

## ARREGLO REFLECTOR DE MICROCINTA CON POLARIZACIÓN CIRCULAR PARA RFID

Ing. Franco Díaz Hurtado<sup>1</sup>, Ing. Iván González Fernández<sup>2</sup>, Ing. Rolando Guerra Gómez<sup>3</sup>, DrC. Francisco Marante Rizo<sup>4</sup>

<sup>1</sup> francodiazhurtado@gmail.com

<sup>2</sup> ivang92tele@gmail.com

<sup>3</sup> rolandoguerragmez@gmail.com

<sup>4</sup> marante@tele.cujae.edu.cu

<sup>1</sup> MININT, Playa, <sup>2</sup> VPTI de ETECSA, Playa, <sup>3</sup> ISPJAE, Marianao, <sup>4</sup> ISPJAE, Marianao

### RESUMEN

Los avances tecnológicos alcanzados en los últimos tiempos han propiciado la implantación de los sistemas de identificación por radiofrecuencia (RFID) dentro de una amplia variedad de campos de aplicación, tales como los relacionados con el control de inventario u otras de ámbito popular, como el sistema de pago en peajes. La buena recepción de esta tecnología dentro de la sociedad moderna favorece la aparición de nuevas aplicaciones relacionadas con la misma. Esto permite una constante evolución de los sistemas RFID con el fin de proveer soluciones específicas que cumplan con los requisitos de cada aplicación. Precisamente, uno de los elementos que más evoluciona en los sistemas RFID son las antenas, siendo las antenas de microcinta, las más utilizadas en los últimos tiempos por esta tecnología. Como parte de ese desarrollo, un arreglo reflector de microcinta con polarización circular es la propuesta de los autores para la aplicación de RFID. Para el diseño de estos arreglos fue necesario hacer un análisis de la compensación de fase y del tipo de alimentación a emplear. Los arreglos reflectores de microcinta tienen la característica de ser antenas de alta ganancia y directividad. Es por ello que la presente investigación se apoya en la tecnología de microcinta y antenas reflectoras para el diseño de arreglos reflectores de  $M \times N$  elementos de microcinta. La ganancia respecto a la antena de alimentación fue mejorada en 4.48 dB sin la utilización de elementos activos. Se lograron arreglos con polarización circular para los tipos de alimentación centrada y excéntrica.

**PALABRAS CLAVE:** Arreglo reflector, Polarización circular, Microcinta, RFID.

### ABSTRACT

The technological advances achieved in recent times have led to the implementation of radio frequency identification (RFID) systems within a wide variety of application, such as those related to inventory control or others of popular scope, such as the system of payment in tolls (teletag). The acceptance of this technology within modern society favors the appearance of new related applications. This allows a constant evolution of the RFID systems in order to provide specific solutions that meet the requirements

of each application. Precisely, one of the elements that most evolves in RFID systems are the antennas, being the microstrip antennas, the most used in recent times by this technology. As part of this development, a microstrip reflect array with circular polarization represents the current proposal for the application of RFID. For the design of these arrangements it was necessary to make an analysis of phase compensation and type of support power to be used. The microstrip reflect arrays have the characteristic of being high gain and directivity antennas. That is why the present research is based on microstrip and reflector technology to design reflective arrays of  $M \times N$  elements. The gain with respect to the feeding antenna was improved by 4.48 dB without the use of active elements. Arrangements with circular polarization were achieved, using offset feeding and without offset.

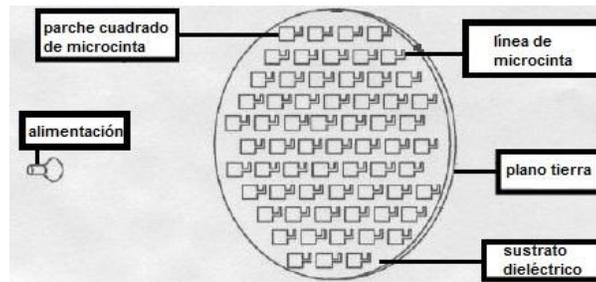
**KEYWORDS:** Reflectarray, Circular polarization, Microstrip, RFID.

## INTRODUCCIÓN

Las exigencias en la mayoría de los sistemas de radar, comunicaciones de enlace terrestre punto a punto y multipunto, comunicación satelital, así como RFID (Radio Frequency Identification o identificación por radiofrecuencia) y otras aplicaciones en las telecomunicaciones requieren de antenas de alta ganancia. En la actualidad las antenas de abertura más utilizadas son las parabólicas y los sistemas Cassegrain con subreflectores dicróicos. Sin embargo, estas antenas presentan como principal desventaja que el diseño resultante puede llegar a ser voluminoso y pesado, además de presentar un complejo proceso de construcción [1].

Las antenas de arreglos reflectores datan desde los tiempos de la Segunda Guerra Mundial. Por aquel entonces se usaba una bocina, dipolos y una guía de onda tipo final abierto (open-ended), como elementos de radiación [2]. Estos elementos eran largos en tamaño a bajas frecuencias de microondas y muchos elementos eran necesarios en el arreglo reflector para que éste fuera eficiente. Los diseños obtenidos también se caracterizaban por exceder en dimensiones y peso, dificultando su movilidad, despliegue y limitando su uso en aplicaciones específicas.

