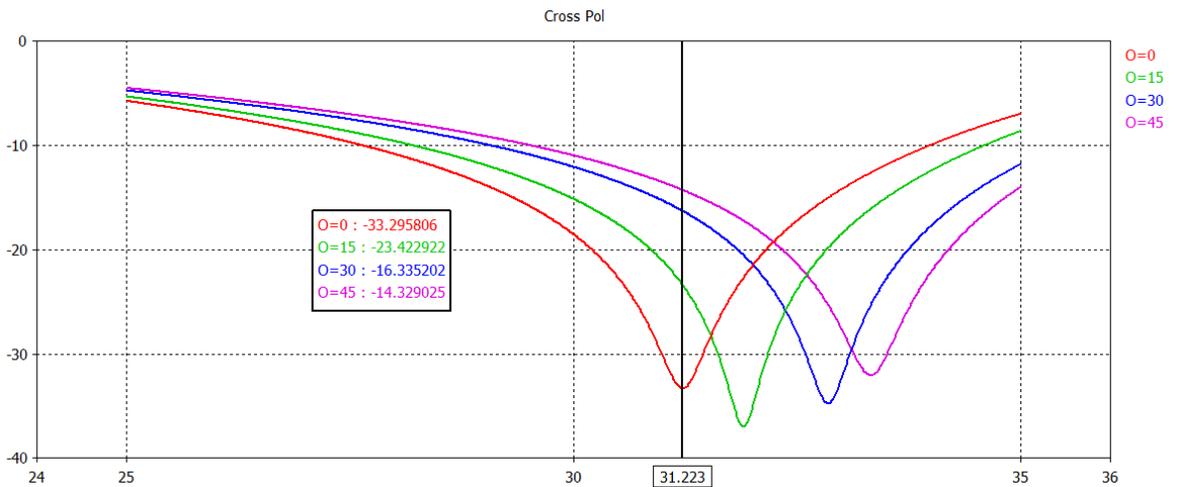


Figura 2.26: Polarización cruzada (dB) (Intervalos de 15°)

Aquí podemos apreciar que en la frecuencia de 31.22 Ghz, la polarización cruzada ha subido de un nivel de -33.3dB hasta -14.32 dB. Incluso ya a los 30° el incremento en polarización

cruzada es de ya de más de 17dB, por lo que este arreglo difícilmente funcionaría al ser rotados sus elementos.

### 2.4.3 Elemento espirafase basado en anillo

El 2do elemento simulado es un arreglo de celdas cuadradas de 4.6875 mm lado con un elemento con diseño anular originalmente ideado por Huang et al[4]. Consiste en un arco de circunferencia de 242° con un ancho de 0.2 mm diseñado para resonar a 32 Ghz.

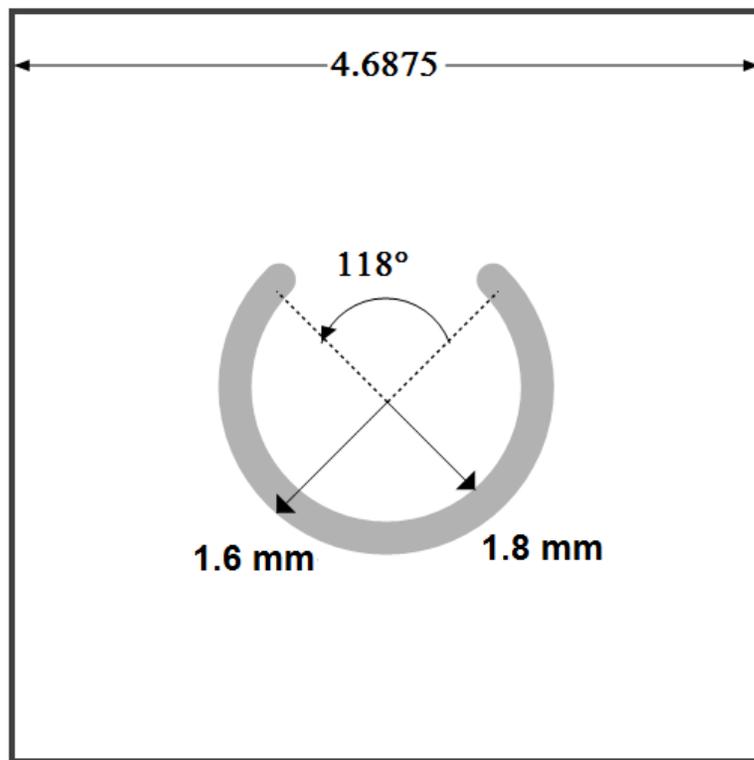


Figura 2.27: Geometría del elemento espirafase basado en anillo [4].

Para su simulación, el elemento se pondrá de igual forma en un arreglo infinito, con una pared metálica en la parte de atrás a una distancia de 1.57 mm, apoyado en una placa de material dieléctrico con permitividad dieléctrica relativa de 2.33.

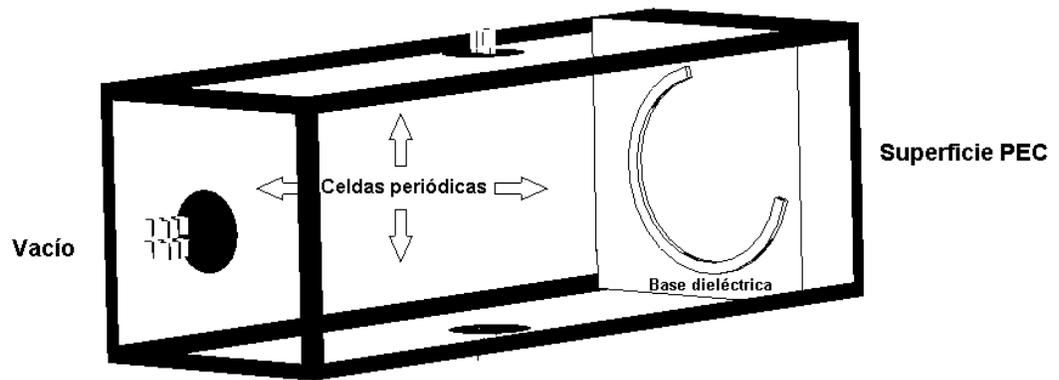


Figura 2.28: Celda de arreglo de elementos semi-anillo.

Tabla 2.2: Dimensiones del elemento.

Radio Interior ( $r_1$ )	1.6 mm
Radio Exterior ( $r_2$ )	1.8 mm
Apertura ( $\Theta$ )	118°
Alto de celda ( $a$ )	4.6875 mm
Ancho de celda ( $b$ )	4.6875 mm
Ancho de base dieléctrica ( $t$ )	1.57 mm
Permitividad dieléctrica ( $\epsilon_r$ )	2.33

La magnitud de la onda controlada reflejada por el arreglo con una rotación del elemento de  $0^\circ$  se ve como sigue:

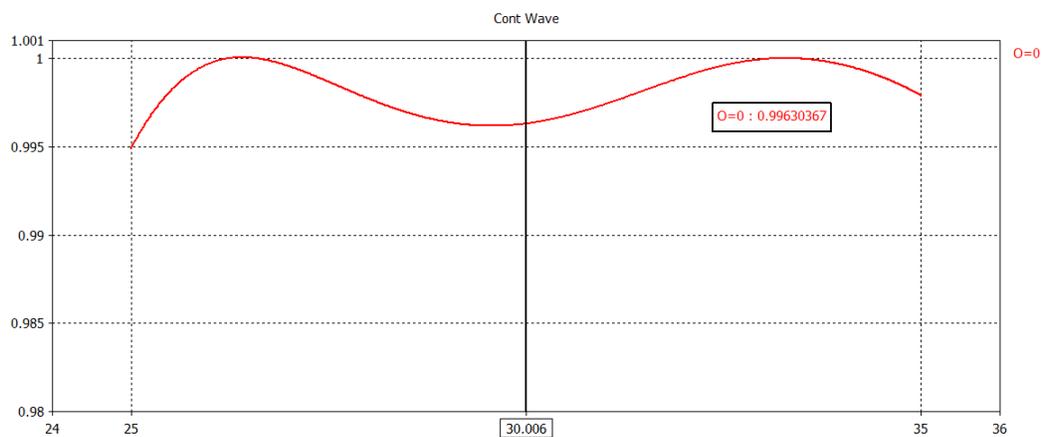


Figura 2.29 Magnitud de la Onda Controlada ( $0^\circ$ , con pared PEC)

Podemos notar que el desempeño de este elemento es bastante bueno, pues la magnitud de la onda es prácticamente 1 en toda la banda analizada (25GHz a 35 GHz).

Por su parte, la magnitud de la onda no Controlada se ve como sigue:

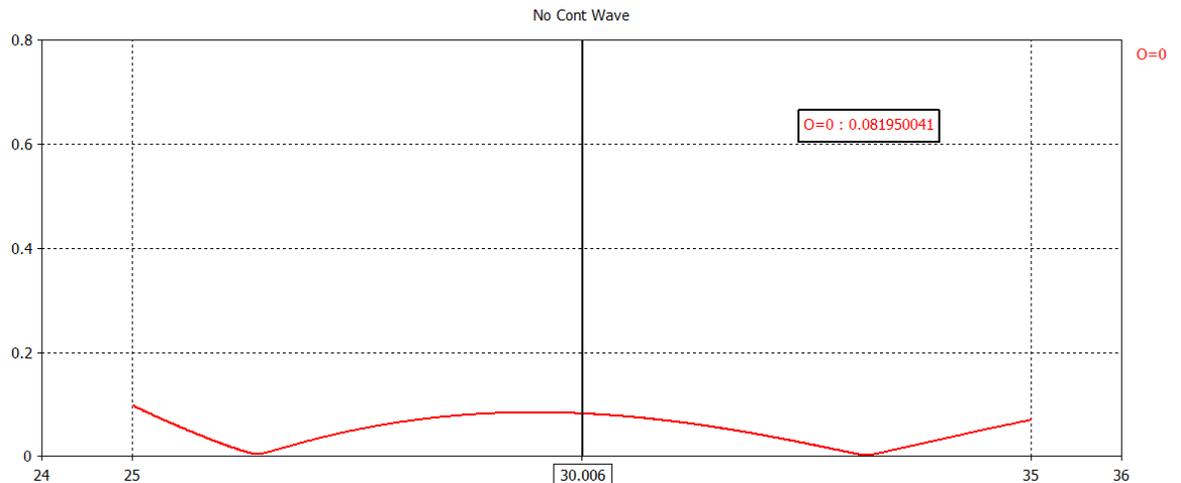


Figura 2.30 Magnitud de la Onda No Controlada (0°)

En toda la banda, la magnitud no sobrepasa el valor de 0.08, que es bastante cercano a cero y por tanto casi ideal. También podemos observar que, de manera parecida al elemento anterior, hay valores mínimo y máximo de las ondas No Controlada y Controlada respectivamente 1 GHz por encima de la frecuencia de diseño del elemento, en 33 GHz. Justo como se hizo en el modelo anterior, analizaremos la fase de los coeficientes de reflexión paralelo y ortogonal en esta frecuencia para comprender el comportamiento de las ondas reflejadas:

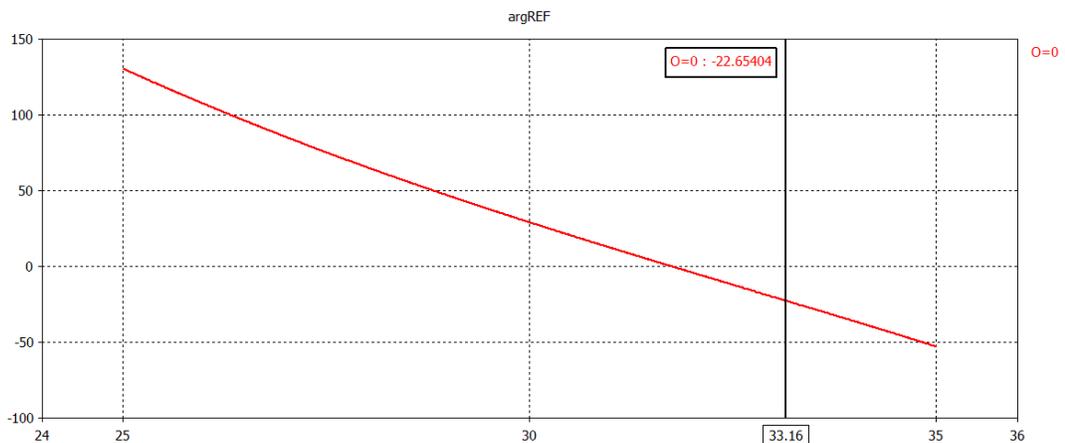


Figura 2.31 Fase del Coeficiente de reflexión (0°, Onda Controlada, con pared PEC)

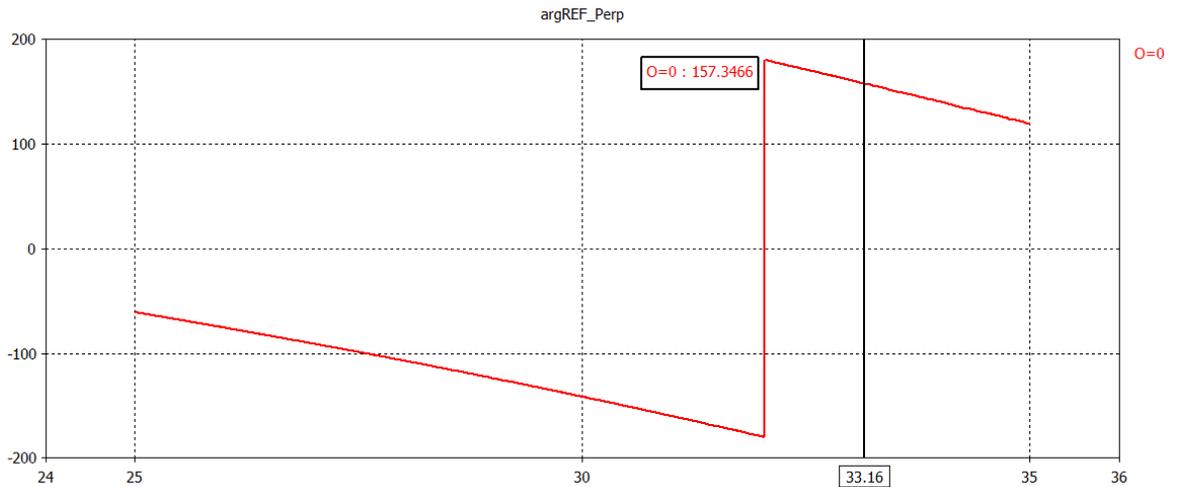


Figura 2.32 Fase del Coeficiente de reflexión ( $0^\circ$ , Onda No Controlada, con pared PEC)

La diferencia de fases a 33 Ghz es de exactamente  $180^\circ$ . A 30 Ghz tiene su punto más distante con un valor de  $170^\circ$ . La diferencia de Fases en toda la banda estudiada se ve como sigue:

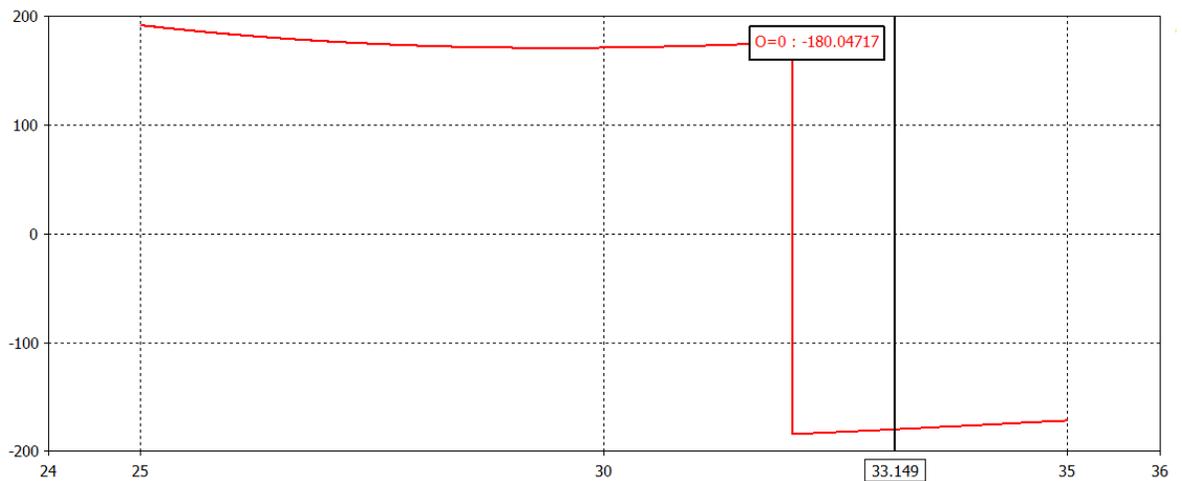


Figura 2.33 Diferencia de Fases entre Onda controlada y No Controlada ( $0^\circ$ , con pared PEC)

Este tipo de elementos tienen la ventaja de fijar la polarización de la onda reflejada. Un elemento de anillo, al ser iluminado con una onda de polarización circular izquierda, refleja una onda de polarización derecha. Sin embargo, la adecuada colocación de ranuras en el anillo introduce diferencias de fase entre las componentes ortogonales de la polarización que

corrigen esa inversión [6]. Esta corrección se refuerza con la pantalla metálica colocada detrás del elemento.

Sin embargo, es de esperar que las mismas dificultades que se presentan al rotar los elementos en un arreglo de dipolos se presenten en este caso. La siguiente gráfica muestra la respuesta del arreglo al ser rotados los elementos en incrementos de 15° hasta 45°:

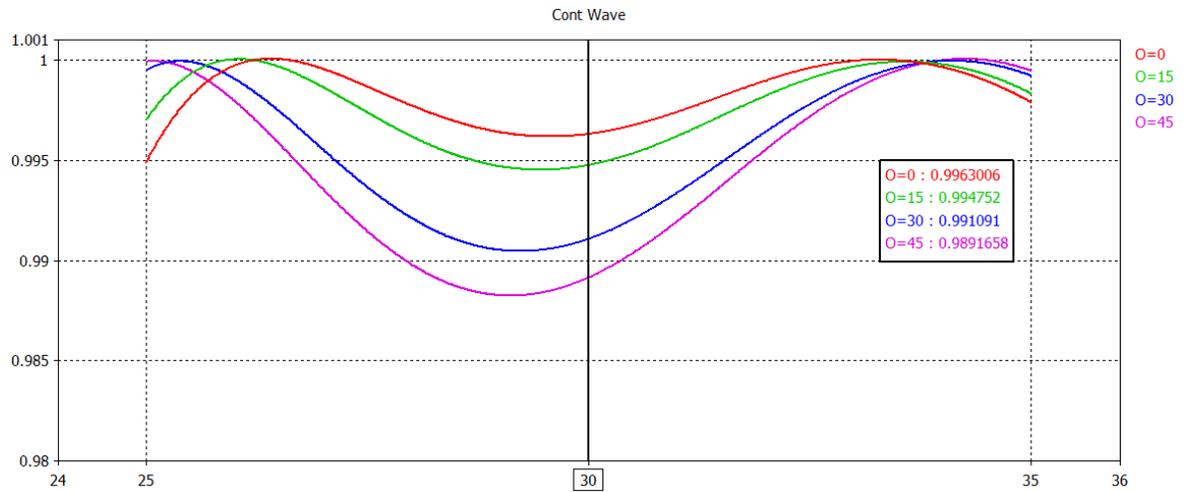


Figura 2.34 Magnitud de la Onda Controlada (intervalos de 15°, con pared PEC)

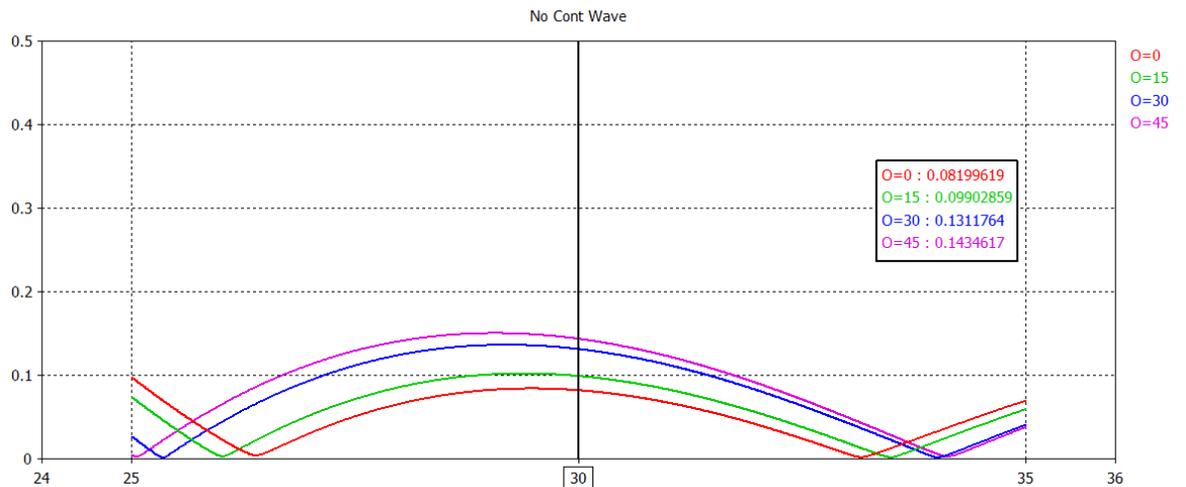


Figura 2.35 Magnitud de la Onda No Controlada (intervalos de 15°, con pared PEC)

