



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE  
MEXICO**

---

---

**Facultad de Ingeniería**

**ARREGLOS REFLECTIVOS TIPO ESPIRAFASE BASADOS EN  
MICRO-MOTORES MEMS**

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

P R E S E N T A

**SERGIO DAVID CID SÁNCHEZ**

DIRECTOR DE TESIS: DR. OLEKSANDR MARTYNYUK



Mayo 2014



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.

# *Agradecimientos*

Agradezco a mi familia por el apoyo que me han brindado para mi formación profesional.

Agradezco a mi asesor, el Dr. OLEKSANDR MARTYNYUK, por compartir su conocimiento, experiencia y tiempo para realizar este trabajo de investigación.

Agradezco a mis amigos y compañeros por su ayuda y compañía.

Investigación realizada gracias al “*Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica*” (PAPIIT) de la DGAPA-UNAM. Proyecto IN117814 “*Antenas de onda de fuga reconfigurables basadas en estructuras electromagnéticas de banda prohibida para aplicaciones en la banda de extremadamente alta frecuencia*” y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) a través del proyecto 166106. Agradezco la beca recibida.

# Índice

Capítulo 1 .....	1
Estado del arte.....	1
1.1 Antenas en arreglos de fase.....	1
1.1.1 Desplazadores de fase .....	5
1.2 Arreglos reflectivos planos .....	8
1.3 Arreglos reflectivos tipo espirafase.....	12
1.3.1 Principio de operación- el primer diseño.....	13
1.3.2 Espirafase de dipolos conmutados con diodos .....	14
1.4 Otros elementos que se utilizan en arreglos reflectivos tipo espirafase .....	17
1.4.1 Anillos resonantes con cortos metálicos .....	18
1.4.2 Anillos resonantes con stubs radiales.....	20
1.5 Conclusiones .....	21
1.6 Referencias .....	23
Capítulo 2 .....	24
Análisis de los arreglos reflectivos tipo espirafase basados en dipolos.....	24
2.1 introducción .....	24
2.2 Principio de operación.....	25
2.3 Operación de los arreglos reflectivos basados en dipolos .....	30
2.3.1 Arreglo reflectivo con celda unitaria de tres dipolos.....	36
2.3.2 Arreglo reflectivo con celda unitaria de cuatro dipolos .....	40
2.3.3 Arreglo reflectivo con celda unitaria de cinco dipolos .....	43
2.3.4 Arreglo reflectivo con celda unitaria de seis dipolos.....	46
2.3.5 Arreglo reflectivo con celda unitaria de siete dipolos .....	47
2.3.6 Arreglo reflectivo con celda unitaria de ocho dipolos.....	50
2.4 Conclusiones .....	55
2.5 Referencias .....	57
Capítulo 3 .....	58
Dispositivo para generar la rotación.....	58
3.1 Alternativas para realizar la rotación .....	58

3.1.1 Mini-motor de pasos comercial .....	58
3.1.2 Micro-motor fabricado con tecnología MEMS.....	60
3.2 Tipos y características de los micro-motores.....	61
3.2.1 Micro-motor de reluctancia variable.....	61
3.2.2 Micro-motor de actuación electrostática .....	64
3.3 Simulación del proceso de construcción .....	67
3.3.1 Micro-motor de rotor de 100 $\mu\text{m}$ de diámetro.....	76
3.3.2 Micro-motor de rotor de 200 $\mu\text{m}$ de diámetro.....	80
3.3.3 Micro-motor de rotor de 400 $\mu\text{m}$ de diámetro.....	82
3.3.4 Micro-motor de rotor de 200 $\mu\text{m}$ de diámetro y doble espesor.....	84
3.3.5 Micro-motor de rotor de 400 $\mu\text{m}$ de diámetro y doble espesor.....	86
3.4 Segundo diseño del micro-motor.....	88
3.5 Conclusiones .....	93
3.6 Referencias .....	95
Capítulo 4 .....	96
Posibilidades para la fabricación .....	96
4.1 Proceso fotolitográfico .....	96
4.2 Conclusiones .....	110
4.3 Referencias .....	111
Conclusiones generales.....	112