Los recientes avances en antenas de peso ligero y de impresión de bajo perfil han permitido el desarrollo de arreglos reflectores impresos que resuelven la dificultad de los primeros arreglos y las antenas de abertura, anteriormente mencionadas. Éste consiste en una delgada superficie reflectora plana y una alimentación espacial o por iluminación, obteniéndose diseños muy ligeros y volumen casi nulo, ver Figura 1. La superficie reflectora está compuesta por un arreglo de elementos radiantes que no necesita de un sistema distribuidor de potencia debido a que posee una alimentación espacial, suministrada por una antena excitadora. Cada elemento del arreglo posee un ajustador de fase a partir de un segmento de línea de microcinta, para compensar el desfase de la alimentación por iluminación [2].



**Figura 1: Representación esquemática de un arreglo reflector de microcinta.**

Los arreglos reflectores con polarización circular tienen las mismas aplicaciones que las antenas con reflector parabólico. La aplicación está determinada por la frecuencia de resonancia de la antena, siendo muy recurrentes en UHF, SHF y EHF. Por ejemplo, en UHF (300 - 3000 MHz) se tiene la banda ISM en 2.44 GHz, rango en el cual este tipo de antenas son empleadas para aplicaciones RFID y para la orientación de satélites; SHF (3 - 30 GHz) se tienen las bandas X (10 GHz) y Ku (12 GHz), las cuales son ampliamente utilizadas para la transmisión y recepción de TV digital y del internet por satélite [3, 4]; EHF (30 - 300 GHz) reservada para las comunicaciones entre satélites o aeronaves espaciales con la Tierra, como es el caso de las antenas de la NASA para 32 GHz [2].

Estos arreglos en microcinta representan una alternativa de bajo costo a las antenas en arreglo de fase de alta ganancia y directividad, en los cuales los elementos radiantes están diseñados para reflejar la energía del campo incidente con un cambio de fase controlado. Esto ha permitido a los arreglos reflectores de microcinta ser aplicados en diversas soluciones, como etiquetas para identificación por radio frecuencia, sin la necesidad de emplear un chip [1].

Los sistemas RFID han tenido un gran auge en los últimos tiempos, ya que han logrado desplazar al código de barras en la banda de 2.4 GHz por las bondades que trae consigo, tales como: distancias de lectura mayor, de 10 a 100m generalmente; fuente de alimentación propia y mayores capacidades de memoria, entre 4 y 32 kB. Es un sistema de almacenamiento y recuperación de datos remotos que usa dispositivos denominados etiquetas, tarjetas, transpondedores o tags RFID y un microchip que contiene el código que identifica el objeto de manera única a través de ondas de radio [5].

Las etiquetas RFID son dispositivos pequeños, similares a una pegatina, que pueden ser adheridas o incorporadas al objeto que se desea identificar. Contienen antenas que les permiten recibir y responder las peticiones por radiofrecuencia, desde un emisor-receptor RFID. El propósito fundamental de esta tecnología es transmitir la identidad de un objeto mediante ondas de radio. La misma se agrupa dentro de las denominadas Auto ID (automatic identification, o identificación automática). Entre sus principales aplicaciones, se encuentran: control de velocidad, control de acceso, control de asistencia e inventario [6].

En el presente artículo se expone el diseño de arreglos reflectores para aplicaciones de RFID. El mismo se compone de 7 secciones relacionadas con el contenido y los resultados. En la Sección 2 se explica el modo de funcionamiento de un arreglo reflector. En la Sección 3 se explican los métodos y criterios de diseño utilizados para el estudio del desfase del elemento simple y la obtención de los ajustadores de

fase. En la Sección 4 se presenta el diseño de un arreglo reflectores de microcinta  $M \times N$  y la forma que se tuvo en cuenta para distribuir los elementos del mismo. En la Sección 5 se presentan el estudio basado en el diseño de un arreglo reflector de microcinta sin offset (alimentación clásica o centrada). En la Sección 6 se muestran las características de diseño de este tipo de arreglos de microcinta con offset o alimentación excéntrica. En el apartado 7 se muestran los resultados obtenidos para ambos tipos de diseño, optimización de los mismos y comparación de los resultados optimizados.

### MODO DE FUNCIONAMIENTO DE UN ARREGLO REFLECTOR

En base al principio de funcionamiento de una antena con reflector, el arreglo basado en este tipo de antena utiliza una superficie de diámetro  $D$  generalmente plana compuesta de  $N$  elementos conductores o metalizaciones impresas sobre un sustrato dieléctrico que actúan como modificadores de fase. Las ondas que inciden paralelamente al eje principal se reflejan y se concentran en un punto denominado foco que está centrado en el paraboloide. Hay varios tipos de metalizaciones, ver Figura 2, y una de las funciones de estas estructuras es cambiar la fase del rayo incidente para que la suma de los rayos reflejados den forma a un haz principal o con alguna forma determinada por la distribución de los conductores grabados.

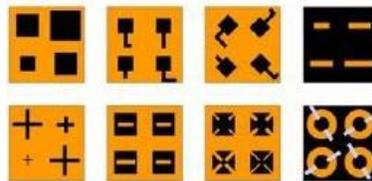


Figura 2: Posibles estructuras impresas en un arreglo reflector de microcinta.

Los arreglos reflectores utilizan diferentes técnicas para la compensación de fase de sus elementos radiantes. Cuando muchos elementos de la antena con terminaciones de circuito abierto y cerrado son agregados ordenadamente en un plano de abertura y son iluminados por una antena de alimentación, estos elementos radiaran su energía iluminada al espacio. La energía total radiada será no co-fásica (sin compensación de fase) si todos los elementos y sus terminaciones son idénticos. Esto se debe a que las ondas que se propagan a los elementos tienen trayectorias diferentes o diferencia de trayectoria  $S_1, S_2, \dots, S_N$ , y así diferentes fase, ver Figura 3.