En estas gráficas podemos apreciar que si bien la magnitud de la onda Controlada prácticamente no decrece (la diferencia es de apenas 0.01), la magnitud de la onda no

controlada incrementa su valor en casi un 100%, pasando de 0.08 a 0.14. La diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión se comporta del siguiente modo:

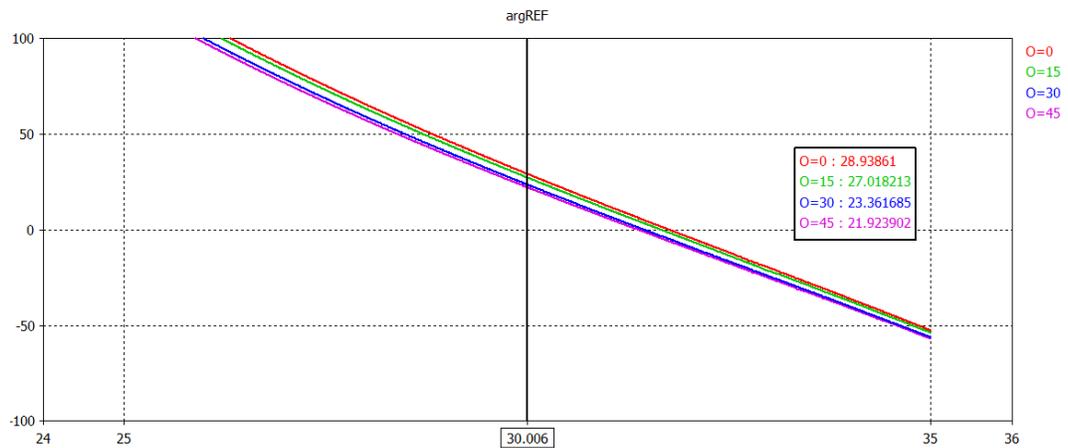


Figura 2.36 Fase del coeficiente de reflexión (intervalos de 15°, Onda Controlada, con pared PEC)

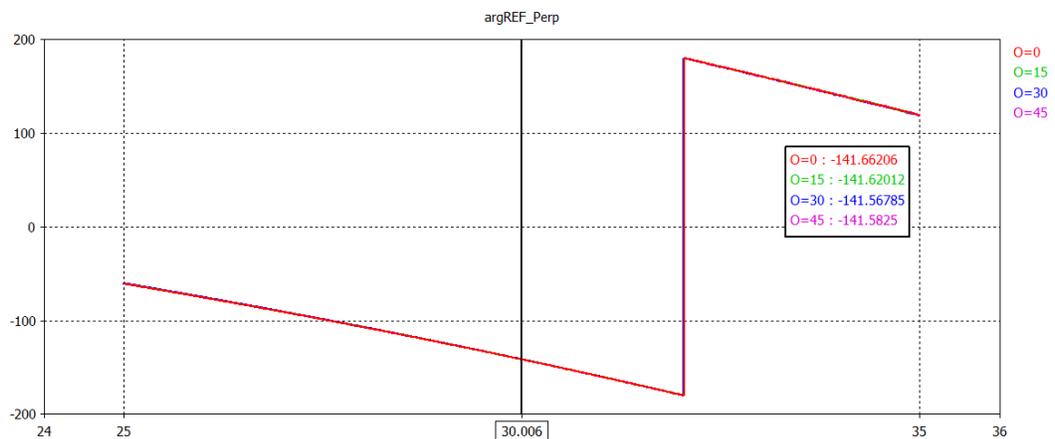


Figura 2.37 Fase del coeficiente de reflexión (intervalos de 15°, Onda No Controlada, con pared PEC)

Al igual que con el elemento anterior, podemos ver que la fase de la componente ortogonal prácticamente no cambia con la rotación del elemento, no así la de la componente paralela que muestra una pérdida de aproximadamente 9° con la rotación de 45°. De este modo, la diferencia de fases cae de 170° a 163°, lo cual ocasiona el incremento en la magnitud de la onda controlada.

La polarización cruzada en decibelios ayuda a ejemplificar más claramente el efecto nocivo de este defasamiento:

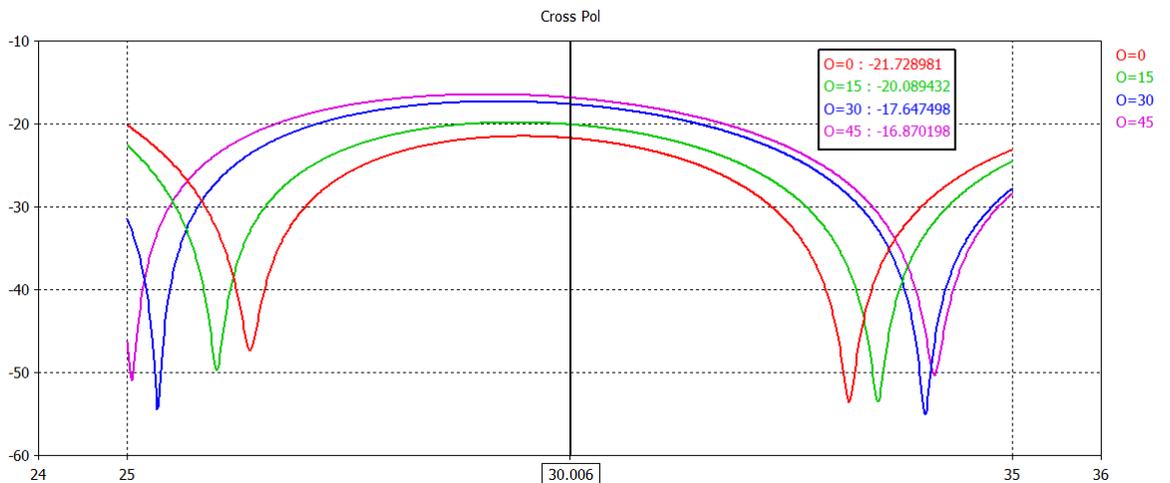


Figura 2.38 Polarización cruzada (dB) (intervalos de 15°)

Se puede ver que la rotación de los elementos tuvo un efecto notable en la polarización cruzada de 5dB, al subir de -21dB a -16dB. Esto concuerda con los resultados presentados por Huang en [4]. Aun con este nivel de polarización, resalta la gran estabilidad a la rotación de los elementos que tiene este diseño.

#### 2.4.4 Elemento espirafase basado en anillo y dipolo

Como hemos visto, los elementos de dipolo y de anillo responden de manera distinta a las rotaciones de los elementos. Mientras que el dipolo provee un buen ancho de banda, es particularmente sensible a los desplazamientos en frecuencia causados por las rotaciones, mientras que los elementos de anillo son muy estables en ese dominio pero con bandas reducidas.

Una nueva aproximación surge de combinar ambos elementos. El elemento mostrado aquí fue inicialmente propuesto por [7].

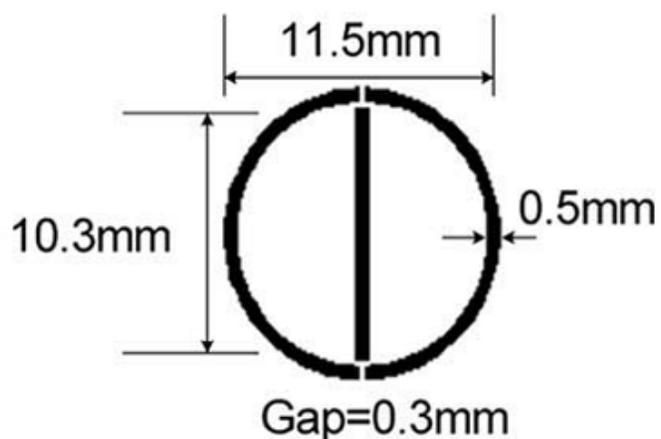


Figura 2.39: Geometría del Elemento espirafase basado en anillo y dipolo [7].

La longitud del stub está diseñada para que el elemento resuene de forma teórica a 7 Ghz. El elemento se colocó sobre una delgada placa de material dieléctrico separada a su vez de una placa metálica anterior 7 mm.

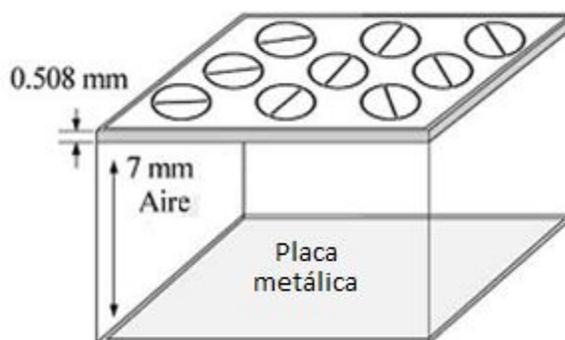


Figura 2.40: Dimensiones del arreglo [7]

Tabla 2.3: Dimensiones del arreglo

Radio Interior ( $r_1$ )	5.25 mm
Radio Exterior ( $r_2$ )	5.75 mm
Longitud de Stub ( $l$ )	10.3 mm
Ancho del stub ( $w$ )	0.75 mm
Alto de celda ( $a$ )	21.12675 mm

Ancho de celda (b)	21.12675 mm
Ancho de base dieléctrica (t)	0.508 mm
Permitividad dieléctrica ( $\epsilon_r$ )	2.33
Distancia a la pared metálica (d)	7 mm
Gap (g)	0.3 mm

La frecuencia de respuesta del elemento, como en los casos anteriores, puede variar en la práctica. En este caso, se realiza la simulación del elemento sin pared metálica detrás para ver su frecuencia de operación:

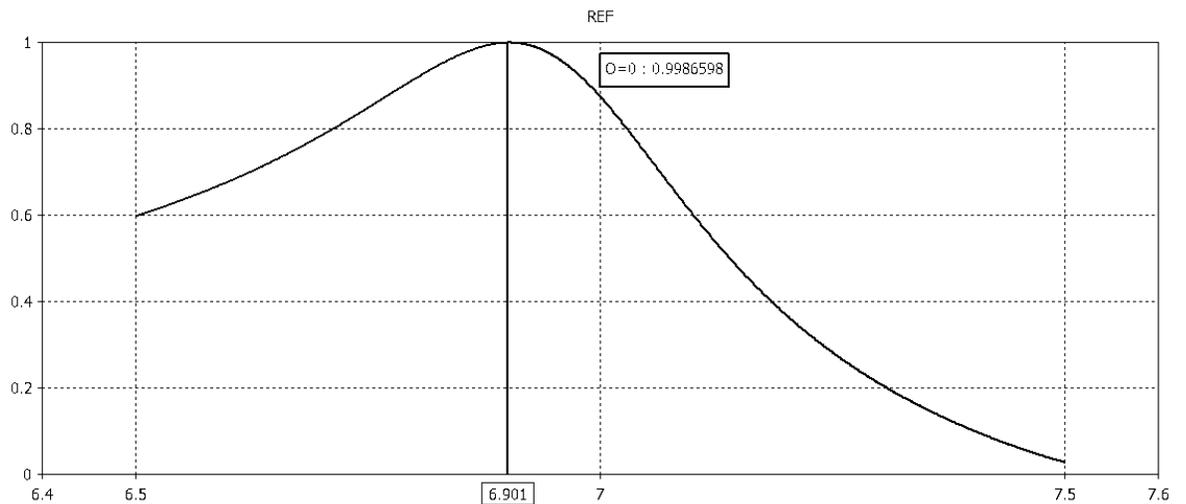


Figura 2.41: Respuesta en frecuencia, ( $0^\circ$ , sin pared PEC, onda paralela)

Se puede apreciar que la frecuencia de resonancia se ha desplazado a 6.9 GHz. Esto puede atribuirse al efecto del arreglo infinito. Por otro lado, la respuesta del elemento ante una onda con polarización lineal horizontal (ortogonal al dipolo) es la siguiente:

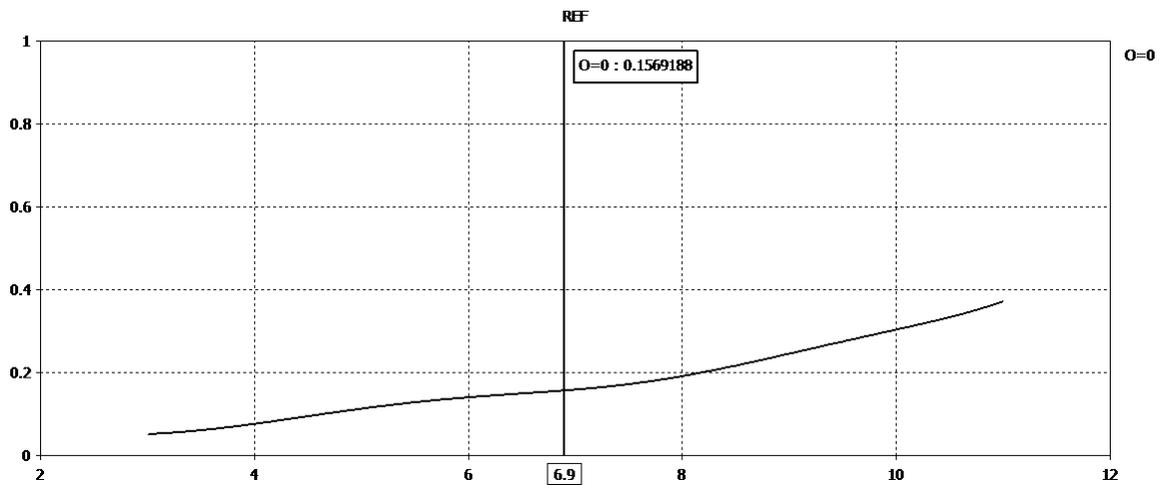


Figura 2.42: Respuesta en frecuencia ( $0^\circ$ , sin pared PEC, onda perpendicular)

Como se ve, la reflexión es muy baja para esta componente.

La magnitud de la onda controlada reflejada por el arreglo con una rotación del elemento de  $0^\circ$  se ve como sigue:

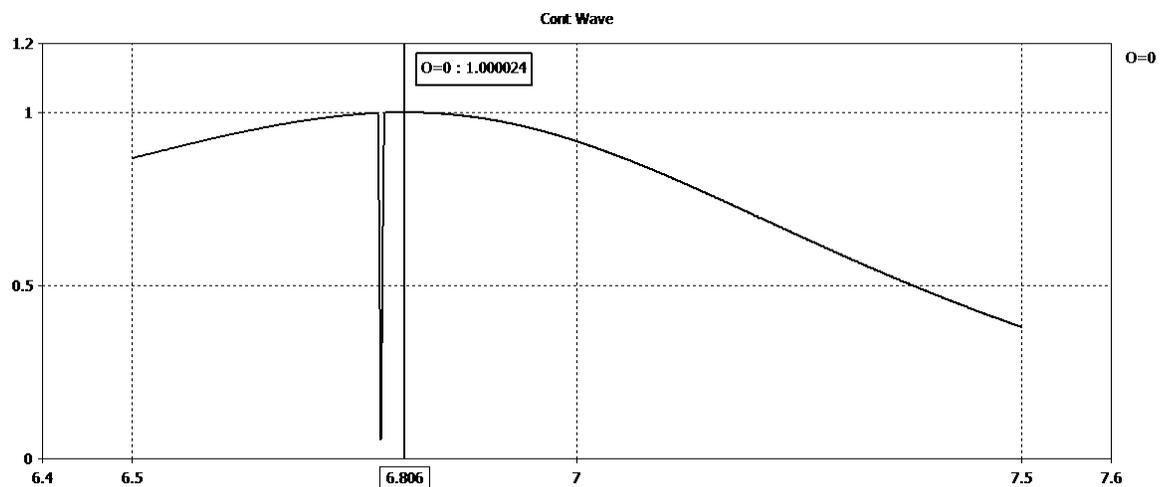


Figura 2.43: Magnitud de la Onda Controlada ( $0^\circ$ , con pared PEC)

La variación súbita que se observa en 6.7 Ghz se debe a un error de cálculo del software, el cual se presenta en puntos donde el cálculo numérico es una división entre cero pero el valor calculado por el software no es exactamente cero, dando lugar a estos picos abruptos.

La comparación de la onda controlada por este elemento en comparación a los dos anteriores muestra que en este caso se ha conservado la banda de operación, mientras que la frecuencia en que esta onda tiene su mayor magnitud es solo 0.1 Ghz atrás de la frecuencia de resonancia del dispositivo, desplazamiento que es poco relevante ya que la banda es grande. Por su parte, la magnitud de la onda no Controlada se ve como sigue:

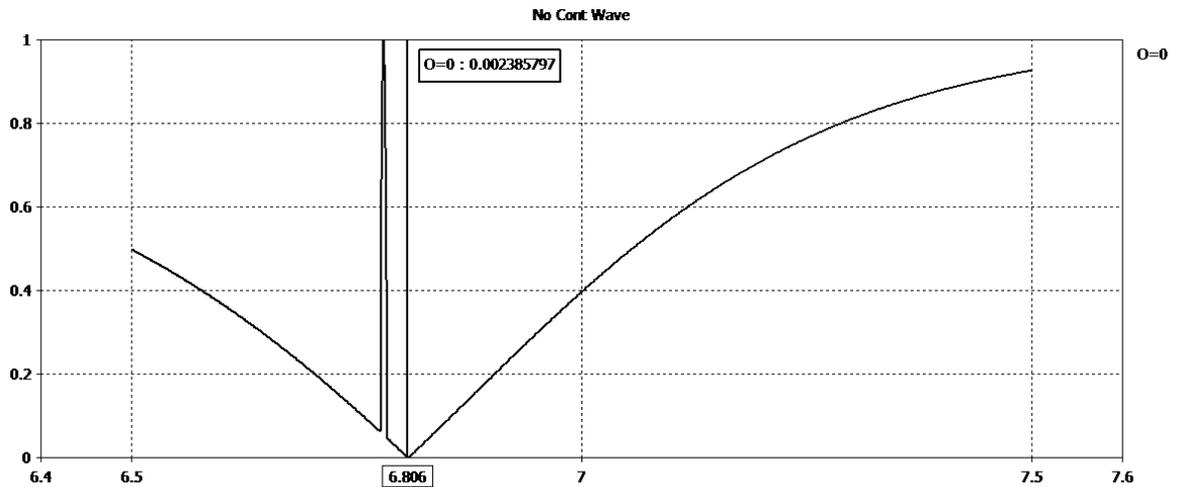


Figura 2.44: Magnitud de la Onda No Controlada (0°, con pared PEC)

La diferencia de fases en toda la banda analizada muestra donde están los puntos de mejor funcionamiento:

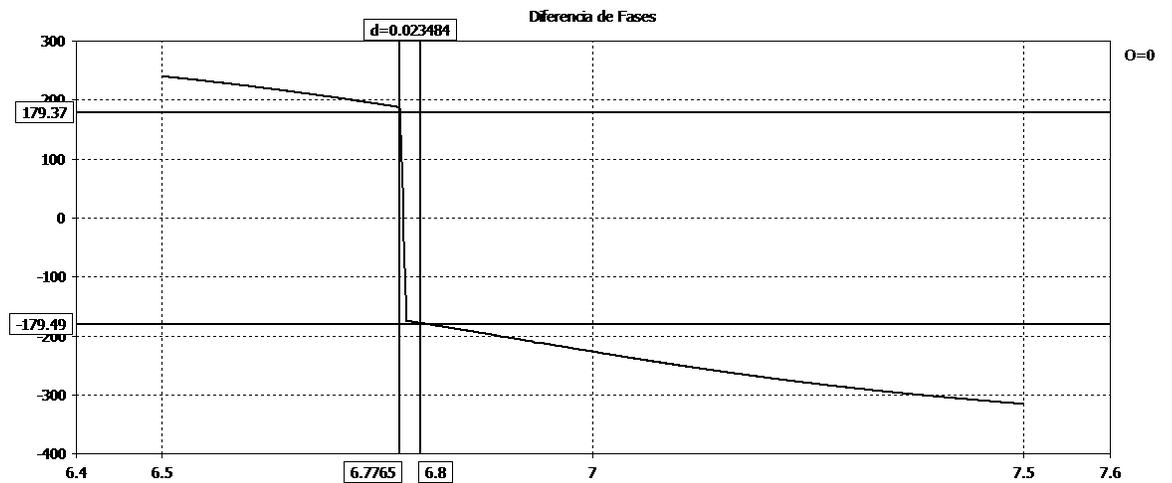


Figura 2.45: Diferencia de fases entre las ondas Controlada y No Controlada (0°, con pared PEC)

Se observa que la diferencia de  $180^\circ$  se alcanza en una banda pequeña alrededor de los 6.9 Ghz. La diferencia se incrementa suavemente antes y después de esa banda, sin embargo, lo hace de manera progresiva y sin cambios bruscos, lo que permite una banda de operación amplia.

Como se mencionaba, este tipo de elementos tienen la ventaja de fijar la polarización de la onda reflejada gracias a que la adecuada colocación de ranuras en el anillo introduce diferencias de fase entre las componentes ortogonales de la polarización que corrigen una posible inversión. Esta corrección se refuerza con la pantalla metálica colocada detrás del elemento y la frecuencia central se fija con el dipolo en el interior del anillo.