# Capítulo 1

## Estado del arte

### 1.1 Antenas en arreglos de fase

En el desarrollo que han mostrado los sistemas de comunicaciones, civiles y militares, en los últimos 60 años, se observa la necesidad de tener antenas cuyo patrón de radiación sea dinámico, es decir, que el lóbulo principal radiado por una antena tenga la posibilidad de ser orientado en determinadas direcciones de acuerdo a ciertas necesidades. La principal necesidad que satisface este tipo de antenas es la de escanear el espacio circundante. Una característica atractiva de este tipo de arreglos es la capacidad de cambiar la dirección del haz radiado sin la necesidad de mover físicamente la antena. Las diferentes aplicaciones que se puedan concebir con ésta característica determinan la velocidad de conmutación del haz y la directividad que es necesaria.

Una antena en arreglos de fase es un conjunto de elementos radiantes en coherencia de fase, que funcionan como una sola antena. Formalmente un arreglo de fase es una antena directiva compuesta por miles de elementos radiantes. Los elementos del arreglo están colocados de manera planar y cada uno está conectado a un desplazador de fase que tiene la misión de producir un cambio en la fase de una onda electromagnética a la entrada del desplazador con respecto a una electromagnética radiada.



*Fig. 1.1: Ejemplo de una antena en arreglos en fase [4].*

En una antena en arreglos de fase, cada uno de los elementos del arreglo posee un desplazamiento de fase diferente. El desplazamiento aumenta o disminuye entre los elementos adyacentes en forma progresiva y lineal, de tal forma que en conjunto contribuyen a la formación del haz en alguna dirección.

El ángulo con el que el haz es radiado por el arreglo en fase puede ser controlado con la distribución de la fase que se asigne a los desplazadores de fase asociados a los elementos radiantes del arreglo. La posibilidad de controlar el ángulo con el que es radiada la onda electromagnética, ha motivado la investigación de los arreglos en fase. Estas investigaciones buscan, principalmente, optimizar los elementos radiantes y lograr que el arreglo opere en ancho de banda grande.

La capacidad de apuntar el haz de una antena en alguna dirección da a este tipo de arreglos la posibilidad de ser empleados en un amplio rango de aplicaciones. Áreas de estudio, que si no fuera por los arreglos de antenas no hubieran tenido el desarrollo que han tenido, este es el caso de la radio-astronomía, rama en la que se utiliza radio-telescopios que dependiendo de la frecuencia en la que operen pueden observar alguna parte del universo.

De acuerdo con la directividad que se requiera que tenga arreglo, depende el número de elementos radiantes que tenga el arreglo. En consecuencia, para una directividad grande, requiere de miles de elementos radiantes. En la figura 1.1 se observa un ejemplo de un arreglo en fase.

Dependiendo de la distribución de los elementos radiantes dentro del arreglo se puede clasificar a este tipo de antenas. Si los elementos están colocados en línea recta, se denomina arreglo lineal, en este sentido si los elementos están colocados en un plano de dos dimensiones, pudiendo tener éste forma cuadrada, rectangular o circular, se denomina arreglo plano, pero si los elementos se colocan de una manera que no es plana, el arreglo se puede llamar arreglo conformal.

Otra manera en que se clasifican las antenas en arreglos de fase es en arreglos pasivos y activos, ver figura 1.2. Los arreglos pasivos -1.2 (a)- se caracterizan por tener un solo transmisor y receptor centrales para todos los elementos del arreglo.

Los módulos centrales ofrecen control sobre la amplitud y fase de la señal que alimenta al arreglo, de esta manera, cada uno de los desplazadores es capaz de cambiar independientemente la cantidad de desplazamiento.

La ventaja que ofrece tipo de arreglos en fase es la agilidad en el direccionamiento del haz, en contraste, una desventaja de los arreglos pasivos son las altas pérdidas de inserción y que tienen un costo relativamente alto.