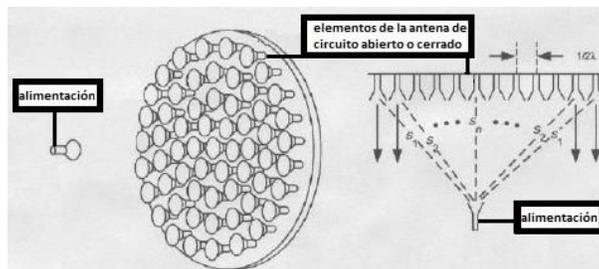


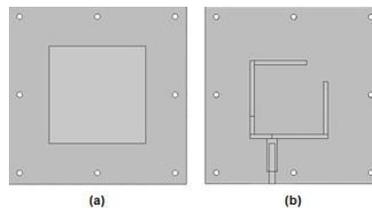
Figura 3: Representación gráfica de la diferencia de marcha en un arreglo reflector

Si la fase del coeficiente de reflexión de cada elemento es ajustada para compensar esta diferencia de trayectoria, entonces el campo radiado total puede ser convertido a co-fásica (con compensación de

fase) y concentrado hacia una dirección específica. Los arreglos que se proponen siguen este principio de funcionamiento, apoyándose en: el estudio del desfase del elemento simple con alimentación espacial; la distribución de los elementos radiantes del arreglo; el estudio de la diferencia de recorrido, teniendo en cuenta el tipo de alimentación. Los aspectos anteriores constituyen las bases sobre las cuales se enfoca la presente investigación [2, 7].

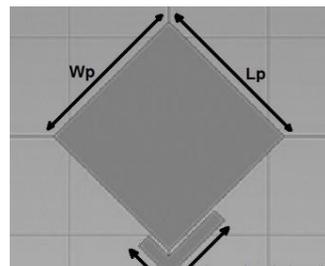
### DISEÑO ESTUDIO DEL DESFASAJE

El estudio del desfase introducido por cada elemento es decisivo para garantizar la colimación del haz de radiación. Para el estudio del mismo y el diseño del arreglo se necesitaba seleccionar una antena de excitación adecuada, para realizar el estudio del desfase con la antena que serviría de alimentación para el arreglo. Se seleccionó la antena basada en [8] que se muestra en la Figura 4, por ser un diseño con polarización circular y estar optimizado para trabajar en sistemas RFID. La distancia focal que la separa del arreglo, así como su utilización como antena céntrica o excéntrica, se explicará más adelante.



**Figura 4: Antena de excitación con: (a) vista frontal y de iluminación del arreglo (b) vista trasera.**

Con la antena que iluminará el arreglo ya seleccionada, se procedió al diseño del elemento radiante iluminado por dicha antena excitadora y se realizaron los estudios pertinentes para la optimización del ancho de banda, polarización circular y obtención de los ajustadores de fase. En la Figura 5 se muestra el parche rectangular de microcinta, estructura seleccionada como elemento radiante simple del arreglo, con introducción de desfase por la proximidad de segmentos de microcinta con polarización circular. Algunas bibliografías hacen referencia a este tipo de alimentación, como una técnica para el aumento del ancho de banda [7, 9, 10].



**Figura 5: Elemento radiante simple del arreglo.**

El desfase del elemento simple es una parte primordial del diseño. Esto se debe a que la superficie reflectora capaz de desfasar las ondas provenientes de la antena de alimentación es el elemento simple compuesto de microcinta. El análisis del desfase del elemento simple fue realizado mediante el barrido paramétrico de la variable correspondiente a lo largo del segmento de microcinta, del ajustador de fase  $L1_r$ , tomando valores en el rango  $[0, \frac{\lambda_e}{2} - \frac{\lambda_e}{8}]$ . Como técnicas de aumento del ancho de banda del

elemento simple, se seleccionó una estructura radiante tipo parche rectangular, y la suspensión del plano tierra. Se tuvo en cuenta además, la polarización circular en los ajustadores de fase del elemento radiante. En la Figura 6 se muestra las variables que se deben tener en cuenta para este análisis:

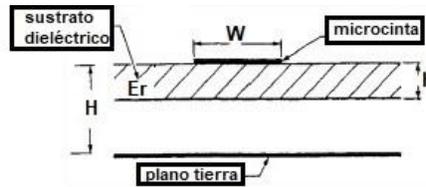


Figura 6: Configuraciones multicapas de líneas de microcintas con suspensión del plano tierra [11].

Con cada suspensión del plano tierra existe una afectación en la longitud de onda efectiva. Esto permite “suavizar” las curvas de desfasaje, obteniéndose una mayor cantidad de ajustadores de fase, evitándose que no existan saltos muy grandes. Para evitar curvas de desfasaje “abruptas” provocada por las suspensiones del plano se hace necesario determinar su valor. Según el procedimiento descrito en (1)-(3), se puede determinar la permitividad dieléctrica resultante en una línea suspendida (1)-(3) [11]:

$$\sqrt{\epsilon_{re}} = \left[ 1 + \frac{h}{H-h} \left( a - b \cdot \ln \frac{W}{H-h} \right) \left( \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{re}}} - 1 \right) \right]^{-1} \quad (1)$$

donde:

$$a = \left[ 0.8621 - 0.125 \left( \ln \frac{h}{H-h} \right) \right]^4 \quad (2)$$

$$b = \left[ 0.4986 - 0.1397 \left( \ln \frac{h}{H-h} \right) \right]^4 \quad (3)$$

siendo  $H$  la distancia de separación entre el plano tierra y el elemento radiante,  $h$  el espesor del sustrato dieléctrico,  $W$  el ancho del parche o línea de microcinta y  $\epsilon_{re}$  la permitividad dieléctrica del sustrato dieléctrico.