Por esto, es de esperar que las mismas dificultades que se presentan al rotar los elementos en un arreglo de dipolos no se presenten en este caso. La siguiente gráfica muestra la respuesta del arreglo al ser rotados los elementos en incrementos de  $15^\circ$  hasta  $45^\circ$ :

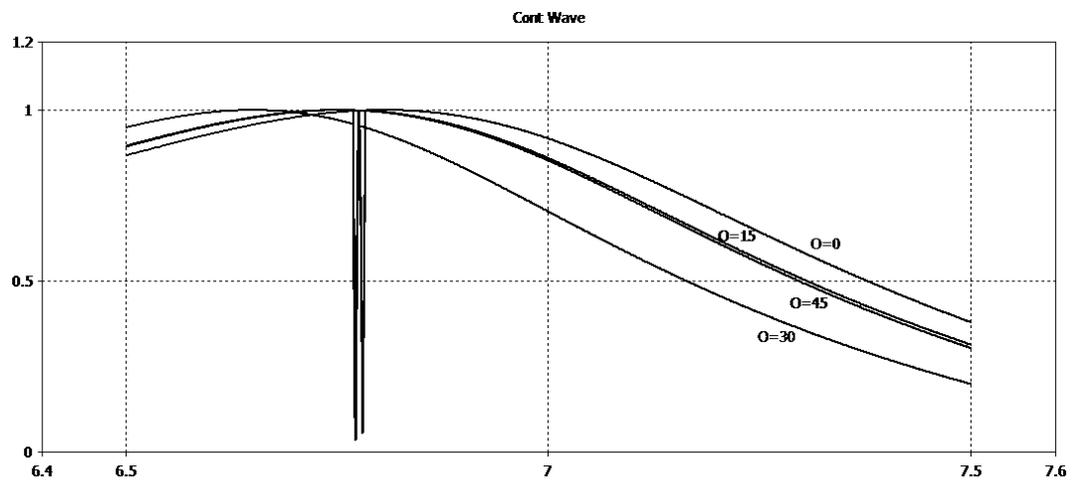


Figura 2.46: Magnitud de la Onda Controlada (intervalos de  $15^\circ$ , con pared PEC)

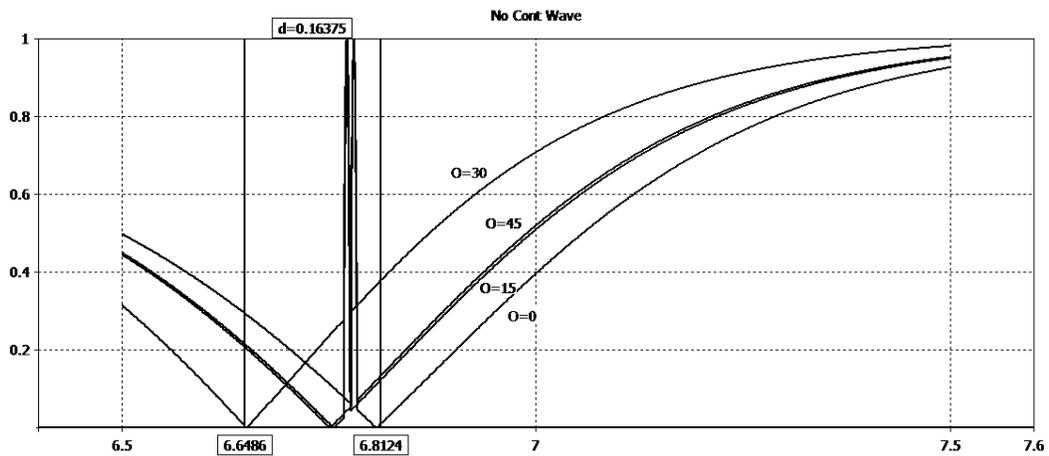


Figura 2.47: Magnitud de la Onda No Controlada (intervalos de 15°, con pared PEC)

Se observa que la banda se ha conservado, lo que indica que las ranuras en el anillo están evitando la polarización cruzada, pero aun se ve un ligero desplazamiento de las componentes de hasta 0.16 Ghz., como se muestra en la gráfica de la Onda No Controlada.

La diferencia de fases se mueve de acuerdo a lo siguiente:

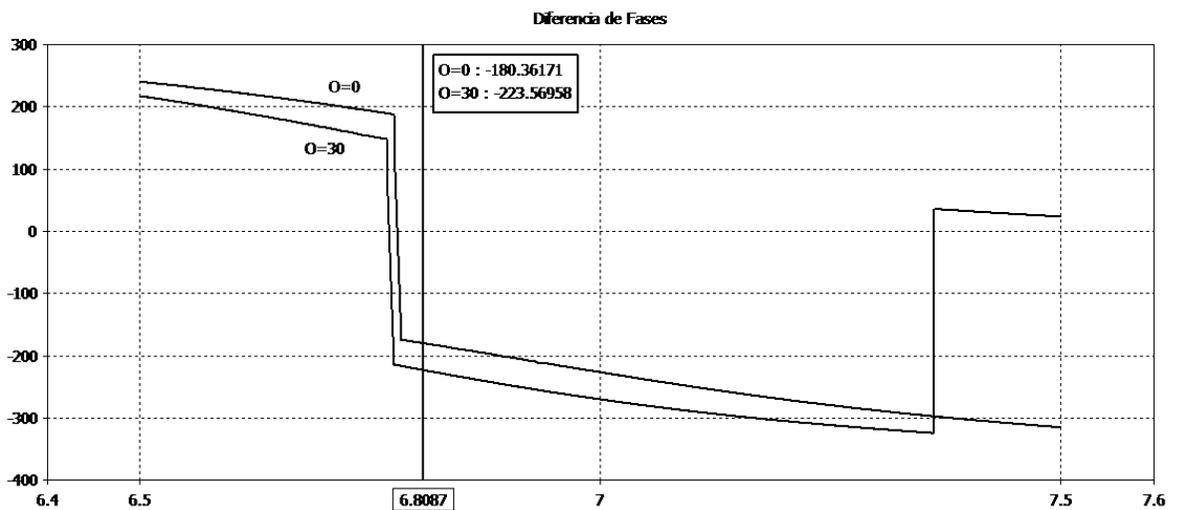


Figura 2.48: Diferencia de fases de las ondas Controlada y No controlada (0° y 30°, con pared PEC)

Aquí se observa que, para la frecuencia en que se obtuvo la menor magnitud de la onda No Controlada a 0°, a 45° la diferencia de fase ha pasado de 180° a 223°. El mismo corrimiento de aproximadamente 0.2 Ghz de ese punto ocasiona esto, ya que por lo demás ambas tendencias tienen la misma forma general.

### 2.4.5 Elemento espirafase basado en dipolos activados por diodos

Una particularidad de los elementos estudiados hasta ahora es que la rotación de los mismos les permite cambiar de manera dinámica el patrón de radiación del arreglo entero. Como se mencionó en capítulos anteriores, esta es la característica más importante de los arreglos reflectores. Sin embargo, los elementos estudiados hasta ahora deben ser rotados mecánicamente, ya sean basados en dipolos, anillos o una combinación de los dos. Esto presenta varios inconvenientes a la hora de realizar una implementación práctica.

- Los componentes deben ser rotados mecánicamente, lo cual disminuye la rapidez con la que el arreglo puede ser modificado y también su precisión.
- Para rotar los elementos se requiere de un soporte detrás del elemento que lo conecte a un motor. Esto introduce nuevos elementos en el diseño que afectarán la forma en que el arreglo reacciona ante las ondas incidentes.

Para sortear estas dificultades, se presenta la opción de rotar de manera electrónica el objeto. Para ejemplificar esta técnica, presentaremos como ejemplo el siguiente elemento, diseñado por Legay en [8].

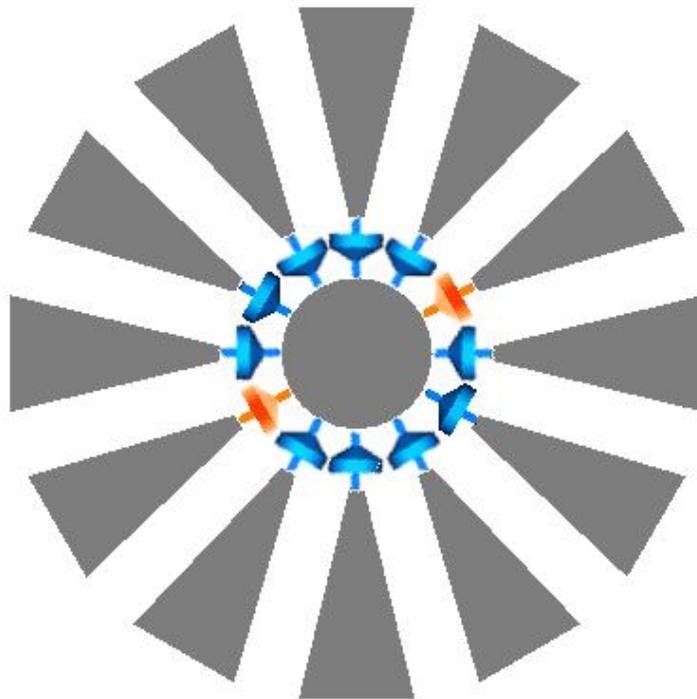


Figura 2.49: Representación del elemento de Legay.

El elemento consta de pares de dipolos de  $\frac{1}{2}$   $\lambda$ , constituidos por segmentos de dipolo unidos a un centro metálico por diodos PIN. Los dipolos se encuentran separados  $30^\circ$  entre ellos. La onda controlada paralela al par de dipolos cuyos diodos se encuentren encendidos es reflejada, mientras que la componente paralela debe pasar hasta la placa metálica anterior y ser reflejada por ella, creando la diferencia de  $180^\circ$  necesaria para reducir la polarización cruzada. Por supuesto, se espera que el acoplamiento con los dipolos pasivos genere cierta interferencia, lo cual se observará en la simulación electromagnética.

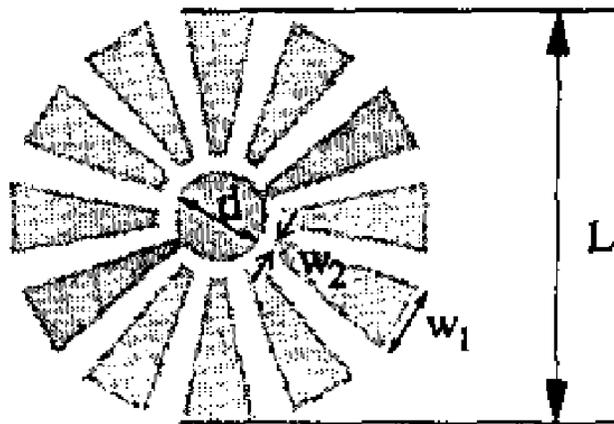


Figura 2.50: Dimensiones del elemento de Legay [8].

Tabla 2.4: Dimensiones del elemento de Legay.

Diametro (d)	2.94 mm
W2	0.32 mm
W1	2.28 mm
L	13.34 mm
Alto de celda (a)	34.8 mm
Ancho de celda (b)	34.8 mm
Ancho de base dieléctrica (t)	6.5 mm
Permitividad dieléctrica ( $\epsilon_r$ )	2.2

El elemento de Legay mostrado aquí está optimizado numéricamente en [8] para resonar a 5.7 GHz, sin embargo, el análisis mostrado en este artículo es numérico, mientras que aquí analizaremos la respuesta simulada del dispositivo.

La respuesta en frecuencia del siguiente elemento, sin pared metálica detrás, se ve como sigue:

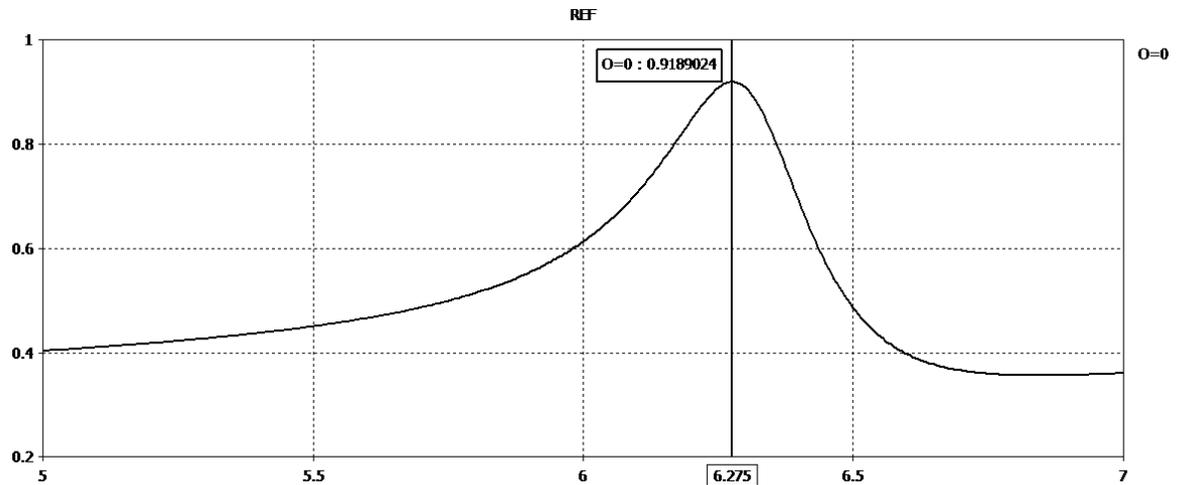


Figura 2.51: Respuesta en frecuencia ( $0^\circ$ , sin pared)

Podemos apreciar que la frecuencia de resonancia es de 6.275 GHz, lo cual difiere de la teórica por más de 500 MHz. Este dato es interesante ya que nos permite observar cuál es el efecto del acoplamiento entre los diodos pasivos y el activo, que en este caso se aprecia como un corrimiento de la frecuencia de resonancia.

Al colocar la pared metálica detrás, podemos medir las componentes Controlada y No Controlada:

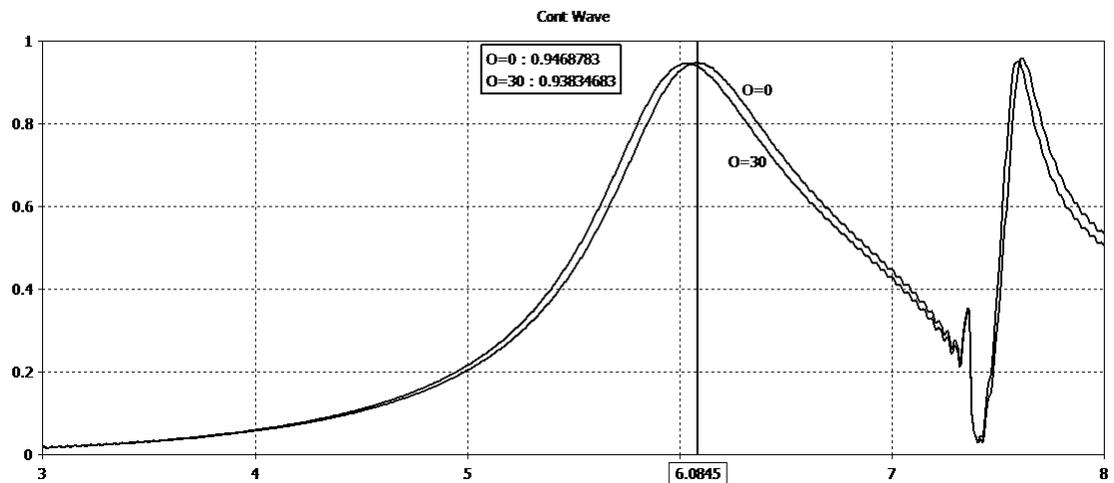


Figura 2.52: Magnitud de la Onda controlada ( $0^\circ$  y  $30^\circ$ , con pared PEC)

Se puede observar que, aunque la frecuencia de operación del arreglo se ha desplazado casi 200 MHz hacia abajo, el efecto que la rotación tiene en la magnitud de la Onda Controlada es mínimo, pues el desplazamiento es de apenas alrededor de 50 MHz. La magnitud de la onda No Controlada muestra idéntico comportamiento:

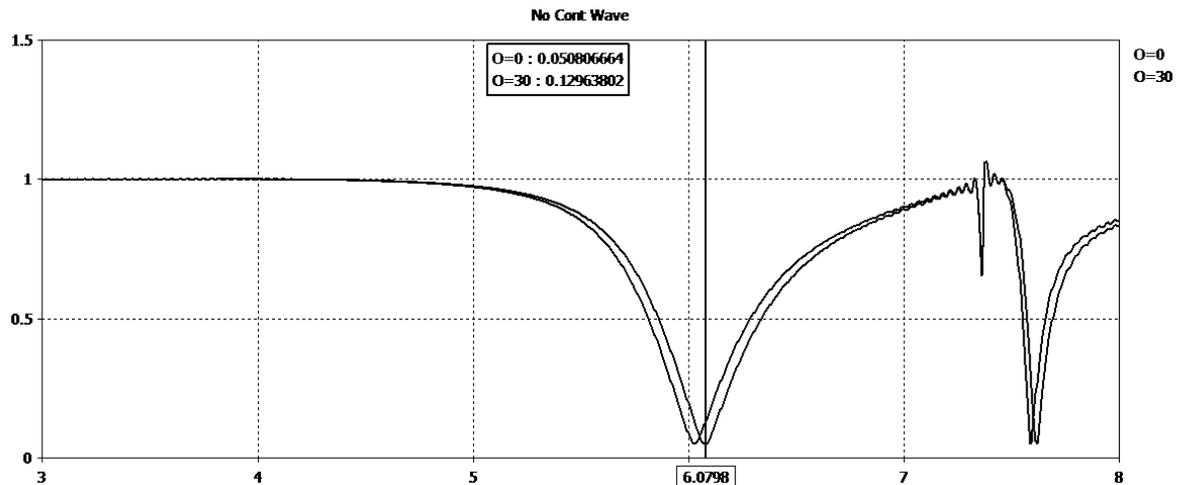


Figura 2.53: Magnitud de la Onda No Controlada (0° y 30°, con pared PEC)

En la misma frecuencia de resonancia se encuentra el mínimo de la magnitud de la Onda No Controlada.

Si bien el desplazamiento frecuencial es mínimo, un gran problema que se presenta es lo angosto del ancho de banda óptimo del elemento. La elevada pendiente a los lados del máximo y mínimo de la respuesta en frecuencia representa un desplazamiento rápido de la fase de las ondas Controlada y No Controlada. Este efecto se muestra en la gráfica de la polarización cruzada:

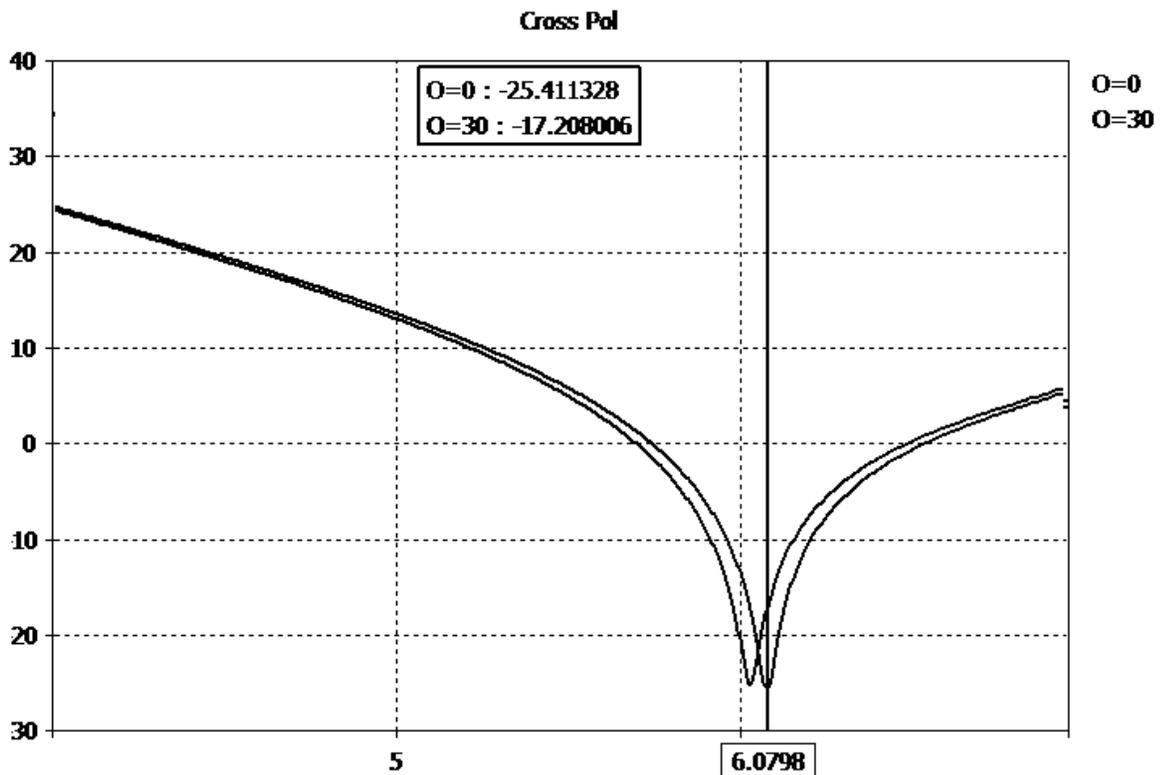


Figura 2.54: Polarización cruzada (0° y 30°)

Se observa que, aunque el desplazamiento frecuencial es mínimo, la rotación causa un incremento de 8 dB en el nivel de la polarización cruzada. La banda de frecuencias óptimas depende en última instancia de diversos factores, en particular de la sensibilidad a la frecuencia que tienen los factores de diseño del elemento (la distancia hacia la placa PEC, la longitud de los dipolos y el tamaño de la celda) así como de la interferencia generada por los dipolos pasivos.