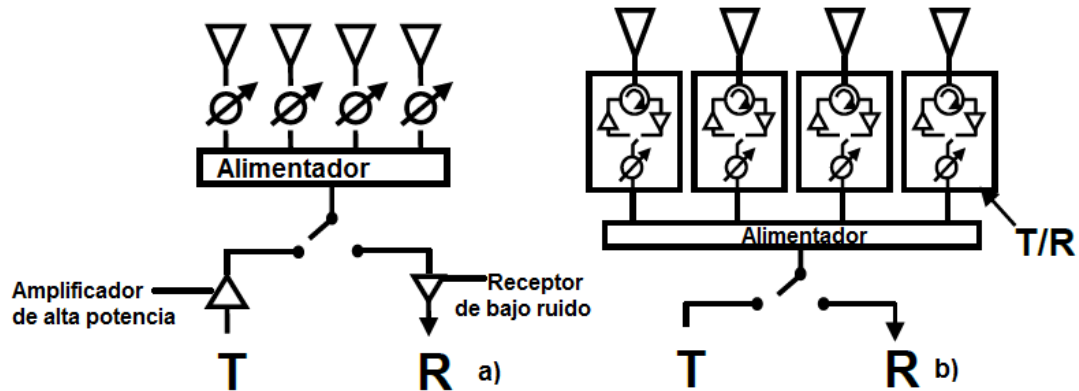


Fig. 1.2: Antenas en arreglos de fase a) pasivos, b) activos [2].

Por otro lado los arreglos activos -1.2 (b)- ofrecen ventajas como un mayor rendimiento, que los posibilita para operar en altas frecuencias, son ideales para ser empleados en sistemas de radares. Los arreglo activos tienen bajas pérdidas de inserción, sin embargo, una gran desventaja es su alto costo, de hecho esta desventaja ha orillado a que los arreglos activos se utilicen casi exclusivamente en aplicaciones militares. La característica principal de estos arreglos es que éstos utilizan para cada desplazador un receptor y transmisor (T/R), como el que se observa en la figura 1.3.

En la figura 1.3 se muestra un diagrama general de un módulo T/R utilizado en los arreglos en fase activos. Los módulos T/R integran amplificadores de potencia de alta ganancia y de alta eficiencia, amplificadores de bajo ruido; este módulo debe de ser de bajo peso, constituye una parte fundamental de los arreglos de fase activos.



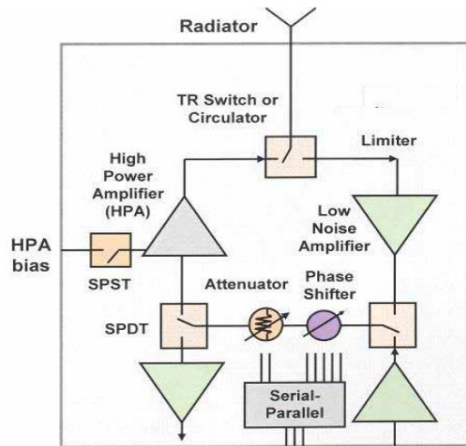


Fig. 1.3: Elemento T/R componentes de antenas en arreglos de fase activas [2].

La forma y la orientación del patrón de radiación dependen de la disposición geométrica en que se coloquen los elementos del arreglo, así como de la forma que tengan éstos. Conocer cómo afecta estas geometrías en la forma y la orientación del patrón de radiación radiado por el arreglo, permite hacer el diseño del arreglo para una aplicación específica.

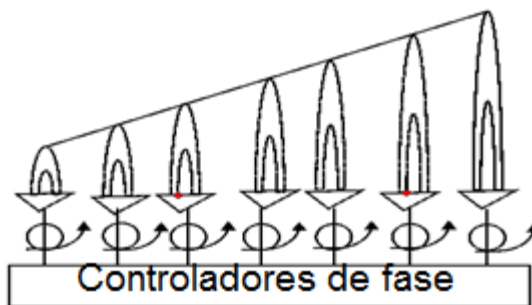


Fig. 1.4: Formación del haz de las antenas en arreglos de fase.