La exactitud o precisión de (1) teóricamente está dentro del 1% para (4)-(6):

$$1 < \frac{W}{H-h} \leq 8 \quad (4)$$

$$0.2 \leq \frac{W}{H-h} \leq 1 \quad (5)$$

$$\epsilon_r < 1 \quad (6)$$

Para el estudio del desfasaje del elemento simple la antena de alimentación se ubicó a la distancia dada por la igualdad  $F = D_r$ , siendo  $F$  la distancia focal y  $D_r$  el diámetro del reflector. Las variaciones del

ajustador de fase fueron realizadas a partir de la parametrización de  $L1_r$ , desde  $L1_r = 0$ , hasta  $L1_{r_{max}} = \frac{\lambda_e}{2}$ , con saltos de 0.1 mm.

Que se haya tomado el criterio de alimentación sin offset para el estudio del desfase del elemento simple, no implica que no se pueda realizar un arreglo con offset, a partir de sus resultados. Otra forma de haber realizado el estudio era diseñando una guía de ondas de prueba, la cual en un extremo contaba con su alimentación y en el otro extremo se encontraba el elemento radiante, separados ambos por el criterio de distancia focal, previamente establecido. En su lugar se empleó la antena de excitación para la obtención de los ajustadores de fase.

Un caso ideal para el diseño de un arreglo de este tipo de antena sería obtener un ajustador de fase para cada uno de los 3600 posibles, porque existe la posibilidad de una diferencia de trayectoria introducida por la energía reflejada en los elementos radiantes, que desvíe el haz principal del arreglo. Lo anterior es muy probable que ocurra debido al error de fase acumulativa de este tipo de antenas. Alcanzar un número cercano a esa cantidad de ajustadores de fase es muy difícil de obtener en la práctica, más aún cuando sólo se usan elementos pasivos.

El valor del ancho de banda del elemento simple ( $\beta$ ) es obtenido por un análisis de perfeccionamiento a diferentes frecuencias. Se identifican aquellas frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ , donde sus fases difieren de la fase de la frecuencia central, en no más de 450, siendo  $f_1$  la frecuencia que introduce +450 y  $f_2$  la que introduce -450 y el ancho de banda del elemento simple se determina como  $\beta = (f_2 - f_1)$  [2, 7]. Este determina el rango de frecuencias donde mejor desempeño tendrá, en respuesta a las pérdidas de retorno del elemento simple. La Figura 7 muestra este rango de frecuencias y las curvas de desfase suavizadas comprendidas en él:

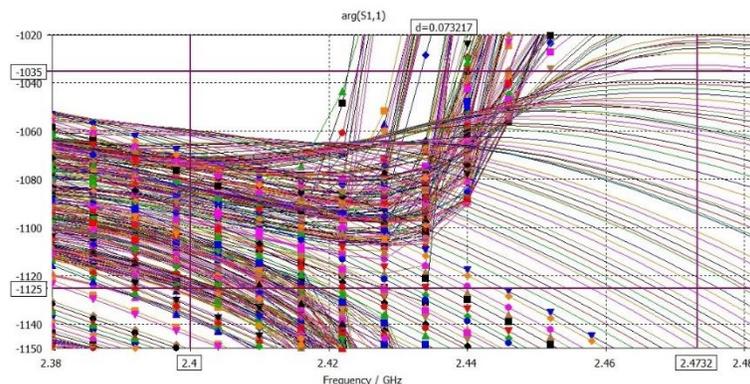


Figura 7: Curvas de desfase del elemento simple.

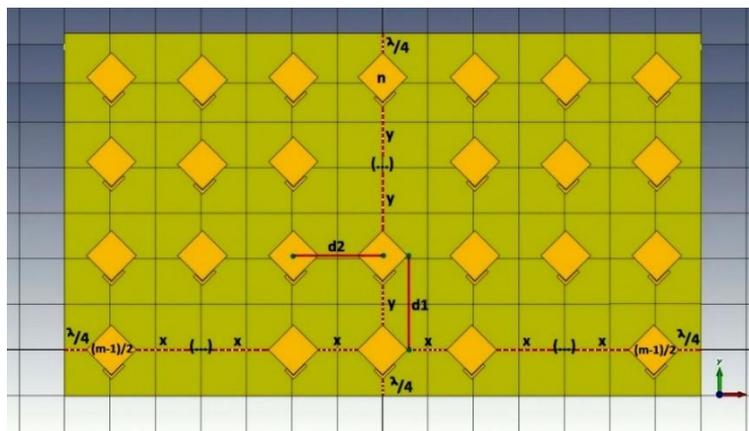
En la Tabla 1 se muestra la cobertura de los ajustadores de fase cada 10 grados [en %] en los 36 rangos que conforman los  $360^\circ$ . Mientras mayor sea el % de cobertura por rango (% que representa la cantidad de ajustadores obtenidos de un total de 10 posibles en cada uno de los 36 rangos), mayor cantidad de ajustadores de fase se tienen en un rango de 10 grados. El color amarillo indica que se obtuvo entre 1 y 4 ajustadores de fase de 10 posibles; el color verde indica que se obtuvo entre 5 y 10 ajustadores de fase en el rango. La suspensión seleccionada para el diseño fue  $har = 6 \text{ mm}$ .