## 2.5 Conclusiones

En este capítulo se analizó la respuesta en frecuencia y el comportamiento de la polarización cruzada en varios elementos de tipo espirafase, iniciando por el elemento de Huang [4].

Como podemos observar, la polarización cruzada es un problema serio en los diversos tipos elementos de elementos espirafase una vez que comienza a rotarse el elemento. Sin embargo, otro factor que debemos tomar en cuenta para optimizar el diseño de un arreglo de este tipo va más allá de ámbito matemático y tiene que ver con la facilidad de rotación de los

elementos. De los elementos mostrados, únicamente el elemento de Legay puede ser rotado por medio electrónicos. Es importante mencionar esto ya que, si bien los elementos mostrados anteriormente poseen problemas de polarización cruzada, existen elementos impresos que No poseen este problema, únicamente la limitante de la rotación mecánica. Entre ellos podemos mencionar los elementos de Anillo Ranurado [9] (el cual modifica tanto la alimentación del lóbulo principal como la dirección del lóbulo principal respecto al plano del arreglo) y Doble Anillo Ranurado [10] (el cual no se vale del principio de espirafase) que operan ambos bajo el mismo método de cancelación de corrientes explicado en [6].

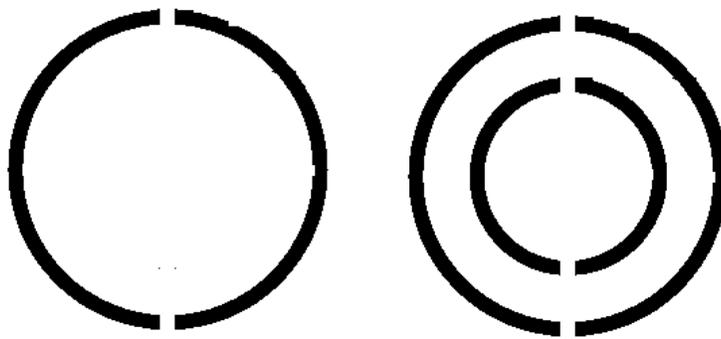


Figura 2.55: Elementos de anillo ranurado [9] y doble anillo ranurado [10]

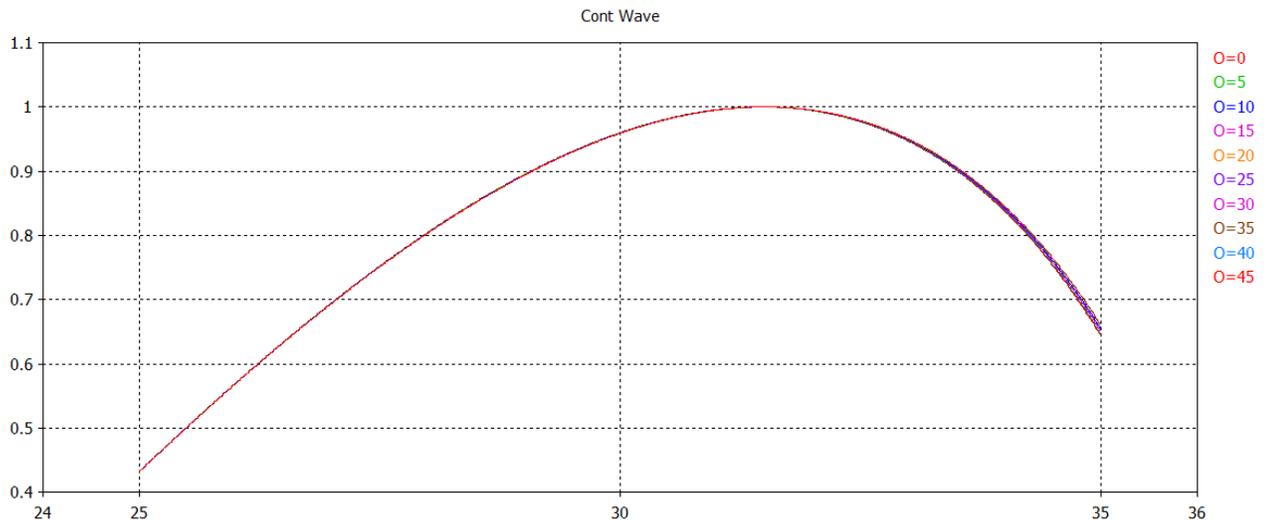


Figura 2.56: Onda Controlada para el anillo ranurado simple [9], en ángulos de 0° a 45°.

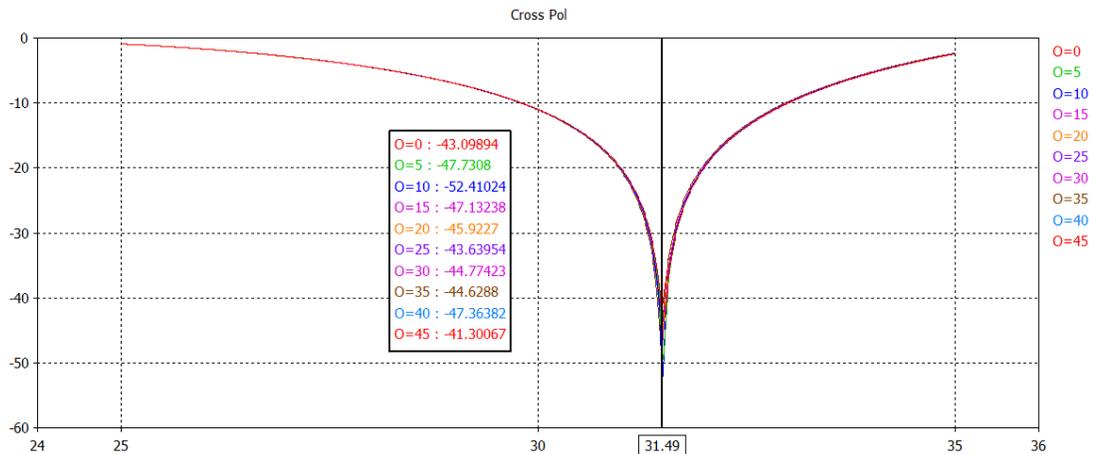


Figura 2.57: (a) Magnitud de la Onda controla del elemento (9). (b) Polarización cruzada en (9). Este elemento elimina la polarización cruzada mediante variaciones en la alimentación del elemento, así como mediante una inclinación del lóbulo frontal respecto a la inclinación del plano del arreglo.

Estos elementos muestran un gran desempeño ante la polarización cruzada, sin embargo, las dimensiones de la ranura así como el hecho de que no puedan ser rotados más que físicamente ponen limitantes al momento de fabricarlos e implementarlos. En la siguiente sección se analizará un elemento basado en diodos que ha sido seleccionado por sus bajas pérdidas y se mostrarán métodos de optimización de este elemento para reducir la polarización cruzada que este muestra.

Tabla 2.5: Comparación de resultados de distintos elementos espirafase.

Elemento	Diseño	Frecuencia de operación (fr) [GHz]	Pol. Cruzada a 0° [dB]	Pol Cruzada a 45° [dB]	Respuesta ante rotación
Dipolo simple	Dipolo lamda/2	30.28 ghz	-33	-14	Desplazamiento de 2.44 Ghz (8% fr) en frecuencia.
Huang	Semianillo	30 Ghz	-21.93	-16	Incremento de magnitud de onda No Controlada
Strassner	Anillo ranurado con dipolo	6.9 GHz	-45	-10	Desplazamiento de 0.16 Ghz (2.31% fr) en frecuencia
Legay	Dipolos semi-trianguulares activados por diodos	6.08 GHz	-25.41	-17	Desplazamiento de 0.1 Ghz (1.64% fr) en frecuencia
Han	Anillo ranurado*	31.49	-43	-41	Mínima

- Este elemento difiere de los demás en la alimentación del arreglo y la dirección del lóbulo frontal respecto al plano del arreglo.

## Referencias.

- [1] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar", *Microwave J.*, vol. 20, pp. 67–73, Julio de 1977.
- [2] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk and J. I. Martinez, "Spiraphase-Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators", *IEEE Trans.on Antennas and Propagation*, vol 52, no. 1, Enero de 2004.
- [3] D. G. Berry, R. G. Malech, W. A. Kennedy, "The Reflectarray Antenna", *IEEE Trans.on Antennas and Propagation*, vol 11, no 6, Noviembre de 1963.
- [4] Huang et Al, "Design and Measurement of a Circularly Polarized Ka-band Reflectarray Antenna", 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Marzo de 2009.
- [5] A. E. Martynyuk and J. I. M. Lopez, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots," in *Proc. IEEEEMTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Phoenix, AZ, Junio de 2001, pp. 1379–1382.
- [6] K. Chang, *Microwave Ring Circuits and Antennas*. New York: Wiley, 1996, p. 61.
- [7] B. Strassner, C. Han, K. Chang, "Circularly Polarized Reflectarray With Microstrip Ring Elements Having Variable Rotation Angles", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 52, No. 4, Abril de 2004
- [8] E. Girard, R. Moulinet, R. Gillard, H. Legay, "An FDTD Optimization of a Circularly Polarized Reflectarray Unit Cel", *IEEE-AP*, Vol 3, pp 136-149, Junio 2002.
- [9] C. Han, K. Chang, "Ka-band reflectarray using ring elements", *Electronic Letters*, Vol. 39 No. 6, 20 de marzo de 2003.
- [10] T.-N. Chang, C.-S. Chu, "Cross-polarisation level of reflectarray with gapped ring elements", *Electronic Letters*, Vol. 43 No. 5, 1 de marzo de 2007.

### 3.- Optimización de un elemento espirafase basado en stubs activados electrónicamente con diodos.

Como hemos visto, las ventajas que los elementos defasadores activados electrónicamente tienen sobre aquellos elementos mecánicos son bastante importantes; sin embargo, el problema de la polarización cruzada en aquellos es muy serio. En esta sección se presentarán elementos de diseño que intentarán reducir la polarización cruzada a niveles aceptables en este tipo de arreglos.

#### 3.1.- Elemento con 8 diodos.

El elemento que procederemos a modificar fue propuesto inicialmente en [1] como elemento de un arreglo triangular insertado en guías de onda circulares, y en [2] como parte de un arreglo con celdas de 8 elementos. Las medidas del diseño estudiado son:

Tabla 3.1: Medidas originales del elemento analizado.

Radio interior (R1)	1.3 mm
Radio exterior (R2)	1.8 mm
Longitud del stub (l)	0.75 mm
Ancho del stub (h)	0.272 mm
Altura de celda (a)	6 mm
Ancho de celda (b)	6 mm
Distancia a pared metálica (d)	2.55 mm
Ancho del substrato dieléctrico (t)	0.127 mm
Resistencia del diodo ON (Ron)	2 $\Omega$
Resistencia del diodo OFF (Roff)	7 K $\Omega$
Capacitancia diodo OFF	0.035 pF
Permitividad eléctrica del substrato dieléctrico	2.56

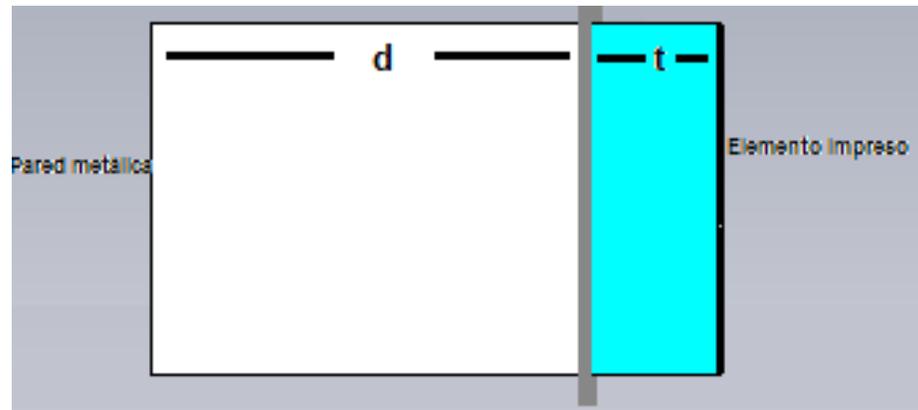


Figura 3.1 (a): Medidas del elemento propuesto en [2] (perfil)

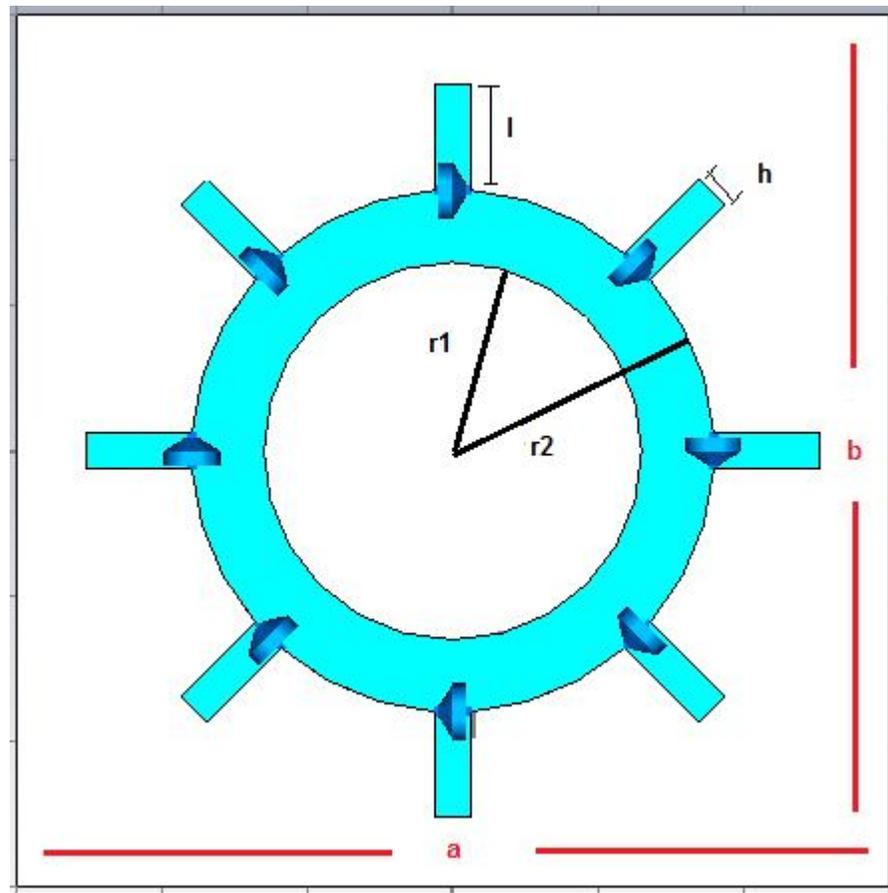


Figura 3.1 (b): Medidas del elemento propuesto en [2] (frente)

Este elemento fue optimizado para funcionar a 30 GHz [2].

Hemos elegido este elemento debido a las ventajas que tiene sobre los elementos impresos descritos en el capítulo anterior. Este elemento puede simular una rotación mecánica mediante la activación/desactivación de los diodos PIN en cada uno de los stub, lo cual hace su respuesta mucho más rápida y elimina la necesidad de un soporte o rotor mecánico. Como desventaja, este elemento solo puede ser rotado a 45°. Es posible crear celdas de estos elementos y configurar cada una de ellos a una rotación diferente para obtener más combinaciones. Un ejemplo de cómo usar estas celdas para obtener 6 diferentes ángulos de rotación se presenta en [2]. Aquí nos atenderemos al modelo más sencillo con solo 2 opciones, 0° y 45° para facilitar la optimización del elemento.

Podemos simular, al igual que con los elementos anteriores, la magnitud de la Onda Controlada y No controlada reflejadas por este elemento:

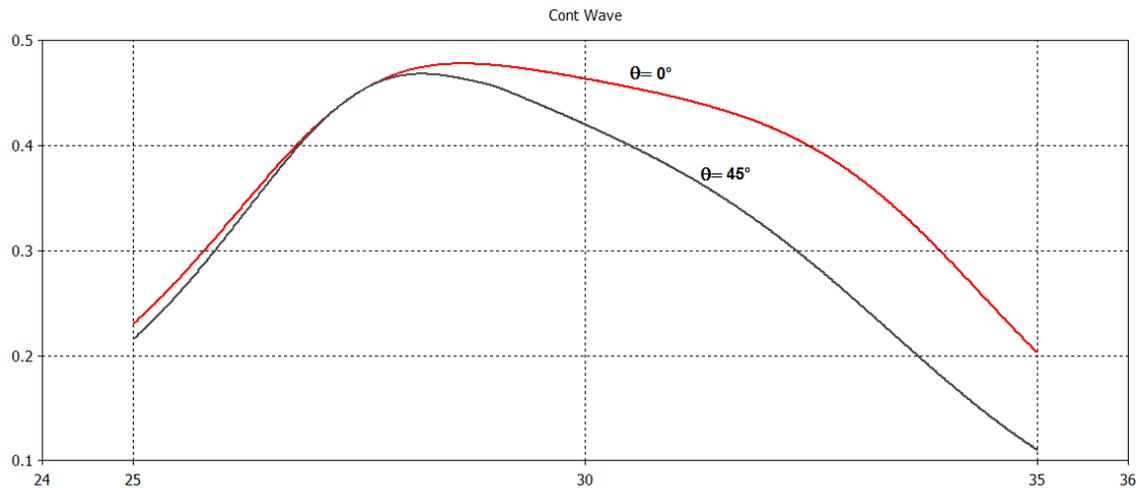


Figura 3.3: Magnitud de la Onda Controlada (0° y 45°)

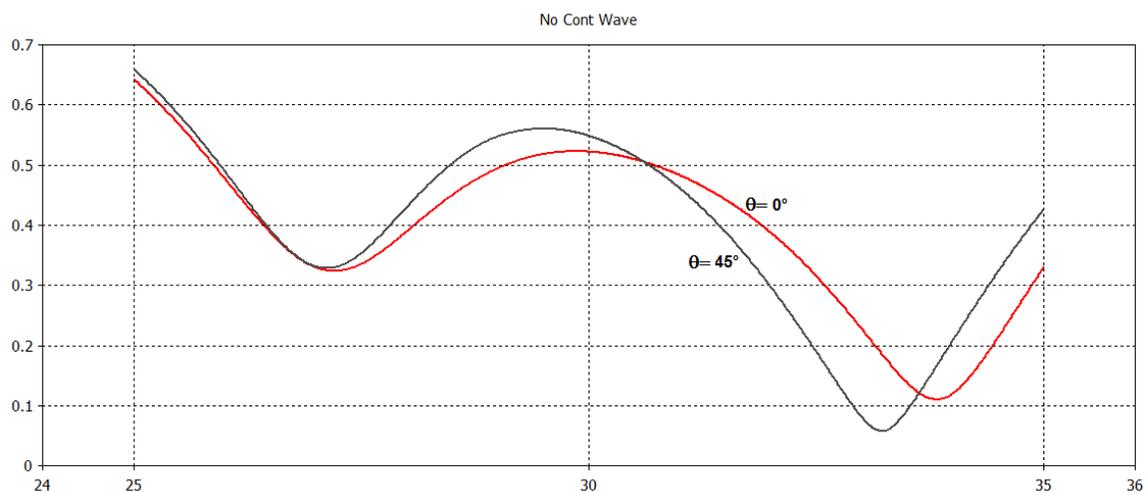


Figura 3.3: Magnitud de la Onda No Controlada ( $0^\circ$  y  $45^\circ$ )

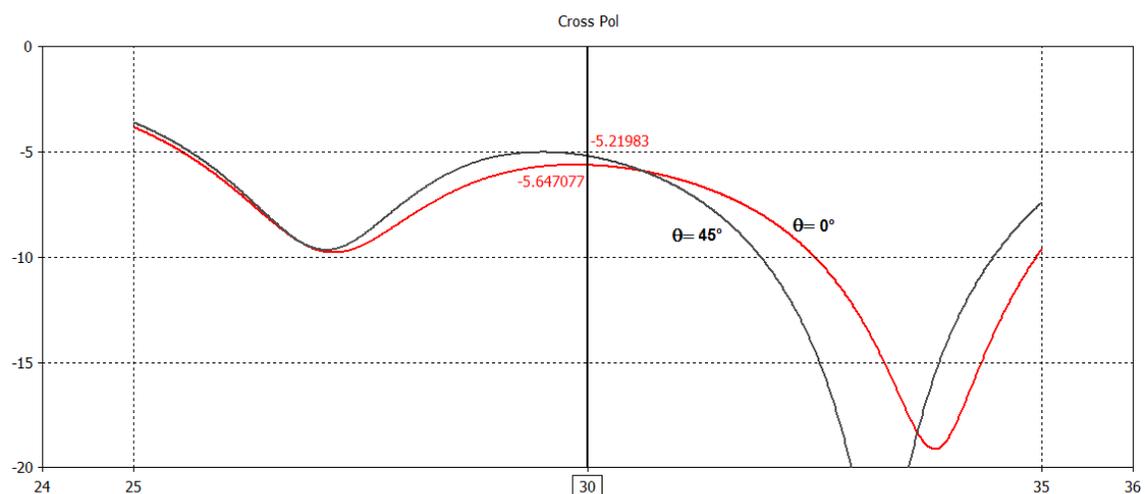


Figura 3.4: Polarización Cruzada en dB ( $0^\circ$  y  $45^\circ$ )

Como se ve en la figura 3.4, el elemento presenta a  $0^\circ$  una polarización cruzada de -5.6 dB a 30 GHz, lo cual es muy elevado. A  $45^\circ$ , la magnitud de la polarización se mantiene casi igual, en -5.2 dB, y en ambos casos las magnitudes de las Ondas Controlada y No controlada son casi iguales, siendo notorio que la magnitud de la onda No controlada es incluso mayor a la de la onda Controlada. Es importante recordar que este elemento fue optimizado en [1] como parte de una red triangular, por lo que para nuestra aplicación en una red cuadrada es de esperarse que su comportamiento se deteriore.

### 3.2.- Elemento base (elemento con 3 diodos).

Uno de los principales problemas en el diseño de elementos de este tipo es la respuesta que los diodos PIN tendrán y su efecto en la reflexión de las ondas debido a las pérdidas de inserción (*insertion loss*) que presentan. En adición a esto, se agrega el problema del costo de fabricación de este elemento (cada diodo PIN puede costar entre USD \$20 y USD\$25 dependiendo del fabricante). Con el fin de reducir tanto el costo como el impacto de las pérdidas de inserción sin perder la ventaja de su funcionamiento, se diseñó una variación del elemento anterior que reduce la cantidad de los diodos PIN pero conserva la simetría axial entre estos, de modo que las componentes paralela y ortogonal de la onda incidente con polarización circular detecten el elemento en las mismas condiciones que con el diseño anterior:

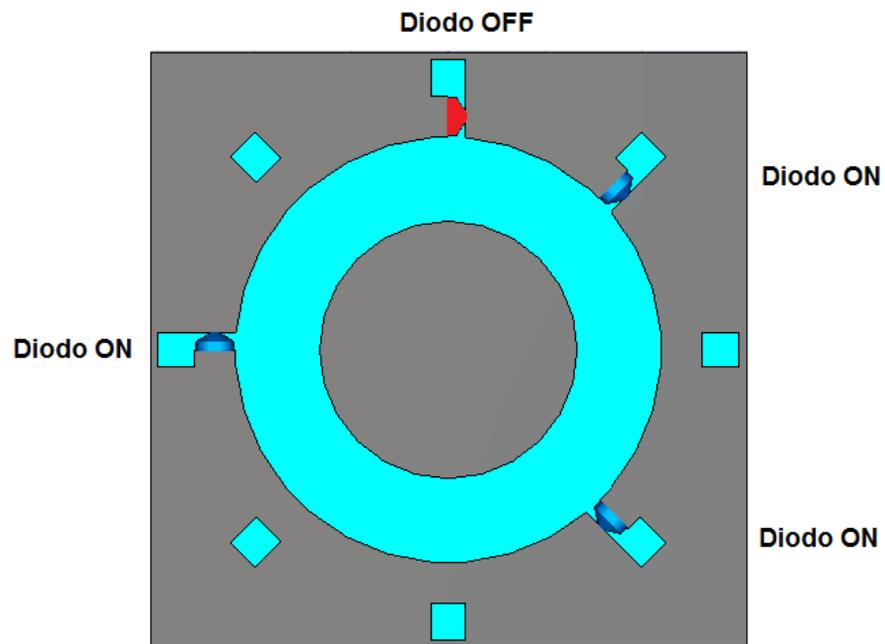


Figura 3.5: Elemento rediseñado con menor cantidad de PIN.

Algunos parámetros del elemento han sido cambiados para compensar por la introducción de las placas metálicas en los Stub y las modificaciones en los stubs en corto:

Tabla 3.2: Medidas del elemento modificado.

Radio interior (R1)	1.3 mm
Radio exterior (R2)	2.2 mm
Longitud del stub (l)	0.8 mm
Ancho del stub (h)	0.36 mm
Altura de celda (a)	6.15 mm
Ancho de celda (b)	6.15 mm
Distancia a pared metálica (d)	2.61 mm
Ancho del sustrato dieléctrico (t)	0.127 mm
Resistencia del diodo ON (Ron)	4 $\Omega$
Resistencia del diodo OFF (Roff)	15 K $\Omega$
Capacitancia diodo OFF	0.035 pF
Permitividad eléctrica del sustrato dieléctrico	2.56

La respuesta a este elemento (sin pared metálica detrás) a una onda con polarización vertical es la siguiente.

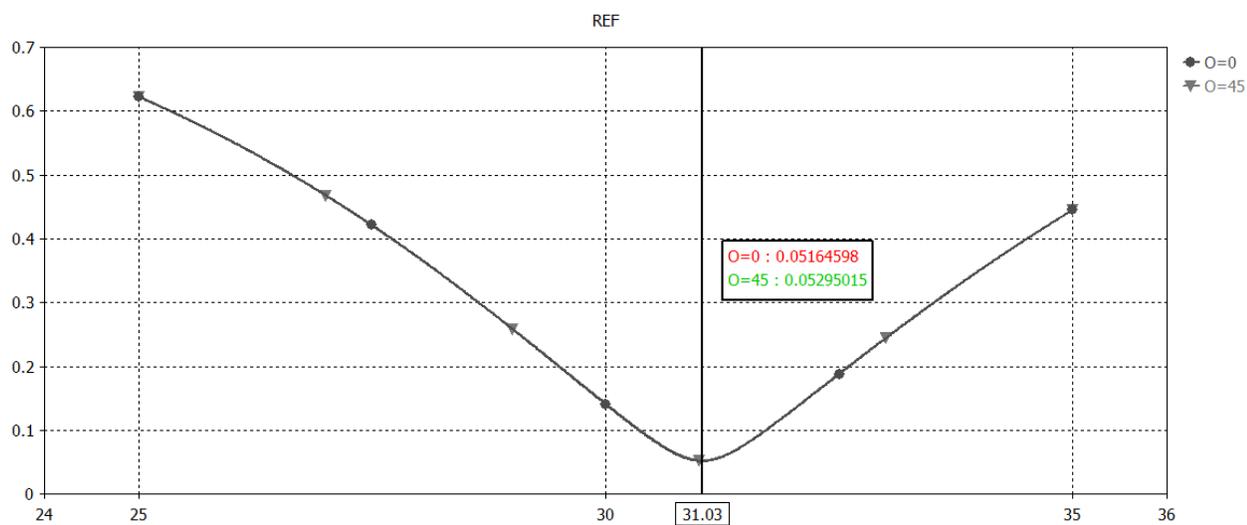


Figura 3.6: Respuesta en frecuencia ante una onda con polarización vertical (Paralela). 0° y 45°

Esta gráfica muestra el coeficiente de reflexión de la componente cuyo eje del campo eléctrico es paralela al elemento, o bien, cuyo campo eléctrico se encuentra dirigido en la dirección del stub con el diodo en OFF. La frecuencia de resonancia es de 31.03 GHz.

En la siguiente gráfica se muestra la comparación de la resonancia del elemento ante la onda ortogonal:

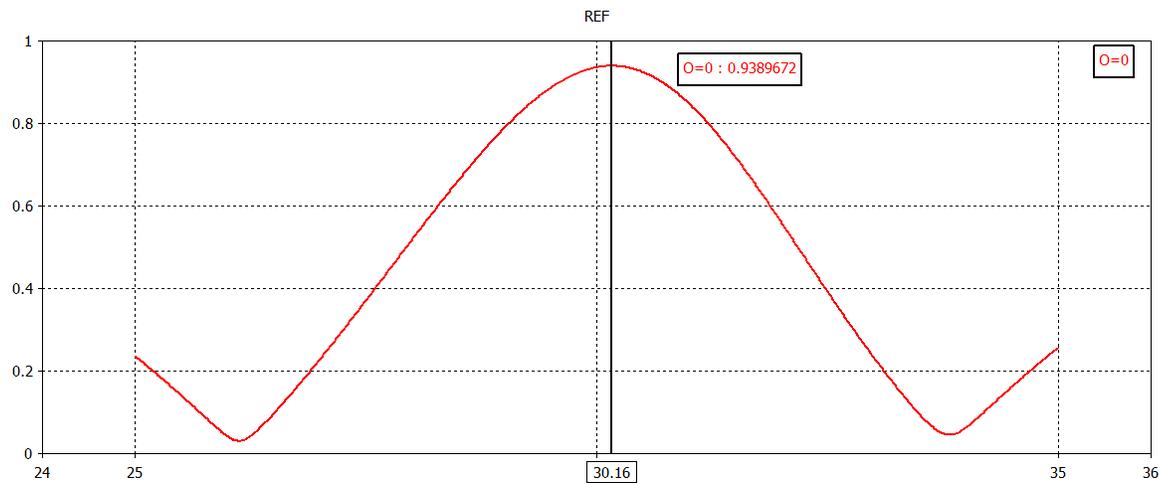


Figura 3.7: Respuesta en frecuencia ante una onda con polarización horizontal (Ortogonal).  $0^\circ$  y  $45^\circ$

En este caso podemos ver que la resonancia se encuentra ligeramente retrasada, en 30.16 GHz.

Una vez que se coloca la pared metálica detrás, la magnitud de la onda controlada es la siguiente:

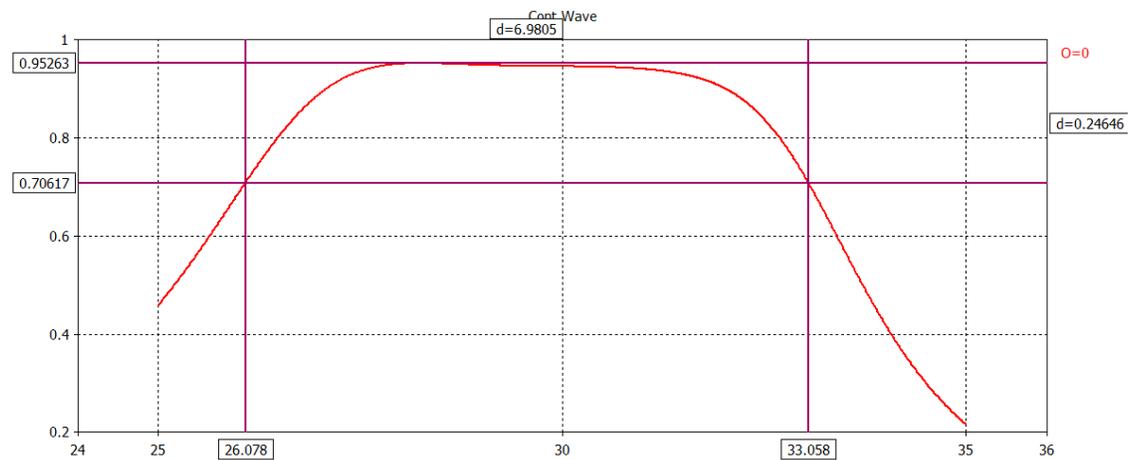


Figura 3.8: Magnitud de la onda Controlada.  $0^\circ$

Como se observa, las pérdidas la en onda controlada no rebasan 0.5 dB en la banda de frecuencias de 26.7 GHz a 33 GHz, asegurándose un comportamiento constante en casi toda esa región.

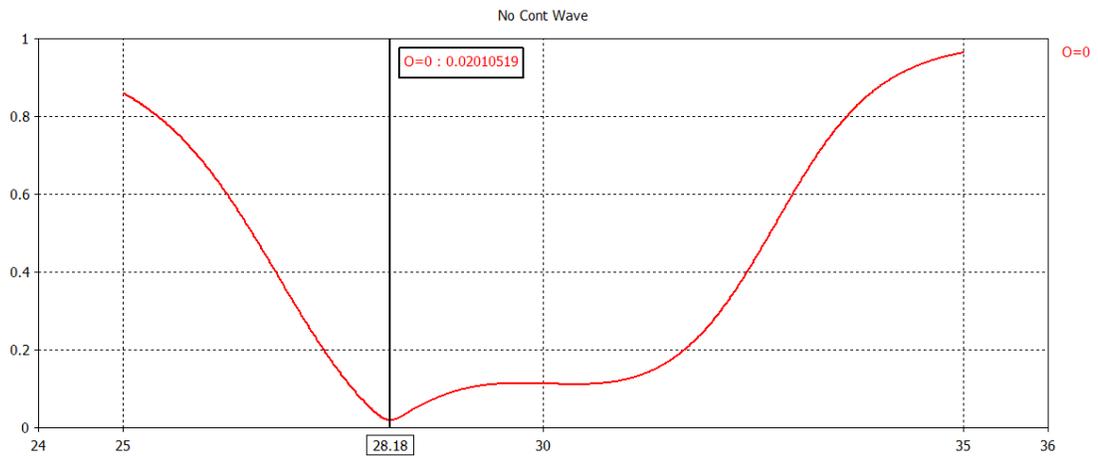


Figura 3.9: Magnitud de la onda No Controlada. 0°

En la misma banda, sin embargo, la onda No Controlada tiene un valor muy alto alrededor de los bordes, con un mínimo en 28.18 GHz. El cálculo de la polarización cruzada nos permite cuantificar mejor esto.

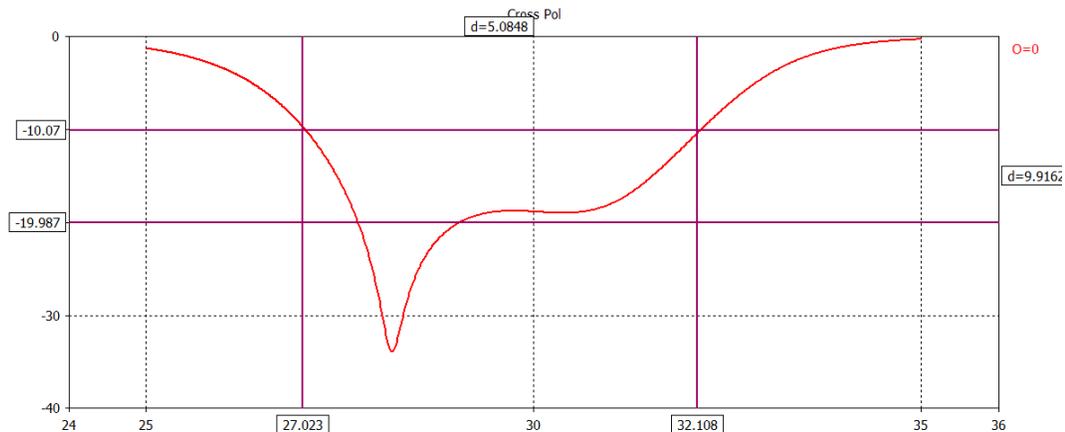


Figura 3.10: Polarización cruzada (dB). 0°

Como se ve en la Fig. 3.10, la región que presenta una polarización cruzada por debajo de los -20dB (y por tanto, útil) es bastante pequeña y alrededor de los 28 GHz, muy lejos de la frecuencia de operación original del arreglo. Incluso el área que se halla por debajo de los -10dB es de solo 5GHz.

Para comprender que está pasando, hay que analizar la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y ortogonal en toda la banda estudiada:

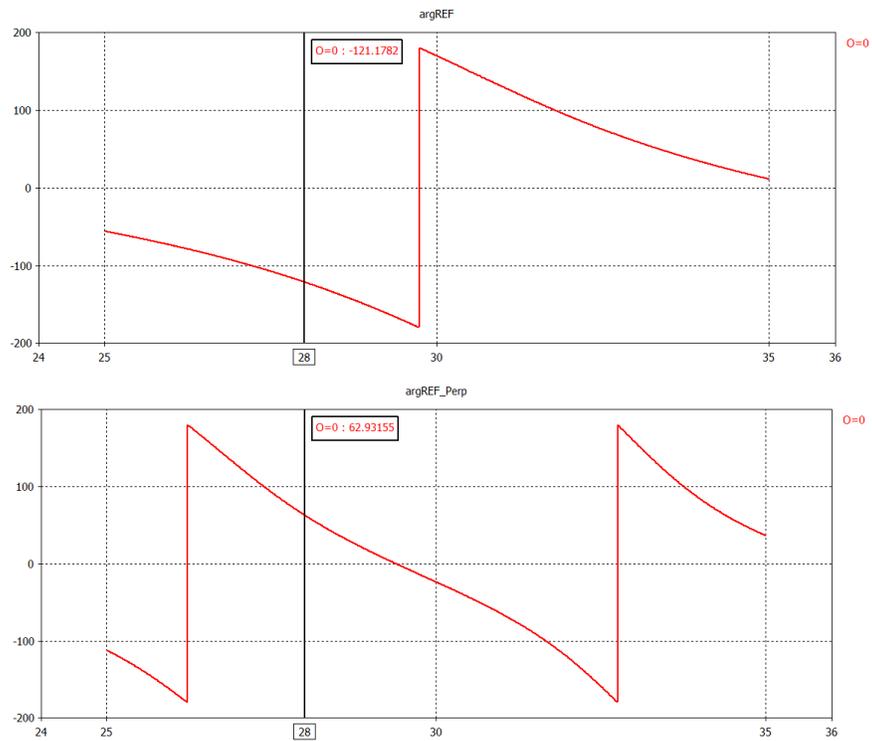


Figura 3.11: (a) Fase de la onda Paralela. (b) Fase de la onda ortogonal.

En la Fig. 3.11 se puede observar cómo, en el punto en que la polarización cruzada es más baja, hay una diferencia de fases de  $180^\circ$ , que además no vuelve a presentarse en toda la banda de frecuencias.

Ahora analicemos los resultados de la onda Controlada una vez que los elementos del arreglo son rotados  $45^\circ$ :

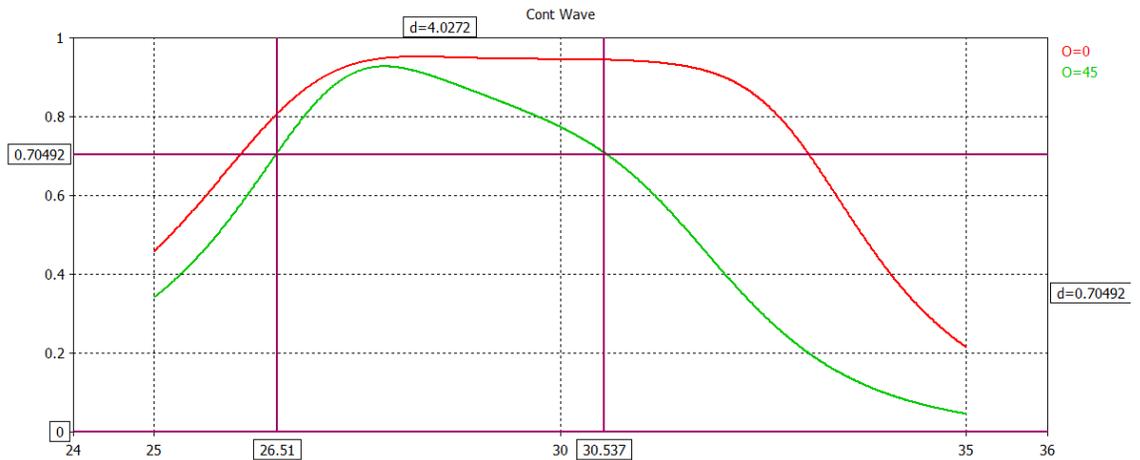


Figura 3.12: Magnitud de la onda Controlada.  $0^\circ$  y  $45^\circ$

En este caso, la rotación de los elementos ha afectado severamente la magnitud de la onda Controlada. Esta tiene una magnitud alta en 28GHz y después comienza a caer rápidamente. La banda útil de operación se ha reducido de 7 GHz a solo 4 GHz. A continuación en la Fig. 3.13 se muestra la magnitud de la onda No Controlada:

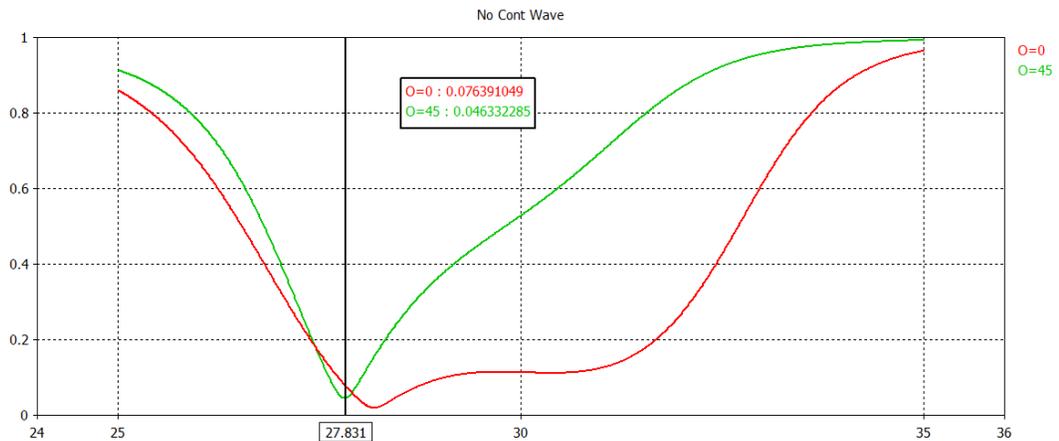


Figura 3.13: Magnitud de la onda No Controlada.  $0^\circ$  y  $45^\circ$

La magnitud de la onda No Controlada muestra un incremento en prácticamente toda la banda analizada, aunque aún conserva su mínimo cerca de los 28GHz de operación. Un análisis de la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión paralelo y ortogonal indica que es en esta frecuencia precisamente que la diferencia alcanza el valor de  $180^\circ$ , para después variar rápidamente:

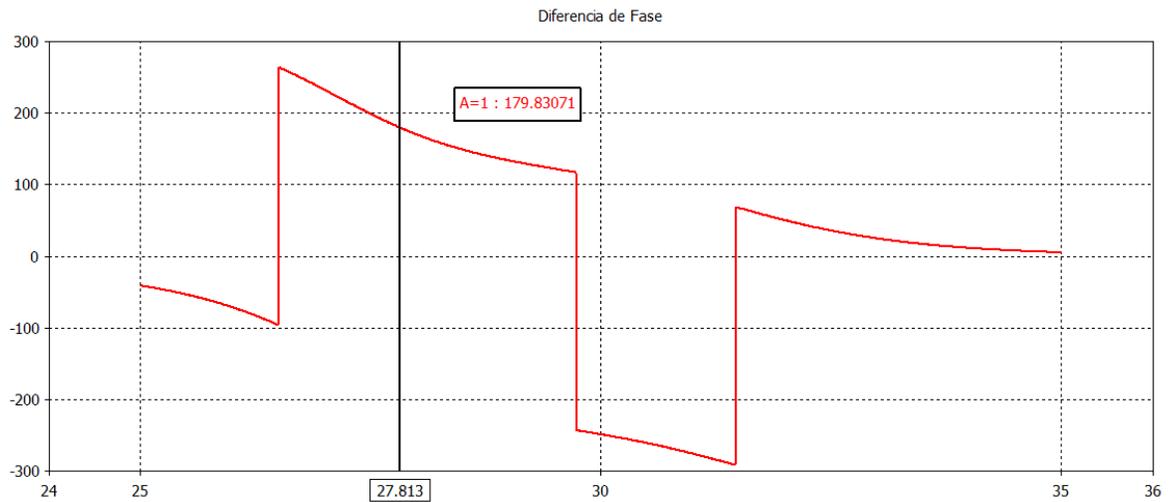


Figura 3.14: Diferencia de Fase. 45°

Finalmente se muestra la cuantificación en decibeles de la polarización cruzada:

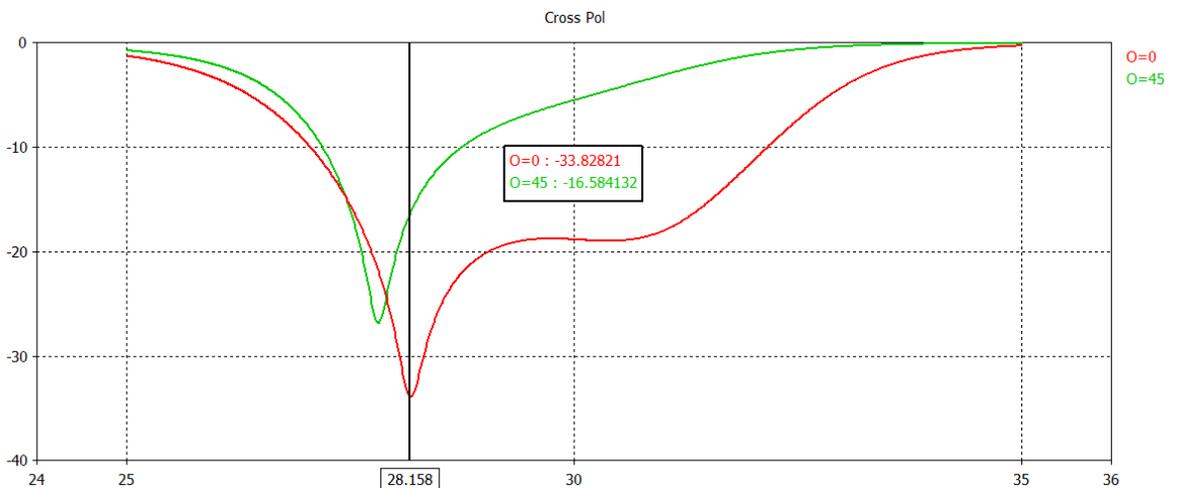


Figura 3.15: Polarización cruzada (dB). 0° y 45°

En la frecuencia de 28 GHz en que la onda No Controlada tuvo su mínimo con una rotación de 0° se registra un incremento de más de 17dB en la magnitud de la polarización cruzada.

En el análisis se observa en todos estos elementos distintos factores que dificultan el cálculo de la polarización cruzada. En efecto, las diferentes modificaciones a los arreglos, como pueden ser variaciones en el tamaño o longitud de los stubs, magnitudes de la impedancia en los diodos, rotación de los elementos, etc. introducen distorsiones en la impedancia del elemento que, si bien son calculables individualmente, al combinarse con el resto de los

elementos en el arreglo pueden llegar a ser muy difíciles de calcular y a arrojar resultados a primera vista impredecibles. Ante la complejidad de generar un modelo matemático, lo que podemos realizar es ver cómo afecta experimentalmente al arreglo la rotación de los elementos sin la pared metálica detrás. En las siguientes gráficas se muestra la magnitud del coeficiente de reflexión paralelo y ortogonal al elemento en estas circunstancias:

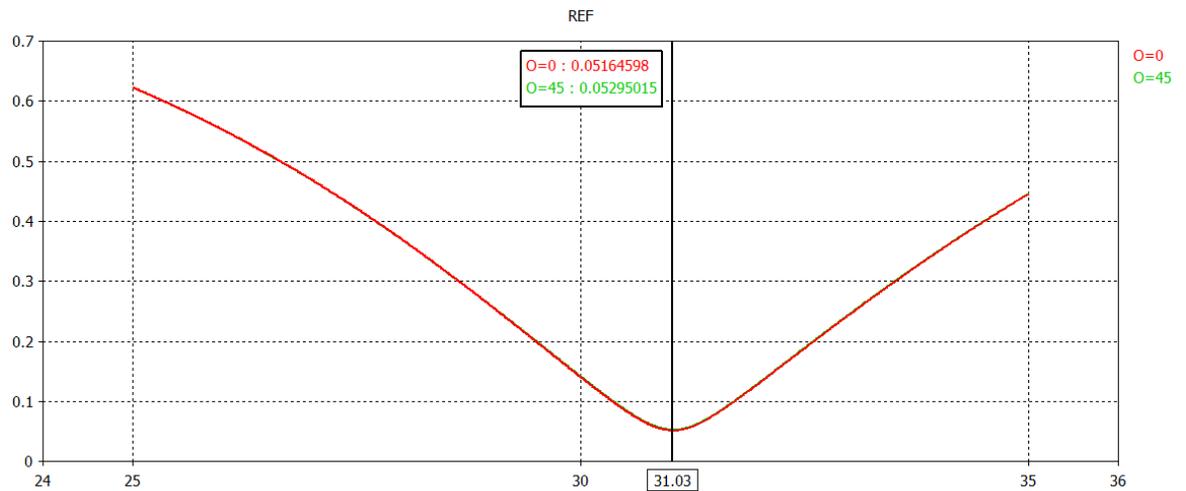


Figura 3.16: Respuesta en frecuencia del elemento. Onda con polarización paralela. 0° y 45°

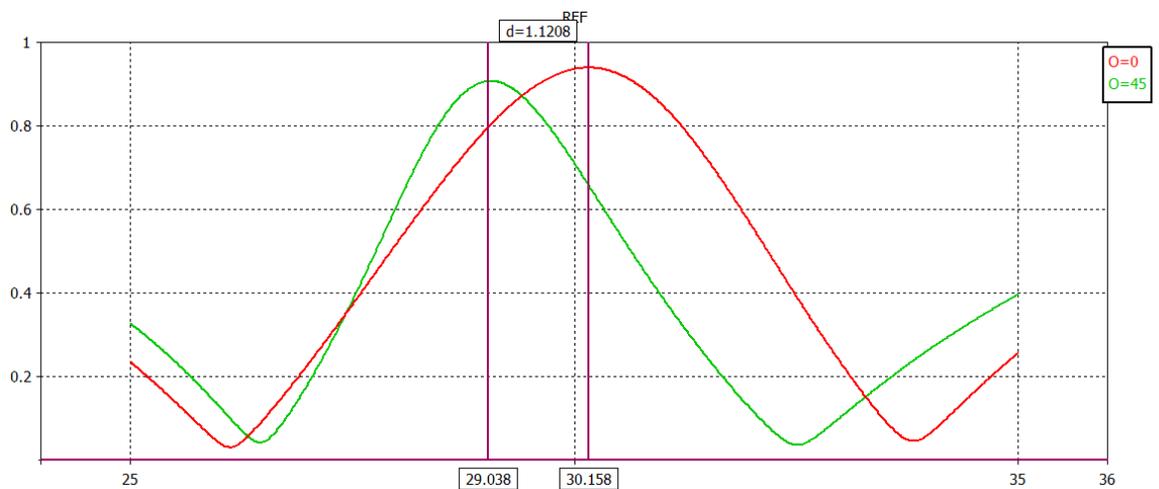


Figura 3.17: Respuesta en frecuencia del elemento. Onda con polarización ortogonal. 0° y 45°

Si buscamos reducir la polarización cruzada del elemento ante la rotación, podemos empezar por asegurarnos que el elemento resuena a la misma frecuencia tanto a  $0^\circ$  como a  $45^\circ$ , para ambas componentes horizontal y vertical de la onda incidente.

Lo primero a tomar en cuenta es recordar cómo es que la onda incidente “ve” el arreglo de elementos de manera diferente de acuerdo a la rotación del arreglo:

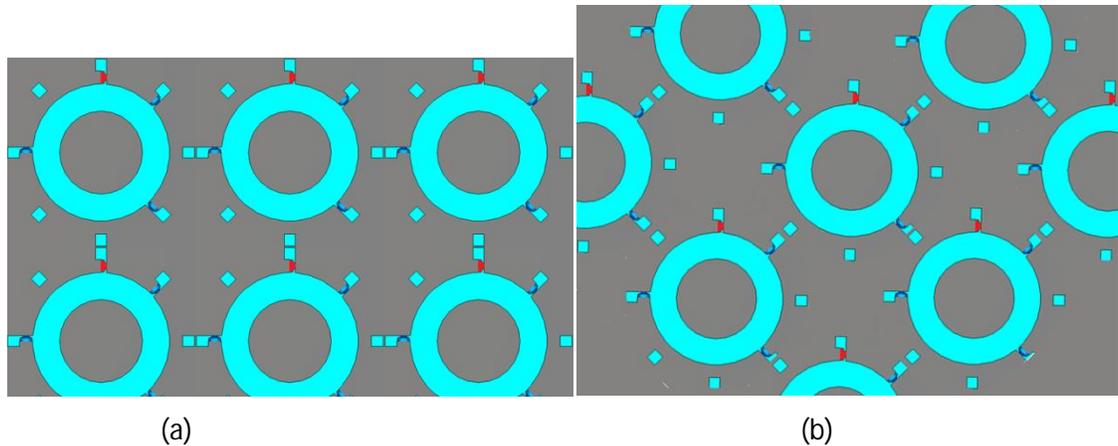


Figura 3.18: Estructura del elemento según es “percibida” por la onda con polarización paralela al elemento. (a)  $0^\circ$ . (b)  $45^\circ$ .

Puesto que la rotación cambia por completo la distancia entre los stubs en OFF, suena lógico cambiar la longitud de los *stubs* en las diagonales del elemento, con el fin de compensar por esta variación. Sin embargo, este cambio afectará a su vez la impedancia del arreglo completo, modificando la frecuencia de resonancia del mismo, por lo que habrá que compensar por los posibles cambios adicionales que ocurran. Esto implica mover en conjunto toda una serie de variables que actúan sobre las frecuencias de resonancia del elemento ante las componentes vertical y paralela tanto como a  $0^\circ$  como  $45^\circ$ . Los efectos que cada variable introduce en el actúan a favor y en contra unos de otros, por lo que es necesario considerar el menor número de variables posibles y cambiarlas metódicamente.

Para esto, se decidió introducir las siguientes constantes de proporcionalidad sobre 5 distintos elementos de la geometría del elemento:

Tabla 3.3: Constantes de modificación de la geometría del elemento.

Constante	Descripción
A1	Factor de alargamiento de Stubs diagonales
A2	Factor de alargamiento de Stubs vertical y horizontal
C	Constante de proporcionalidad de la distancia a la pared trasera
X	Disminución del ancho del anillo (%)
Z	Proporción del radio medio ( $R1 \Rightarrow 0$ , $R2 \Rightarrow 2$ )

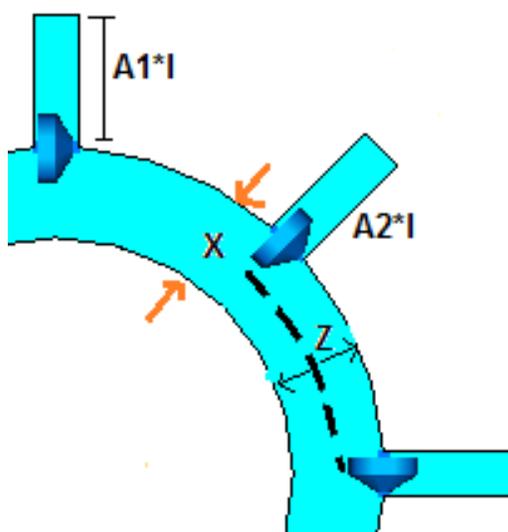


Figura 3.19: Constantes en la geometría del elemento.

- La variable A1 se introduce para variar directamente la frecuencia de resonancia del elemento ante la componente paralela a 45°.
- La variable A2 se introduce para variar directamente la frecuencia de resonancia del elemento ante la componente paralela a 0°.
- La variable C se introduce para ajustar el desfase entre las componentes con polarización circular derecha e izquierda.
- La variable X se introduce para variar las magnitudes de los coeficientes de reflexión de las componentes paralela y ortogonal, al reducir/aumentar el ancho del anillo.
- La variable Z se introduce para modificar la frecuencia de operación del arreglo.

Como se muestra en la gráfica 3.17, las frecuencias de resonancia del elemento ante la componente ortogonal varía en 1.1208 GHz, para corregir se comienza por disminuir la variable A2, con el objetivo de subir la frecuencia de resonancia a 45°. Esto introduce toda una serie de variaciones en el arreglo que habrá que compensar con cambios en las otras 4 variables.

Optimizando para reducir la polarización cruzada tanto a 0° como a 45°, se obtienen los siguientes valores de las 5 constantes:

Tabla 3.4: Constantes de modificación de la geometría del elemento.

Constante	Medida
A1	0.88
A2	0.95
C	0.83
X	0.2 (20%)
Z	0.86

Con lo que las nuevas dimensiones del arreglo son:

Tabla 3.5: Medidas del elemento optimizado.

Radio interior (R1)	1.3416 mm
Radio exterior (R2)	2.0666 mm
Longitud del stub diagonal (l1)	0.704 mm
Longitud del stub vertical/horizontal (l2)	0.76
Ancho del stub (h)	0.36 mm
Altura de celda (a)	6.15 mm
Ancho de celda (b)	6.15 mm
Distancia a pared metálica (d)	2.1663 mm
Ancho del sustrato dieléctrico (t)	0.127 mm
Resistencia del diodo ON (Ron)	4 Ω
Resistencia del diodo OFF (Roff)	15 KΩ
Capacitancia diodo OFF	0.035 pF
Permitividad eléctrica del sustrato dieléctrico	2.56

Con estas medidas, las magnitudes la onda Controlada y No controlada son los siguientes:

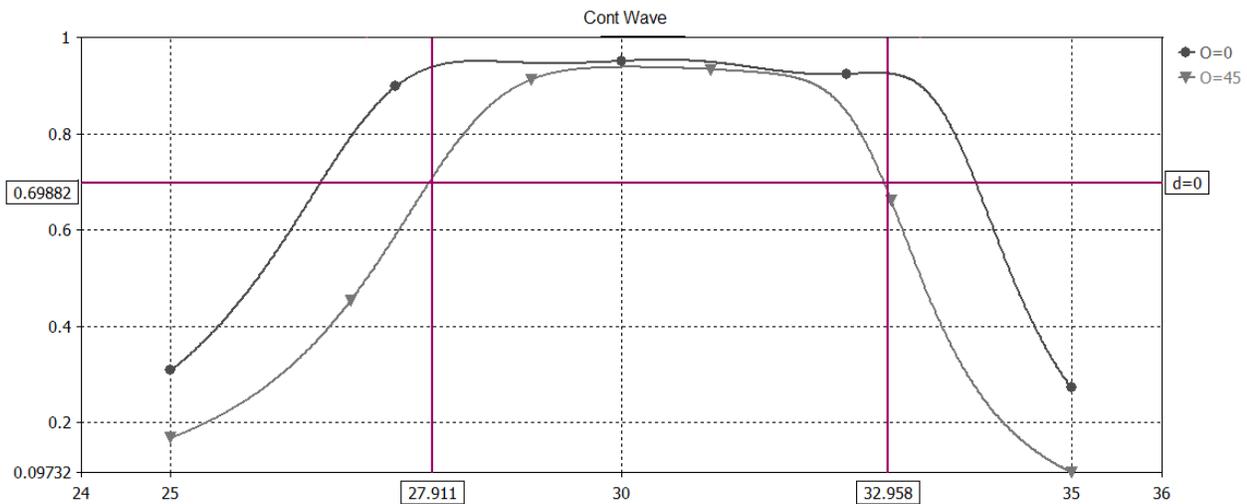


Figura 3.20: Magnitud de la onda controlada. 0° y 45°

Se puede apreciar inmediatamente que el comportamiento del elemento es mucho más estable que antes. Si bien la banda en que la Onda controlada aun se reduce al rotar 45°, la banda funcional es de 5.4 Ghz, mucho mayor que antes.

El comportamiento de la onda No controlada es el siguiente:

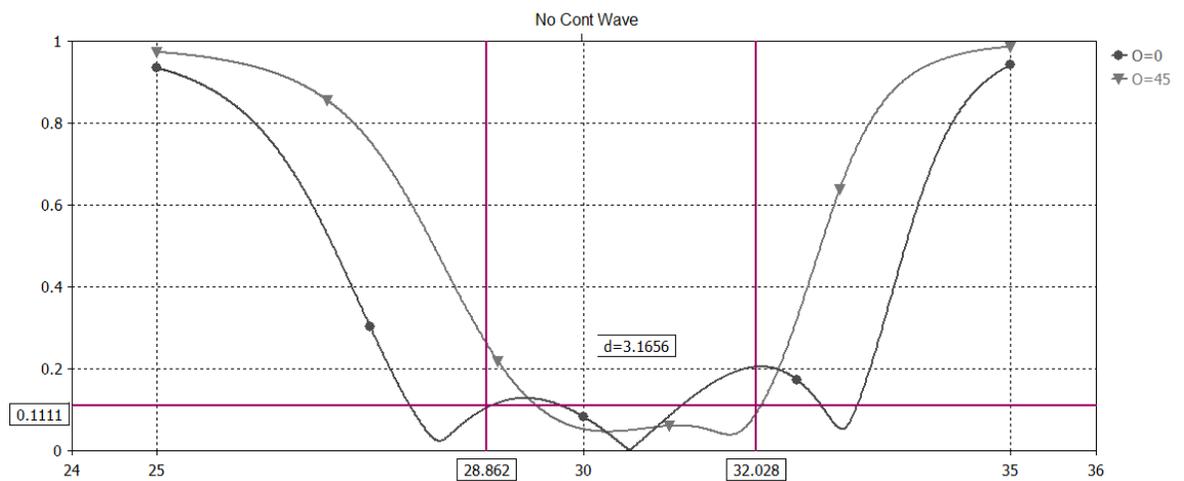


Figura 3.21: Magnitud de la onda No controlada. 0° y 45°

La onda no controlada se vuelve un poco más errática para 0°, lo cual indica quizá una ligera sobreoptimización del elemento a 45°. El ancho de banda en que se puede utilizar el arreglo, considerando una magnitud de 0.1 no es tan claro. En esta gráfica, se muestra un ancho de

banda utilizable de 4 GHz. Si se es más estricto y se toma la banda en que la magnitud de ambas es absolutamente menor a 0.1, se tiene un ancho de banda de apenas 2 GHz, el cual es aun bastante más amplio al del elemento previo a su modificación.

Podemos comprender mejor este desempeño analizando la diferencia entre las fases de las ondas controlada y no controlada :

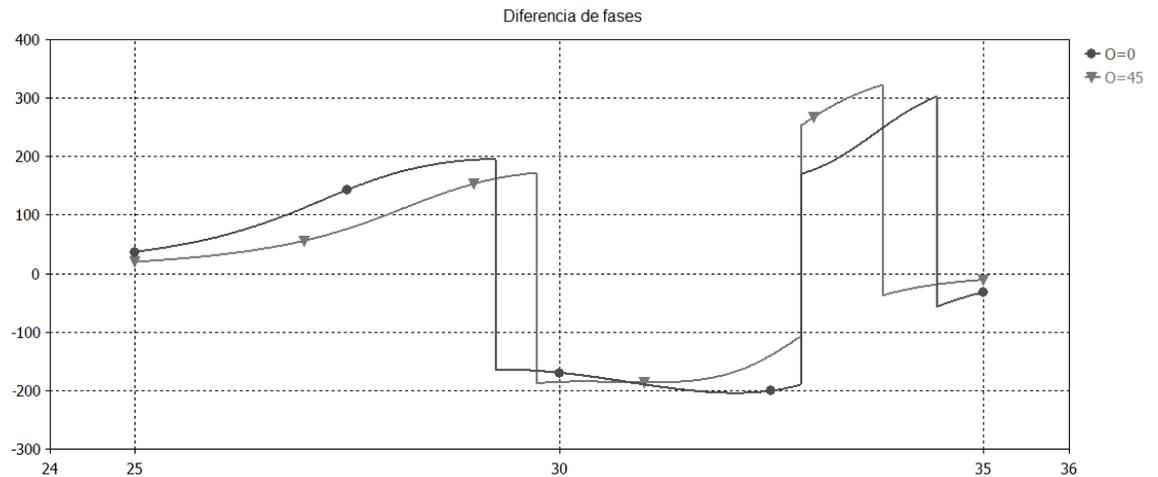


Figura 3.22: Diferencia de fases. 0° y 45°

Aquí vemos que, en general, en el intervalo de frecuencias entre 29 y 33 GHz, la diferencia de fases es más suave a 45°, confirmando la sobre-optimización.