**Tabla 1: Cobertura de los ajustadores de fase cada 10 grados.**

Ajustadores de fase obtenidos en [%] por cada rango para la suspensión $har = 6 mm$					
1 [0 a 9 <sup>0</sup> ]	2 [10 a 19 <sup>0</sup> ]	3 [20 a 29 <sup>0</sup> ]	4 [30 a 39 <sup>0</sup> ]	5 [40 a 49 <sup>0</sup> ]	6 [50 a 59 <sup>0</sup> ]
100%	100%	90%	60%	70%	30%
7 [60 a 69 <sup>0</sup> ]	8 [70 a 79 <sup>0</sup> ]	9 [80 a 89 <sup>0</sup> ]	10 [90 a 99 <sup>0</sup> ]	11 [100 a 109 <sup>0</sup> ]	12 [110 a 119 <sup>0</sup> ]
20%	10%	10%	30%	70%	70%
13 [120 a 129 <sup>0</sup> ]	14 [130 a 139 <sup>0</sup> ]	15 [140 a 149 <sup>0</sup> ]	16 [150 a 159 <sup>0</sup> ]	17 [160 a 169 <sup>0</sup> ]	18 [170 a 179 <sup>0</sup> ]
70%	50%	80%	100%	90%	100%
19 [180 a 189 <sup>0</sup> ]	20 [190 a 199 <sup>0</sup> ]	21 [200 a 209 <sup>0</sup> ]	22 [210 a 219 <sup>0</sup> ]	23 [220 a 229 <sup>0</sup> ]	24 [230 a 239 <sup>0</sup> ]
40%	50%	50%	70%	90%	90%
25 [240 a 249 <sup>0</sup> ]	26 [250 a 259 <sup>0</sup> ]	27 [260 a 269 <sup>0</sup> ]	28 [270 a 279 <sup>0</sup> ]	29 [280 a 289 <sup>0</sup> ]	30 [290 a 299 <sup>0</sup> ]
40%	50%	30%	40%	30%	40%
31 [300 a 309 <sup>0</sup> ]	32 [310 a 319 <sup>0</sup> ]	33 [320 a 329 <sup>0</sup> ]	34 [330 a 339 <sup>0</sup> ]	35 [340 a 349 <sup>0</sup> ]	36 [350 a 359 <sup>0</sup> ]
30%	30%	40%	20%	50%	50%

**DISEÑO DE UN ARREGLO REFLECTOR M x N DE MICROCINTA**

Para el diseño de un arreglo M x N se optó por una distribución de parches equidistantes respecto al centro, partiendo desde el centro inferior. Cada nuevo elemento radiante añadido en la componente horizontal es reflejado respecto al propio eje, siendo en total un número de elementos “m”. Mientras que los elementos añadidos al arreglo en la componente vertical suman en total un número “n”. Los elementos radiantes se encuentran separados entre sí, mediante una distancia centro a centro entre cada elemento, la cual incluye el criterio de separación de  $\frac{3}{4}\lambda$ . También se tuvo en cuenta la separación de  $\frac{\lambda}{4}$ , para mitigar el efecto de borde. El arreglo M x N con la distribución de sus elementos se muestra en Figura 8:



**Figura 8: Propuesta de diseño para la distribución de los elementos en el arreglo.**

**ESTRUCTURA DEL ARREGLO REFLECTIVO M x N SIN OFFSET**

Para el diseño del arreglo con alimentación focal clásica (centrada) se tuvo en cuenta un análisis radial de la diferencia de marcha introducida por los frentes de ondas de la antena de alimentación. Para ello se procedió a replantear la forma de compensar la fase utilizando los desfases obtenidos. La fase introducida por un elemento de la componente horizontal es aproximadamente la misma que la de otro

elemento en la componente vertical, ya que sus distancias centro a centro respecto al elemento central del arreglo son muy parecidas. Por tanto, los radiadores simples que pertenecen al mismo radio de la circunferencia imaginaria que pasa por los centros de cada elemento radiante, ver Figura 9, se consideran elementos en fase.

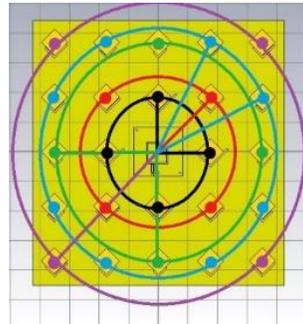


Figura 9 : Compensación radial de la fase.

#### ESTRUCTURA DEL ARREGLO REFLECTIVO M x N CON OFFSET

Los alimentadores situados en el foco centrado constituyen una desventaja por el hecho de que obstruyen los rayos reflejados produciendo una región de baja intensidad en el centro de la abertura. Una solución al problema es realizar una alimentación offset. Estas antenas consisten en iluminar el reflector de forma excéntrica, teniendo en cuenta tal descentralización focal para lograr la compensación de fase. A pesar de aportar una mayor eficiencia de radiación, este tipo de alimentación provoca una despolarización potencial. También es característico de este tipo de alimentación los lóbulos laterales asimétricos, en relación con el haz principal, reduciendo la sensibilidad de la antenna en una dirección particular y su capacidad para amplificar señales [12].

Un diseño offset permite una mejora en la eficiencia de bloqueo del arreglo, pues la antenna de alimentación no estaría en la misma trayectoria del lóbulo principal del sistema. Se logró que el ángulo de inclinación estuviera alineado con el centro del arreglo M x N, a partir de un análisis trigonométrico, ver Figura 10 (a) y las ecuación (7). Los desplazamientos de la antenna de alimentación y la rotación del reflector reflejados en Figura 10 (b), se basaron en las fórmulas (8)-(9):

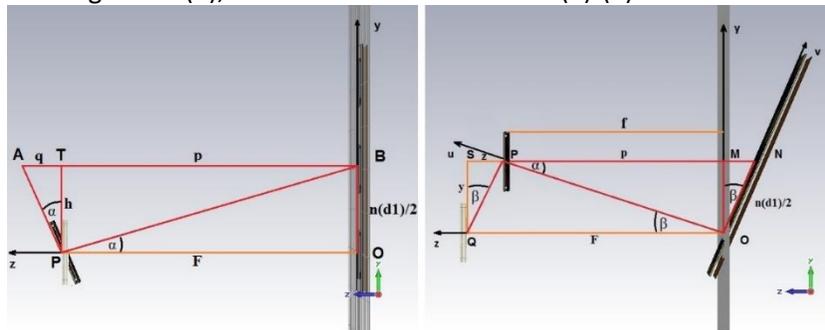


Figura 10: (a) Cálculo del ángulo de inclinación de la antenna excitadora (b) Inclinación equivalente del reflector y traslación de la antenna excitadora.

$$a = \tan^{-1} \left( \frac{\left[ \frac{n \cdot d_1}{2} \right]}{F} \right) \quad (7)$$

$$h = y = \left[ \frac{n \cdot d_1}{2} \right] \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{\left[ \frac{n \cdot d_1}{2} \right]}{F} \right) \right) \quad (8)$$

$$f = p - z = F - \left[ \frac{n \cdot d_1}{2} \right] \text{sen} \left( \tan^{-1} \left( \frac{\left[ \frac{n \cdot d_1}{2} \right]}{F} \right) \right) \quad (9)$$

siendo F la distancia focal respecto al elemento central de referencia del arreglo M x N, y y z los desplazamientos equivalentes de la antena de alimentación en los ejes “y” y “z”, f el desplazamiento equivalente de la antena de alimentación en el “z”.

### ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

Se exploraron dos alternativas para el ajuste de fase: variable y optimizado para ambos tipos de alimentación. Se entiende por ajuste de fase “variable” aquel en el que se usaron los ajustadores de fase según la diferencia de marcha, determinada por el método de compensación de fase para alimentación con offset. Mientras que en el ajuste de fase “variable optimizado” se sustituyen aquellos ajustadores de fase que provocan mayores pérdidas por línea de transmisión por otros de mejor resultado en las pérdidas de retorno y fase 00. Se considera que un ajustador provocaba mayores pérdidas por líneas de transmisión cuando el segmento de microcinta del ajustador de fase era igual o superior al ancho del parche. Esta última alternativa representa una optimización del ajuste de fase y fue la seleccionada para los resultados finales.

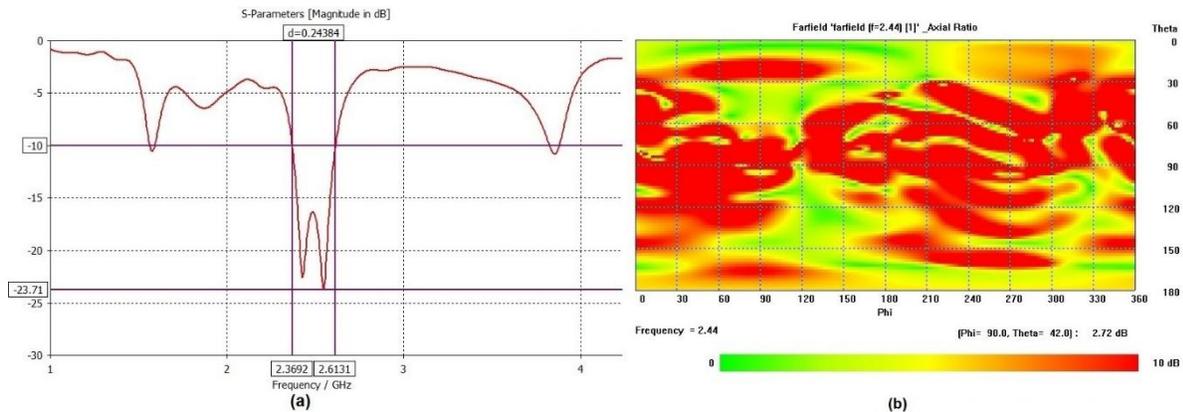
Los esfuerzos fueron concentrados en los arreglos 3 x 3 y 5 x 5 para alimentación sin offset y con offset. Se determinó que el arreglo M x N mínimo sería de 32 cm de diámetro para un arreglo 3 x 3 y un máximo recomendado de 5 x 5, con diámetro de hasta 54 cm de diámetro. Con arreglos superiores se experimentaba un crecimiento despreciable en comparación con el crecimiento de sus dimensiones físicas. La Tabla 2 muestra un resumen de los resultados obtenidos para un arreglo 3 x 3:

**Tabla 2: Resultados para arreglo 3 x 3 con desfasador variable optimizado**

Fase Inicial [tipo de alimentación]	S(1,1) [dB]	Directividad [dB]	Ganancia realizable [dB]	Ancho de Banda [MHz]	Relación Axial
0° [alimentación sin offset]	-13.47	11	10.1	287	Sin polarización circular
42° [alimentación con offset]	-20.99	10	9.04	243	2.72 dB en $\theta = 42^\circ$

Los resultados de la tabla anterior reflejan diferencias en cuanto al ancho de banda, directividad, ganancia y polarización circular. De los dos arreglos 3 x 3 se seleccionó como propuesta de diseño, la que implementa alimentación con offset.