Finalmente, cuantificamos la polarización cruzada en dB:

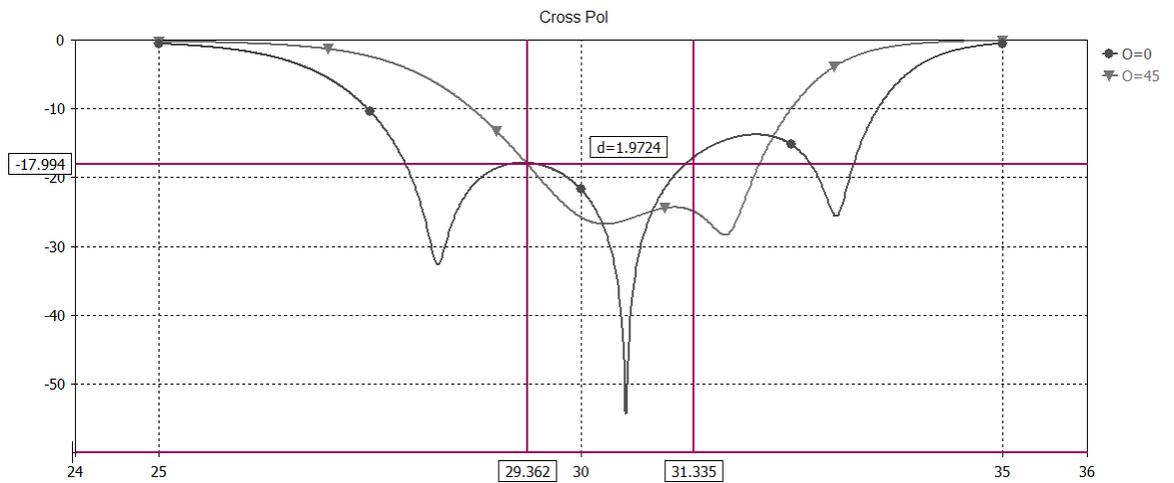


Figura 3.23: Polarización Cruzada. 0° y 45°

El ancho de banda es sin duda estrecho, pero mucho mejor que para el elemento anterior. Para -25 dB, la banda es de apenas 600 MHz tanto en 0° como en 45°. Si tomamos un valor de -18 dB, la banda se extiende hasta 2 GHz.

### 3.3.- Conclusiones.

En este capítulo se estudió el desempeño de los elementos espirafase rotados electrónicamente con diodos. Se analizó como el menor número de diodos en el elemento modificó positivamente la respuesta de la polarización cruzada del elemento.

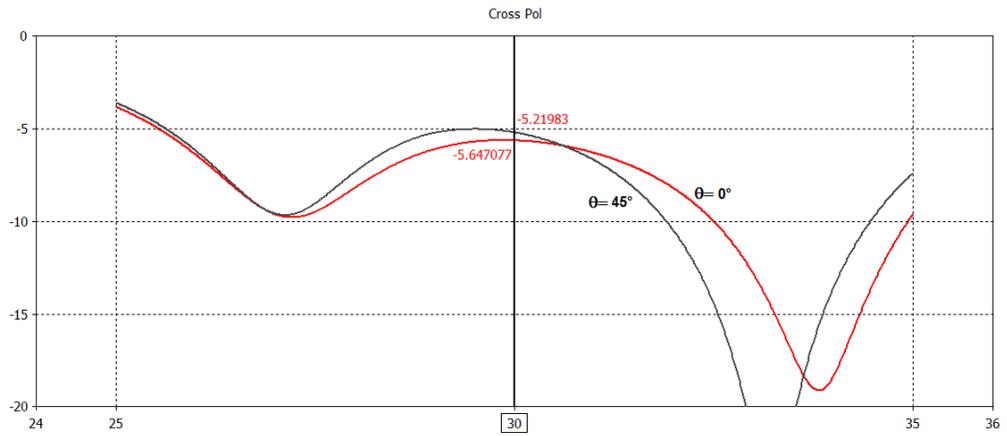
El elemento expuesto en [1] presenta una polarización cruzada de -5 dB en su punto más bajo, la cual se mantiene al rotarlo a 45°. Originalmente este elemento fue diseñado para instalarlo dentro de una guía de onda circular y en un arreglo triangular, para nuestro tipo de arreglo su comportamiento se ha deteriorado. Se mostró que el elemento expuesto en [2], solo con 3 diodos y 3 *stubs* en corto circuito presenta una polarización cruzada menor a los -18 dB en una banda amplia de al menos 4 GHz con una rotación de 0°, pero ese ancho de banda se ve reducido a menos de 0.6 GHz al rotar el elemento 45°

El método presentado para modificar el elemento fue introducir 5 variables que controlen ciertos aspectos de la geometría del elemento, para controlar ciertos aspectos específicos de su respuesta, a saber:

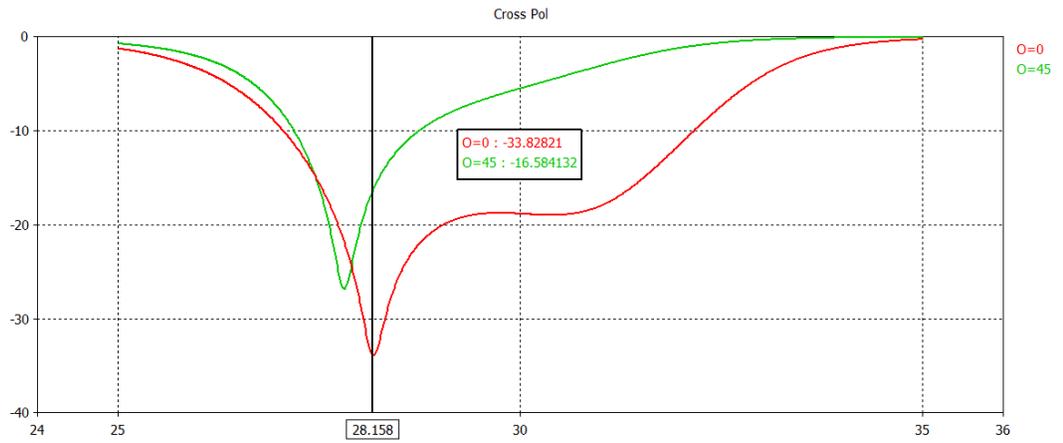
- La frecuencia de resonancia del elemento ante la componente paralela a 45°.
- La frecuencia de resonancia del elemento ante la componente paralela a 0°.
- El desfase entre las componentes con polarización circular derecha e izquierda.
- La potencia con que se reflejan las componentes paralela y ortogonal.
- La frecuencia de operación del arreglo.

Con las modificaciones introducidas al elemento de [2] se logra un mejor desempeño del elemento. Estas hacen que el mismo tenga una banda de operación "absoluta" (tanto a 0° como a 45°) con polarización cruzada menor a -18 dB de 2 GHz.

(a)



(b)



(c)

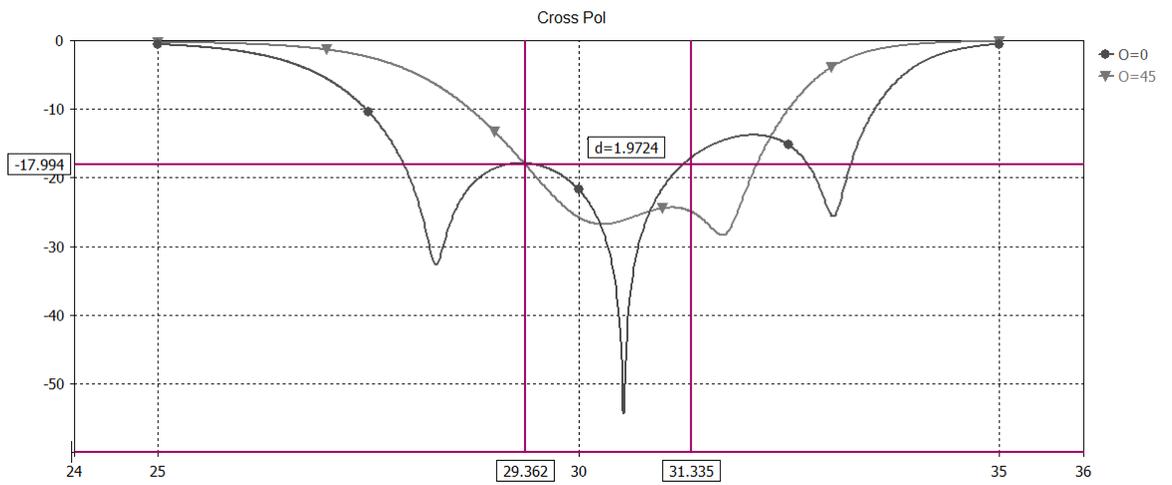


Figura 3.24: Polarización cruzada de los distintos elementos con diodos. (a) Elemento original [1]. (b) Elemento modificado con menos diodos [2]. (c) Elemento optimizado.

### 3.5.- Referencias.

[1] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, S. N. Khotianintsev, V. S. Vountesmeri, "Milimeter Wave amplitude phase modulator", IEEE Transactions Microwave Theory Tech.", vol. 45, no. 6, Junio de 1997.

[2] J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk, "Analysis of a Spiraphase-Type Reflectarray: Comparison Between Finite and Infinite Models", Electromagnetics, vol.25, No. 6, Agosto 2009.

[3] J. J. J. Wang, "Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol AP-31, no. 1, Enero de 1983.

## Capítulo 4 Conclusiones.

En este trabajo se presentaron resultados numéricos de simulaciones de diferentes arreglos de elementos tipo espirafase. El objetivo principal de esto fue estudiar el comportamiento de los distintos arreglos con el fin de optimizar un arreglo en particular basado en stubs, de tal modo que la polarización cruzada que presente sea mínima.

Las conclusiones principales son las siguientes.

- Una de las principales desventajas de los arreglos reflectivos pasivos es su incapacidad de modificar el patrón de radiación reflejado de manera rápida o compleja. Una mejora sobre estos diseños implica incluir diodos en un arreglo de elementos espirafase con stubs, de modo que la configuración del elemento pueda ser modificada mediante el encendido y apagado de los diodos en los *stubs*.
- En los arreglos reflectivos en general se presenta el fenómeno de la polarización cruzada, el cual afecta negativamente el desempeño de los arreglos como antenas reflectoras. Al hacer incidir una onda con polarización circular sobre un arreglo, la onda reflejada está compuesta de dos ondas con polarizaciones circulares opuestas. Una de ellas, la "Onda Controlada" depende directamente del ángulo de rotación del elemento, mientras que la "Onda No Controlada" es independiente de cualquier variación que se pueda hacer. Los diseños estudiados basados en stubs con diodos presentan valores muy altos de Polarización Cruzada: El elemento de con 8 diodos presenta un valor de polarización cruzada de -5.6 dB a 30GHz y a 0° de rotación; el elemento de Legay muestra un valor bajo de -25 dB en su frecuencia de resonancia (6.0798 GHz), pero tiene una banda reducida de 400 MHz; en el elemento de 3 diodos se presenta una polarización cruzada por debajo de los -20dB (y por tanto, útil) en una región de 1 GHz, pero alrededor de una frecuencia de 28 GHz, desplazada de los 30 GHz de la frecuencia de resonancia del elemento, e incluso el área que se halla por debajo de los -10dB es de solo 5GHz.

- Se simuló numéricamente el desempeño de distintos tipos de elementos espirafase pasivos en arreglos de fase para estimar el nivel de la polarización cruzada (PC) al ser rotados. Se encontró que los elementos de anillo ranurado presentan un valor alto de la PC (-21 dB a  $0^\circ$  y con una banda de 8 GHz para el elemento de Huang, con una caída de 5 dB al rotar el elemento a  $45^\circ$ ); mientras que los elementos basados en dipolos presentan un valor de PC más bajo pero resonan a diferente frecuencia al ser rotados (-33 dB a  $0^\circ$  en 31.2 GHz, con una caída de 17 dB al rotar el elemento  $45^\circ$ ).
  
- Reducir la polarización cruzada, requiere tomar en cuenta diversos factores del diseño de los elementos que componen el arreglo reflectivo. El hecho de tener una multitud de elementos en el arreglo modifica los valores operacionales para los cuales los elementos individuales son diseñados, por lo cual el diseño final se hizo optimizando el arreglo en conjunto modificando algunos parámetros bien definidos de los elementos de manera experimental, de los cuales se conoce de manera general su efecto en el arreglo, a saber.
  - a) La frecuencia de resonancia del elemento para la componente de polarización inclinada a  $45^\circ$  con respecto al *stub* horizontal (longitud de los *stubs* diagonales).
  - b) La frecuencia de resonancia del elemento ante la componente paralela a  $0^\circ$  (longitud de los *stubs* verticales y horizontales).
  - c) El desfase entre las componentes con polarización circular derecha e izquierda (distancia del arreglo a la pared metálica anterior).
  - d) La potencia con que se reflejan las componentes paralela y ortogonal (ancho del anillo principal del elemento).
  - e) La frecuencia de operación del arreglo (radio medio del anillo)
  
- El elemento expuesto en [1] presenta una polarización cruzada de -5 dB en su punto más bajo, la cual se mantiene al rotarlo a  $45^\circ$ . Originalmente este elemento fue diseñado para instalarlo dentro de una guía de onda circular y en un arreglo triangular, para nuestro tipo de arreglo su comportamiento se ha deteriorado. Se mostró que el elemento expuesto en [2], solo con 3 diodos y 3 *stubs* en corto circuito presenta una polarización cruzada menor

a los -18 dB en una banda amplia de al menos 4 GHz con una rotación de 0°, pero ese ancho de banda se ve reducido a menos de 0.6 GHz al rotar el elemento 45°

- Con las modificaciones introducidas al elemento [2] se logra que el mismo tenga una banda de operación "absoluta" (tanto a 0° como a 45°) con polarización cruzada menor a -18 dB de 2 GHz. Esto es una mejora definitiva sobre el desempeño original del arreglo (-5dB en toda la banda estudiada, tanto a 0° como a 45°) así como una disminución de 2 dB a 45° sobre el elemento de Huang [3], el cual es un elemento pasivo y basado en anillos.
- Los resultados de esta tesis se encuentran parcialmente incluidos en un artículo presentado en el congreso internacional EuCAP-2011[4].

#### 4.1 Referencias

[1] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, S. N. Khotianintsev, V. S. Vountesmeri, "Millimeter Wave amplitude phase modulator", IEEE Transactions Microwave Theory Tech.", vol. 45, no. 6, Junio de 1997.

[2] J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk, "Analysis of a Spiraphase-Type Reflectarray: Comparison Between Finite and Infinite Models", Electromagnetics, vol.25, No. 6, Agosto 2009.

[3] Huang et Al, "Design and Measurement of a Circularly Polarized Ka-band Reflectarray Antenna", 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Marzo de 2009.

[4] Martynyuk O., Rodriguez-Zamudio J., Fuentes-Zuniga D., "On Cross-Polarization in Spiraphase-Type Reflectarrays with Elements Based on Ring Slot with Loaded Stubs", European Conference on Antennas and Propagation, 2011.

## **Bibliografía**

### **Capítulo 1. Introducción.**

- [1] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk and J. I. Martinez, "Spiraphase-Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators", IEEE Trans.on Antennas and Propagation, vol 52, no. 1, Enero de 2004.
- [2] D. G. Berry, R. G. Malech, W. A. Kennedy, "The Reflectarray Antenna", IEEE Trans.on Antennas and Propagation, vol 11, no 6, Noviembre de 1963.
- [3] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar", Microwave J., vol. 20, pp. 67–73, Julio de 1977.
- [4] A. E. Martynyuk and J. I. M. Lopez, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots," in Proc. IEEEEMTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, Junio de 2001, pp. 1379–1382.
- [5] A. E. Martynyuk and Y. Sidoruk, "Low loss phase shifters for Ka band phased array" 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology, Dana Point, USA, May 2000.
- [6] Ang Yu, Fan Yang, Atef Z. Elsherbeni, and John Huang, Design and Measurement of a Circularly Polarized Ka-band Reflectarray Antenna", 3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2009, Berlin, Germany, Marzo de 2009.

### **Capítulo 2. Polarización cruzada en elementos espirafase**

- [1] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar", Microwave J., vol. 20, pp. 67–73, Julio de 1977.
- [2] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk and J. I. Martinez, "Spiraphase-Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators", IEEE Trans.on Antennas and Propagation, vol 52, no. 1, Enero de 2004.
- [3] D. G. Berry, R. G. Malech, W. A. Kennedy, "The Reflectarray Antenna", IEEE Trans.on Antennas and Propagation, vol 11, no 6, Noviembre de 1963.
- [4] Huang et Al, "Design and Measurement of a Circularly Polarized Ka-band Reflectarray Antenna", 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Marzo de 2009.

- [5] A. E. Martynyuk and J. I. M. Lopez, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots," in Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, Junio de 2001, pp. 1379–1382.
- [6] K. Chang, Microwave Ring Circuits and Antennas. New York: Wiley, 1996, p. 61.
- [7] B. Strassner, C. Han, K. Chang, "Circularly Polarized Reflectarray With Microstrip Ring Elements Having Variable Rotation Angles", IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 52, No. 4, Abril de 2004
- [8] E. Girard, R. Moulinet, R. Gillard, H. Legay, "An FDTD Optimization of a Circularly Polarized Reflectarray Unit Cell", IEEE-AP, Vol 3, pp 136-149, Junio 2002.
- [9] C. Han, K. Chang, "Ka-band reflectarray using ring elements", Electronic Letters, Vol. 39 No. 6, 20 de marzo de 2003.
- [10] T.-N. Chang, C.-S. Chu, "Cross-polarisation level of reflectarray with gapped ring elements", Electronic Letters, Vol. 43 No. 5, 1 de marzo de 2007.

### **Capítulo 3. Optimización de un elemento espirafase basado en stubs activados electrónicamente con diodos.**

- [1] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, S. N. Khotianintsev, V. S. Vountesmeri, "Millimeter Wave amplitude phase modulator", IEEE Transactions Microwave Theory Tech.", vol. 45, no. 6, Junio de 1997.
- [2] J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk, "Analysis of a Spiraphase-Type Reflectarray: Comparison Between Finite and Infinite Models", Electromagnetics, vol.25, No. 6, Agosto 2009.
- [3] J. J. J. Wang, "Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol AP-31, no. 1, Enero de 1983.

### **Capítulo 4. Conclusiones.**

- [1] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, S. N. Khotianintsev, V. S. Vountesmeri, "Millimeter Wave amplitude phase modulator", IEEE Transactions Microwave Theory Tech.", vol. 45, no. 6, Junio de 1997.

- [2] J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk, "Analysis of a Spiraphase-Type Reflectarray: Comparison Between Finite and Infinite Models", *Electromagnetics*, vol.25, No. 6, Agosto 2009.
- [3] Huang et Al, "Design and Measurement of a Circularly Polarized Ka-band Reflectarray Antenna", 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Marzo de 2009.
- [4] Martynyuk O., Rodriguez-Zamudio J., Fuentes-Zuniga D., "On Cross-Polarization in Spiraphase-Type Reflectarrays with Elements Based on Ring Slot with Loaded Stubs", European Conference on Antennas and Propagation, 2011.

# On Cross-Polarization in Spiraphase-Type Reflectarrays with Elements Based on Ring Slot with Loaded Stubs

Alexander E. Martynyuk, Jesus Rodriguez-Zamudio, Daniel Fuentes-Zuniga

<sup>#</sup>*Division de Ingenieria Electrica, Facultad de Ingenieria, Universidad Nacional Autonoma de Mexico  
Ciudad Universitaria, Coyoacan, Mexico, D.F., Mexico  
alxmart@yahoo.com*

**Abstract**— Cross-polarization characteristics of spiraphase-type reflectarrays with elements based on ring slot with loaded stubs were analysed. Then the initial geometry of the element was modified in order to suppress the cross-polarization at large scanning angles. As a result, an additional suppression of 8dB was obtained for the reflection elevation angle equal to 31.5° at the frequency of 30 GHz.

## I. INTRODUCTION

Reconfigurable millimetre-wave reflectarrays are useful for many radar and telecommunications applications such as microwave imaging, anti-collision radar, military radar, remote sensing, airport security systems, low-orbit satellite communications, etc. [1]. According to [1] two main approaches have been used to design reconfigurable element for millimetre-wave reflectarrays. The first approach delivers elements where reflective structure is connected to the standard phase shifter through specially provided coupling [2,3]. The second approach results in reconfigurable reflectarray elements where the phase shifter is integrated into a reflective structure [4,5,6]. Potentially, reconfigurable reflectarray elements designed within the second approach demonstrate lower insertion loss due to the absence of the lossy transmission lines.

One of the most promising reconfigurable reflectarray elements proposed within the second approach is a spiraphase element [4]. The advantage of spiraphase-type reflectarrays is a lightweight planar design due to the integration of the reflective element and the digital phase shifter. The first electronically reconfigurable spiraphase-type element proposed by Phelan [4] contained a system of half-wave dipoles with p-i-n diodes. Later, Phelan's spiraphase-type element was criticized in [7] for elevated level of insertion loss and high level of cross-polarization radiation. The main reason of these drawbacks is the improper transformation of the p-i-n diode impedances in the element.