El ancho de banda por acoplamiento del arreglo propuesto 3 x 3 variable optimizado con alimentación offset fue de aproximadamente 243 MHz, como se muestra en la Figura 11 (a). En cuanto a la relación axial, en la dirección  $\varphi = 90^\circ$  y  $\theta = 42^\circ$  (dirección de máxima directividad) se obtuvo polarización circular para la frecuencia  $f = 2.44$  GHz y 9.04 dB de ganancia realizable, como se muestra en la Figura 11 (b). La periodicidad del elemento influye en la eficiencia de abertura del arreglo, siendo mayor cuando más elementos se tienen hasta que se alcanza un valor umbral donde la eficiencia no aumenta con el aumento del tamaño del arreglo [13].



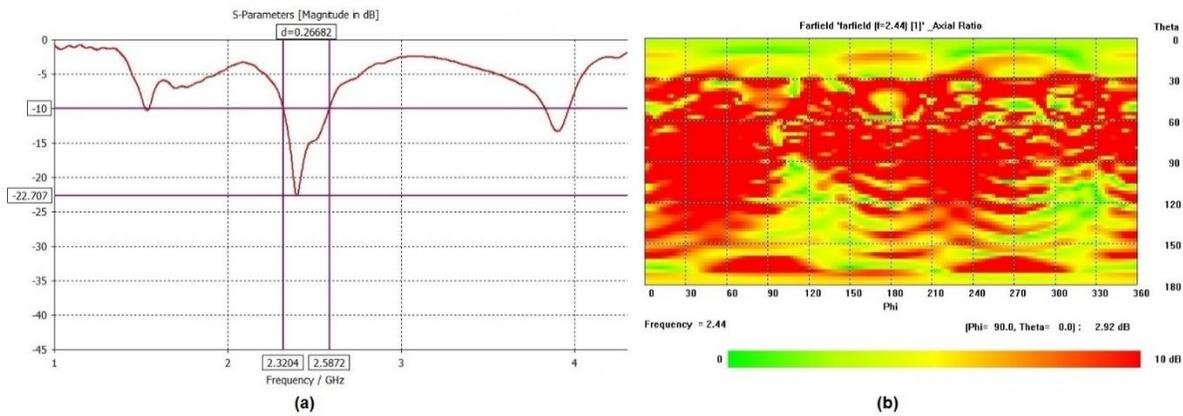
**Figura 11 (a) Ancho de banda por acoplamiento y pérdidas del retorno 3 x 3 con offset (b) Razón axial en 2D de arreglo 3 x 3 con offset.**

En el caso del arreglo 5 x 5 se realizó un análisis similar para alimentación sin offset y con offset, sin embargo, debido a sus resultados se exploró una nueva variante que modifica el número de parches radiantes del arreglo. En este caso se eliminaron del arreglo los parches más alejados del centro, ya que no estaban siendo correctamente iluminados, quedando como resultado un arreglo de  $(5 \times 5) - 4$ . La Tabla 3 muestra un resumen de los resultados obtenidos para un arreglo 5 x 5 y  $(5 \times 5) - 4$ :

**Tabla 3: Resultados para arreglo 5 x 5 y  $(5 \times 5) - 4$  con desfaseador variable optimizado.**

Fase Inicial [tipo de alimentación]	M x N	S(1,1) [dB]	Directividad [dB]	Ganancia realizable [dB]	Ancho de Banda [MHz]	Relación Axial
$0^\circ$ [alimentación sin offset]	5x5	-15.16	12.3	11.6	278	Sin polarización circular
$0^\circ$ [alimentación sin offset]	$(5 \times 5) - 4$	-17.43	12.1	12	267	2.91 dB en $\theta = 0^\circ$
$42^\circ$ [alimentación con offset]	5x5	-15.16	12.3	11.6	278	Sin polarización circular

De los tres arreglos analizados en la tabla anterior, se escogió como propuesta de diseño la solución que emplea  $(5 \times 5) - 4$  parches. Dicho arreglo alcanzó un ancho de banda por acoplamiento de aproximadamente 267 MHz, ver Figura 12 (a). En esta propuesta se alcanza un valor superior a los 12 dB en la directividad y se obtuvo la polarización circular en la dirección de máxima directividad con  $\varphi = 90^\circ$  y  $\theta = 0^\circ$ , ver Figura 12 (b).



**Figura 12 (a) Ancho de banda por acoplamiento y pérdidas del retorno  $(5 \times 5) - 4$  sin offset (b) Razón axial en 2D de arreglo  $(5 \times 5) - 4$  sin offset.**

La teoría recomienda cientos de elementos radiantes [2], y en el caso de los arreglos propuestos, sólo se cuenta con diseños de hasta 35 parches. Ello, sumado a que el criterio de separación entre parches y el criterio para mitigar el efecto de bode en 2.44 GHz son mayores en comparación otros diseños a frecuencias más altas, donde se puede lograr una gran cantidad de parches y una mayor superficie de reflexión. Los lóbulos laterales son característicos de este tipo de antenas y los lóbulos traseros que pueden llegar a sobresalir son parte de la energía que no pudo ser reflejada por los arreglos, por su escasa superficie reflectora.

La Tabla 4 resume como resultados finales de la presente investigación, las mejores estadísticas de aquellos arreglos que cumplieron con los requisitos de ancho de banda del 3% y polarización circular. Se pone en evidencia la eficiencia superior de este tipo de arreglos, diseñados a partir del método de diseño propuesto, en comparación con los parámetros de la antena de excitación. La estructura física de ambos modelos se puede ver en Figura 13.

**Tabla 4: Resultados finales de los diseños propuestos.**

Parámetros de la antena	Antena de Excitación	Arreglo Reflector 3 x 3 con offset	Arreglo Reflector (5 x 5) - 4 sin offset
S(1,1) [dB]	-15.93	-20.99	-17.43
Directividad [dB]	8.22	10	12.7
Ganancia realizable [dB]	7.52	9.04	12
Ancho de banda [MHz]	283	243	267

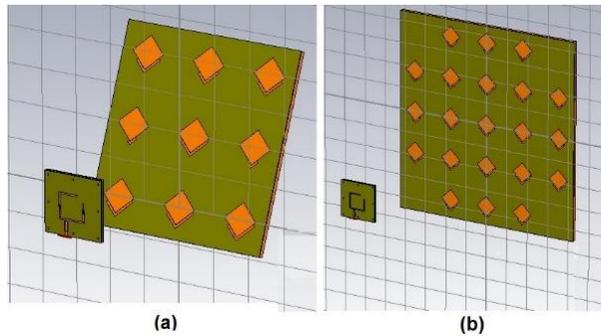


Figura 13 (a) Arreglo 3 x 3 variable optimizado y alimentación offset. (b) Arreglo (5 x 5) - 4 variable optimizado con alimentación sin offset.

## CONCLUSIONES

La presente investigación aporta un método de diseño genérico para arreglos reflectores de microcinta con polarización circular para RFID. Los resultados obtenidos permitieron explorar variantes de diseño con offset y sin offset, alcanzándose diseños con un ancho de banda del 3% en el orden de los 200 MHz y polarización circular en la dirección de máxima directividad ( $\theta = 0^\circ$  para alimentación sin offset y  $\theta = 42^\circ$  para alimentación con offset). Además de mejorarse los parámetros de ganancia realizable y directividad de la antena de alimentación. El estudio permitió crear una metodología para la generalización de un diseño  $M \times N$  de este tipo de arreglos y para obtener un desfase aproximado de 3600 para la obtención de los ajustadores de fase de un arreglo reflector. Se comprobó que para el diseño de un arreglo de este tipo existen muchas variables que optimizar, donde muchas veces se emplea el criterio de que una mayor cantidad de elementos radiantes aporta una mejora en la eficiencia de apertura, aunque esto también depende del patrón de radiación del elemento simple. Un aumento del número de elementos radiantes también implica un aumento del error de fase acumulativa y se precisan de ajustadores de fase más exactos, y un mayor esfuerzo por lograr la polarización circular del arreglo.

## REFERENCIAS

1. Fuentes, J.A.O., *Tesis de Doctorado "Investigación de Superficies Periódicas Reflectivas basadas en Anillos Concéntricos Ranurados con Cargas Concéntricas"*, 2017, Universidad Nacional Autónoma de México. p. 128.
2. Huang, J., *"Analysis of a Microstrip Reflectarray Antenna for Microspacecraft Applications"*, 1995, IEEE. p. 153-156.
3. Garcinuño, J.A.E., *"Reflectores planos en tecnología impresa multicapa"*, 2001, Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos ETSI Telecomunicación.
4. Tsai, F.-C.E., *"A reflect array using dual-polarized aperture coupled microstrip patch antennas"*, M.E. Bialkowski, 2001, IEEE.
5. Soriano, S.L., *Tesis de Doctorado "Diseño de antenas para etiquetas de RFID en escenarios de alta exigencia"*, en *Departamento de Telecomunicación e Ingeniería de Sistemas*, 2017, Universidad Autónoma de Barcelona. p. 178.

6. Rachel García Gomez, R.G.G., *"Diseño de un Arreglo Faseado en la Banda de 2.4 GHz. Aplicaciones de RFID"*, 2015.
7. M., B., *"Performance Comparison of Different Element Shapes Used in Printed Reflect-arrays"*, P.L. Germani S., 2003, IEEE Antennas Wireless Propo. p. 219-222.
8. Moré, Z.O.R., *Tesis de Maestría "Diseño, construcción y medición de una antena de microcinta con polarización circular para la banda de 2.4 GHz"*, in *Departamento de Comunicaciones Inalámbricas*, 2012, ISPJAE (Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría).
9. Balanis, C.A., *"Antenna Theory. Analysis and Design"*, 2005, Arizona State University: John Wiley & Sons, Inc. p. 841.
10. García, A.E.T., *Tesis de Diploma "Diseños de antenas de microcinta empleando anillos resonadores complementarios"*, in *Departamento de Comunicaciones Inalámbricas*, A.G. García, 2013, ISPJAE (Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría).
11. Shafai, D.L., *"Microstrip Antenna Design Handbook"*, 2001, Norwood, MA: Artech House, Inc.
12. *Libro Digital "Antenas: Principios básicos, análisis y diseño"*, 2018, Google Books: [https://books.google.com/books?id=mtLj4a15XXYC&dq=alimentaci%C3%B3n+con+offset+en+antenas&source=gbs\\_navlinks\\_s](https://books.google.com/books?id=mtLj4a15XXYC&dq=alimentaci%C3%B3n+con+offset+en+antenas&source=gbs_navlinks_s).
13. Safari, F., *"Investigation of the Effect of Reflect Array Element Periodicity on Aperture Efficiency"*, L. Shafai, 2013, IEEE.