Recently, it was proved that spiraphase-type elements based on ring slot with loaded radial stubs ensures the optimal transformation of the p-i-n diode impedances minimizing the dissipative loss in the diodes [8]. However, the cross-polarization characteristics of spiraphase-type reflectarrays with these elements have not been investigated up to date.

In this work, the cross-polarization characteristics of spiraphase-type reflectarrays with elements based on ring slot

with loaded radial stubs are discussed. Initially, the behaviour of two-bit elements (similar to described in [8]) arranged at the nodes of the square grid is analysed. Then the dimensions of the element are modified in order to optimize its operation in the triangular equilateral grid. As a result, an additional suppression of the cross-polarization is obtained. Finally, the geometry of the element is modified to ensure further suppression of the cross-polarization.

## II. PRINCIPLE OF OPERATION

The spiraphase-type reflectarray is shown in Fig. 1 (a). Circularly polarized wave (CPW) radiated from the feed is reflected by the elements of special geometry situated at a distance  $d$  from the metal screen. Each element is loaded with p-i-n diodes. The commutation of p-i-n diodes is equivalent to the mechanical rotation of the element on the angle  $\gamma$  from its initial position. If this element provides a differential phase shift of  $\pi$  between the orthogonal components of the reflected CPW, the reflected CPW obtains an additional phase shift of  $2\gamma$  [7].

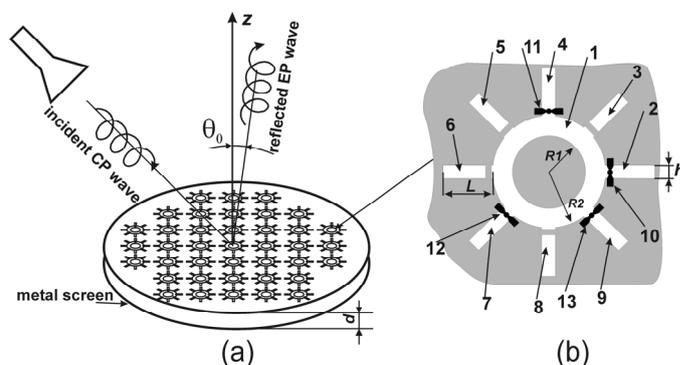


Fig.1 (a) Spiraphase-type reflectarray (b) Two-bit element of spiraphase-type reflectarray.

## III. POLARIZATION CHARACTERISTICS

### A. Two-Bit Elements Arranged at the Nodes of the Square Grid

The two-bit element based on ring slot with loaded stubs is shown in Fig. 1(b). This element consists of ring slot resonator

1 with inner radius  $R1$  and outer radius  $R2$  and eight radial stubs (2,3,4,5,6,7,8 and 9) with length  $L$  and height  $h$  connected to the ring slot 1 in series. Four p-i-n diodes (10, 11, 12 and 13) are respectively connected in parallel to the radial stubs (2,4,7 and 9), meanwhile other four stubs are shorted.

At each moment of time, one p-i-n diode is in the high impedance state meanwhile other three diodes are in the low impedance state. Assume that at a certain moment of time diode 10 is in the high impedance state and diodes 11, 12 and 13 are in the low impedance state. For the horizontal component of the incident CPW this two-bit element is equivalent to the ring slot resonator. At the parallel resonant frequency  $\omega_r$ , this element is transparent for the horizontal component of the incident wave. With the metal screen installed at a distance of  $\lambda/4$  behind the element, the horizontal component is reflected from the element with reflection coefficient close to  $I$ . The vertical component of the incident CPW is reflected from the element with the reflection coefficient close to  $-I$  due to the resonance that occurs in the series resonant circuit formed by the capacitance of the diode 10 in the high-impedance state and the inductance of the outer metal part of the ring slot resonator. The geometry of the element is specially adjusted to obtain the series resonant frequency  $\omega_s$  equal to the parallel resonant frequency  $\omega_r$ . Thus, at the resonant frequency this element provides a differential phase shift of  $\pi$  between the orthogonal components of the reflected CPW.

The commutation of the diodes leads to the simulation of mechanical rotation of this element on angles  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$  introducing an additional phase shift of  $0^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $90^\circ$  and  $270^\circ$ , respectively, in the reflected CPW. The elements are situated at the nodes of square grid of period  $b$ .

The geometry of the element was optimized both to minimize the insertion loss in the HPND 4028 p-i-n diodes and the cross-polarization in the normally-reflected wave at 30GHz. The optimization was performed using the model of the infinite periodic array with unit cell that contained a single reflectarray element. The normally-incident CPW was used as excitation. As a result,  $b$ ,  $R1$ ,  $R2$ ,  $L$  and  $h$  were set to 6.15, 1.33, 2.2, 0.8 and 0.36 mm, respectively. This element was printed on the dielectric substrate of relative permittivity 2.56 and dielectric thickness of 0.127 mm.

During simulations the equivalent circuit for the p-i-n diode in the high-impedance state contained a parallel connection of the capacitance  $C$  (0.035pF) and the resistance  $R$  (15 kOhm). The p-i-n diode in the low-impedance state was modelled by a resistance  $r$  of 4 Ohms. Note that parameters of the dielectric substrate and the p-i-n diode equivalent circuits were the same for all spiraphase-type elements described in this paper.

At 30 GHz the grating lobe for this periodic structure appears in the visible space for reflection elevation angles  $\theta_0$  (Fig.1) greater than  $38.75^\circ$ . Then, the scanning characteristics of the infinite periodic reflectarray were simulated using the method described in [9]. In all simulations the large periodic cell contained seventeen differently-configured adjacent elements arranged along the horizontal  $x$ -axis. These elements were configured to obtain  $\theta_0$  equal to  $5.5^\circ$ ,  $11^\circ$ ,  $16.7^\circ$ ,  $22.6^\circ$ ,

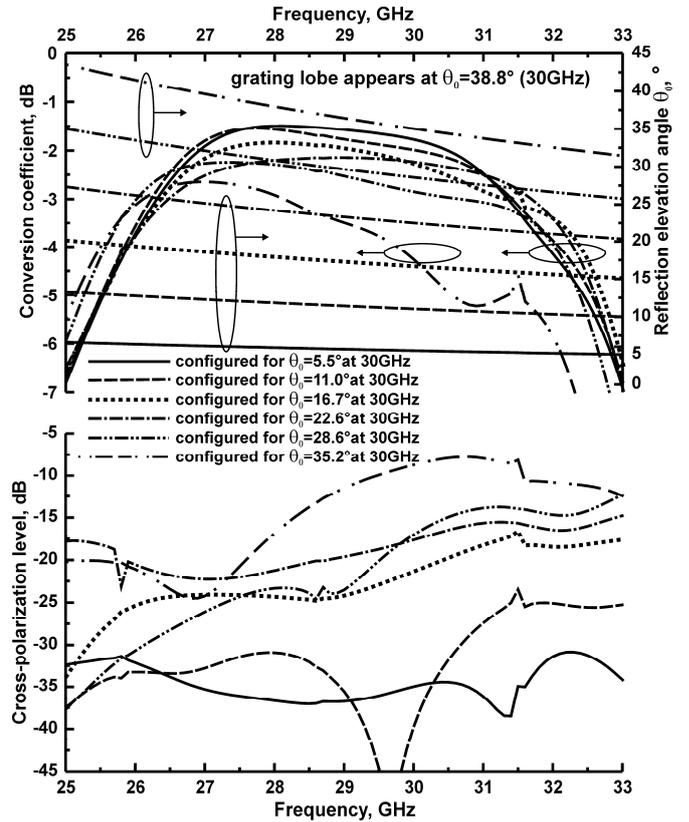


Fig. 2 Simulated scanning characteristics of the reflectarray based on the spiraphase-type elements arranged at the nodes of the square grid with large (17 elements) periodic cell configured for different  $\theta_0$ .

$28.6^\circ$  and  $35.6^\circ$ . For all configurations the conversion coefficient  $L_c$  was calculated as the ratio between the power density of the plane wave traveling in the desired direction and the power density of the normally incident plane CPW. Also, the cross-polarization component for the wave traveling in the desired direction was calculated. Simulated scanning characteristics of the reflectarray are presented in Fig. 2.

The results of the simulations reveal that the reflectarray based on this element efficiently redirect the normally incident CPW. For the directions determined by  $\theta_0$  up to  $27^\circ$  the conversion coefficient  $L_c$  is better than  $-3$  dB in the frequency band from 26.5 to 31.5 GHz. However, the cross-polarization level increases for large  $\theta_0$ . For example, at 30GHz and  $\theta_0$  equal to  $11^\circ$ ,  $16.7^\circ$ ,  $22.6^\circ$  and  $28.6^\circ$  the cross-polarization level is equal to  $-36.8$ ,  $-21.4$ ,  $-17.6$  and  $-17.0$  dB, respectively.

These polarization distortions can be explained from the fact that reconfiguration of the closely-spaced elements results in the change of the element currents due to the strong mutual influence.

Then we have tried to modify the geometry of the array element in order to improve polarization purity.

### B. Two-bit Elements Arranged at the Nodes of Triangular Equilateral Grid

Arranging the elements at the nodes the equilateral triangular grid permits to increase the period of the grid. As a result, the increased separation between the elements

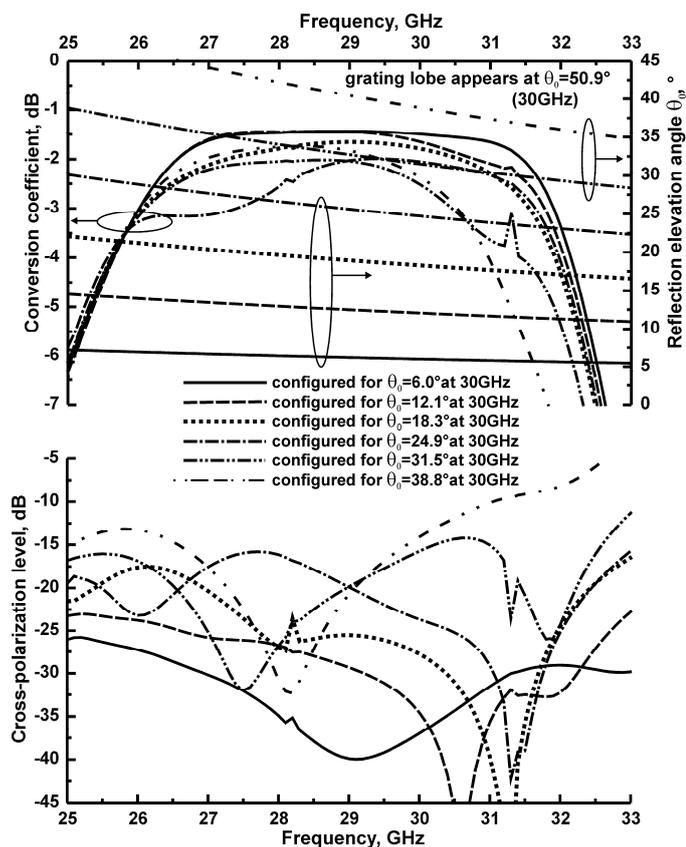


Fig. 3 Simulated scanning characteristics of the reflectarray based on the spiraphase-type elements arranged at the nodes of the equilateral triangular grid with large (17 elements) periodic cell configured for different reflection elevation angles  $\theta_0$ .

suppresses the mutual influence and may improve polarization characteristics of the reflectarray at large  $\theta_0$ .

Thus, the two-bit reflectarray element was optimized for equilateral triangular grid to decrease the insertion loss in the p-i-n diodes and to suppress the cross-polarization for  $\theta_0$  equal to zero at 30 GHz. As a result, the period of the grid  $b$  was set to 6.5 mm, meanwhile  $R1$ ,  $R2$ ,  $L$  and  $h$  were set to 1.37, 2.15, 0.81 and 0.36 mm, respectively. For this periodic grid at the frequency of 30 GHz a grating lobe appears in a visible space for  $\theta_0$  greater than  $50.94^\circ$ .

Then, the scanning characteristics of the infinite periodic reflectarray were simulated. In all simulations the large periodic cell contained seventeen differently-configured adjacent elements arranged along the horizontal  $x$ -axis. These elements were configured to obtain  $\theta_0$  equal to  $6^\circ$ ,  $12.1^\circ$ ,  $18.3^\circ$ ,  $24.9^\circ$ ,  $31.5^\circ$  and  $38.8^\circ$  at the frequency of 30 GHz. Calculated conversion coefficient  $L_c$  and simulated level of cross-polarization are shown in Fig. 3.

According to the simulation results, this reflectarray ensures redirection of the normally-incident CPW with conversion coefficients better than  $-3.5$  dB in the directions determined by  $\theta_0$  up to  $37^\circ$  in the frequency band from 25.8 to 30.8 GHz.

However, the cross-polarization level increases for large  $\theta_0$ . For example, at 30GHz for reflection elevation angles  $\theta_0$  equal

to  $6^\circ$ ,  $12.1^\circ$ ,  $18.3^\circ$ ,  $24.9^\circ$ ,  $31.5^\circ$  and  $38.8^\circ$  the cross-polarization level is equal to  $-37.0$ ,  $-34.5$ ,  $-27.8$ ,  $-23.7$ ,  $-15.74$  and  $-14.1$  dB, respectively.

Analysis of the data presented in Fig. 2 and Fig. 3 reveals that the optimized elements arranged at the nodes of the equilateral triangular grid ensure better suppression of the cross-polarization than the spiraphase-type elements arranged at the nodes of the square grid. For example, at 30 GHz the reflectarray based on the elements arranged at the nodes of the equilateral triangular grid demonstrates additional suppression of the cross polarization of 6 dB as compared to the reflectarray described in previous subsection for reflection elevation angles  $\theta_0$  as large as  $25^\circ$ . Unfortunately, for  $\theta_0$  equal to  $31.5^\circ$ , cross-polarization level increases to  $-15.7$  dB. Thus, further modifications of the element geometry were proposed to enhance cross-polarization suppression.

### C. Two-bit Elements with Sixteen Stubs Arranged at the Nodes of Triangular Equilateral Grid

Then, the third element was designed to reduce the cross-polarization. The elements were arranged at the nodes of the equilateral triangular grid with period of 6.5mm. For this periodic structure the grating lobe appears in the visible space for  $\theta_0$  greater than  $50.9^\circ$  at 30 GHz. To increase the spacing between the stubs in the adjacent elements and to reduce the mutual influence between the adjacent elements, the new element contains sixteen radial stubs uniformly distributed along the ring slot, as it is shown in Fig. 4 (a).

In this case stubs 1,5,11 and 15 are loaded with diodes, stubs 3,7,9 and 13 are shorted, and stubs 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14 and 16 are unloaded. Furthermore, the angular positions of shorted stubs and stubs loaded with p-i-n diodes interchange

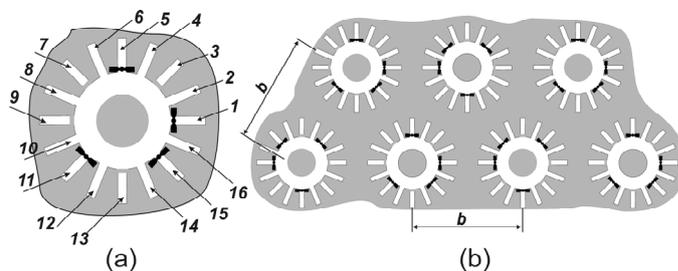


Fig. 4 (a) The third two-bit element with 16 stubs (b) Elements arranged at the nodes of triangular equilateral grid

from element to element in the vertical and horizontal directions as it is shown in Fig.4 (b). In each element only one diode is in the high-impedance state meanwhile the other three diodes are in the low-impedance state.

The geometry of the element was optimized to minimize the insertion loss in the HPND 4028 p-i-n diodes at 30 GHz. As a result,  $R1$ ,  $R2$ ,  $L$  and  $h$  were set to 1.06, 1.51, 0.75 and 0.36 mm, respectively.

Then, the scanning characteristics of the new reflectarray were simulated. In all simulations the large periodic cell contained thirty four differently-configured elements (two

neighbouring rows of 17 adjacent elements arranged along the horizontal axis).

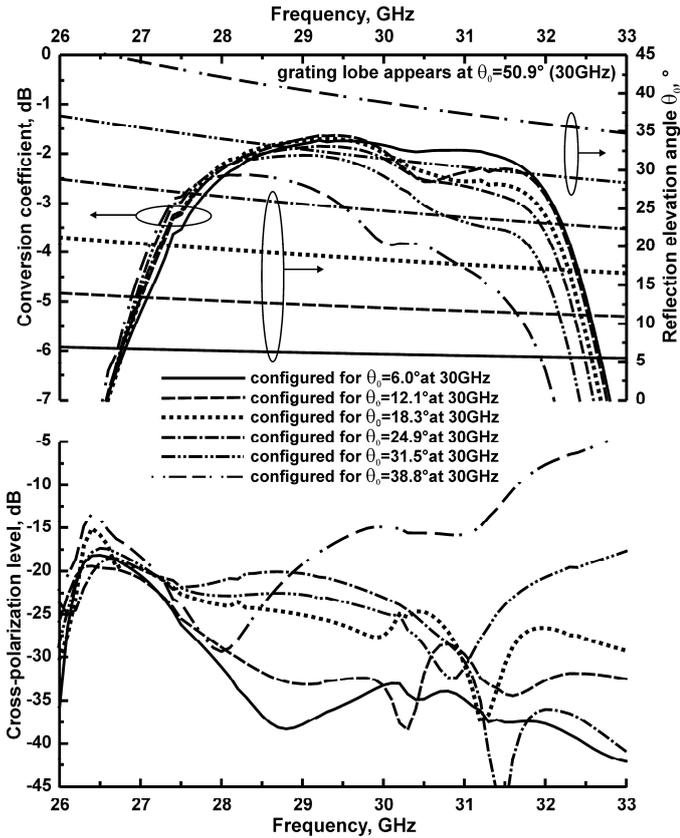


Fig. 5 Simulated scanning characteristics of the reflectarray based on the spiraphase-type elements with sixteen stubs arranged at the nodes of the equilateral triangular grid with large (34 elements) periodic cell configured for different reflection elevation angles  $\theta_0$ .

These elements were configured to obtain  $\theta_0$  equal to 6.0°, 12.1°, 18.3°, 24.9°, 31.5° and 38.6° at 30 GHz. Calculated conversion coefficient  $L_c$  and cross-polarization level for the reflected plane wave traveling in the direction  $\theta_0$  are shown in Fig. 5.

The results of simulations reveal that the reflectarray based on the third element ensures a conversion coefficient  $L_c$  better than -3dB in the directions determined by  $\theta_0$  up to 33° in the frequency band from 27.4 to 30.5 GHz. At 30GHz, for  $\theta_0$  equal to 6°, 12.1°, 18.3°, 24.9°, 31.5° and 38.8° the cross-polarization level is equal to -33.2, -32.6, -27.6, -23.0, -24.9 and -14.9 dB, respectively.

According to the simulated data, the third element ensures better polarization purity at large  $\theta_0$ . For example, for  $\theta_0$  equal to 31.5° the third element demonstrates additional suppression of cross-polarization (8dB) as compared with the previously-analysed elements. This additional suppression can be attributed to the natural symmetry of equilateral triangular periodic structure as well as to the increased distance between the stubs in the adjacent elements.

#### IV. CONCLUSIONS

Proposed modifications of the geometry of the two-bit spiraphase-type element based on ring slot with loaded stubs leads to the additional suppression of the cross-polarization. The additional suppression is 8 dB for reflection elevation angle equal to 31.5° at the frequency of 30 GHz.

#### ACKNOWLEDGMENT

This work was partially supported within CONACYT 79832, PAPIIT IN103709 and PAPIIT IN114911 projects.

#### REFERENCES

- [1] R. Sorrentino, R. V. Gatti, and L. Marcaccioli, "Recent advances on millimeter wave reconfigurable reflectarrays," *Third European conference on Antennas and Propagation, EuCAP-2009*, Berlin, March 2009, pp. 2527–2531.
- [2] E. Carrasco, M. Barba, J. A. Encinar, "Electronically switchable-beam reflectarray antenna," *The Fourth European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP-2010*, Barcelona, Spain, Apr. 12–16, 2010.
- [3] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, "60-GHz electrically reconfigurable reflectarray using p-i-n diode" *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, MTT '09*, Boston, MA, Jun. 7–12, 2009, pp. 1177–1180.
- [4] H.R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar," *Microwave J.*, vol. 20, pp. 67-73, July 1977.
- [5] W. Hu, R. Cahill, J. A. Encinar, R. Dickie, H. Gamble, V. Fusco, N. Grant, "Design and measurement of reconfigurable millimeter wave reflectarray cells with nematic liquid crystal", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 10, pp. 3112–3117, Oct. 2008.
- [6] S. V. Hum, M. Okoniewski, R. J. Davies, "Modeling and design of electronically tunable reflectarrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 8, pp. 2200–2210, Aug. 2007.
- [7] Wang, J.J.H., "Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 31, pp.156–159, Jan 1983.
- [8] A.E. Martynyuk, A.G. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, "Spiraphase-Type Element with Optimal Transformation of Switch Impedances," *Electronics Letters*, Vol. 46, Issue: 10, pp. 673-675, 13 May, 2010.
- [9] A.E. Martynyuk, J.I. Martinez Lopez, N.A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 52, Issue: 1, pp. 142 – 153, Jan. 2004.