En la figura 1.4 se observa la formación del haz radiado por un arreglo de antenas en fase lineal. Cada elemento radiante está conectado a un desplazador de fase que cambia la fase de la onda radiada por cada elemento. En un arreglo en fase se establece una distribución progresiva y lineal de la fase entre los elementos adyacentes del arreglo. La onda electromagnética radiada por cada elemento, interactúa con las demás ondas radiadas de los elementos cercanos. Se generan interferencias electromagnéticas en las fronteras de los elementos radiantes, estas interferencias son las responsables de la formación del haz en la dirección deseada.

En pocas palabras, la interferencia de las ondas electromagnéticas significa que las ondas se pueden combinar de manera constructiva o destructiva obteniendo la suma o resta de máximos o mínimos que permitan concentrar energía electromagnética radiada en alguna región específica del espacio. De esta manera, si se puede controlar la interferencia de las ondas electromagnéticas, se puede controlar la dirección del haz radiado por el arreglo.

### **1.1.1 Desplazadores de fase**

El desplazador de fase es un dispositivo que tiene como misión el de generar un cambio de fase a una onda electromagnética.

Existen varias maneras de clasificar a los desplazadores de fase. Por un lado se clasifican como analógicos y digitales. En los primeros el desplazamiento es continuo, mientras que los segundos permiten hacer un desplazamiento en forma discreta.

Otra manera de clasificar a los desplazadores de fase es por la manera en que realizan el desplazamiento. El desplazamiento se puede llevar a cabo en forma electrónica o mecánica.

El desplazamiento mecánico fue empleado en los primeros desarrollos. Un ejemplo de este tipo de desplazamiento es el desplazador de fase rotatorio, el cual está constituido por tres secciones de guía de onda circular. En cada extremo del desplazador se colocan adaptadores de guía de onda circular-rectangular, a continuación se sitúan guías de onda rectangular.

En la figura 1.5 se muestran las tres secciones de guía de onda circular que componen el desplazador de fase rotatorio. Se observa que las guías que están en los extremos desfasan la onda electromagnética  $90^\circ$ , mientras que la guía del centro en  $180^\circ$  la cual es la sección giratoria.

El funcionamiento de este desplazador es el siguiente: la guía de onda rectangular transmite una onda de polarización lineal a la entrada de I. Esta sección funciona como un polarizador, de esta manera a la salida produce una onda de polarización circular. La Sección II desfasa la onda entregada por I en  $180^\circ$ , lo que significa que si entra una onda circular izquierda, a la salida se tendrá una onda de polarización derecha.

Como consecuencia del paso de la señal por estas secciones, el desplazamiento de fase de la onda de salida con respecto al de la entrada puede ser controlado con el ángulo de giro de la sección rotatoria. Esto significa que si la sección II del desplazador se gira  $\theta^\circ$ , la onda electromagnética de salida tendrá un cambio de fase en  $2\theta$ .

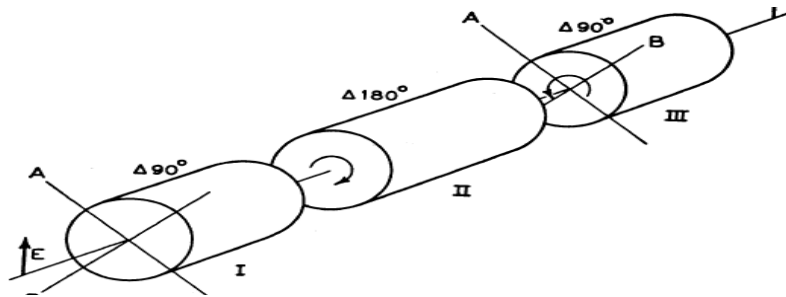


Fig. 1.5: Desplazador de fase rotatorio [1].

Por otro lado, la segunda manera de realizar el desplazamiento (en forma electrónica) surge a partir de los adelantos en dispositivos de semiconductores, principalmente diodos PIN, transistores FET, varactores y del uso de ferritas.

Los desplazadores basados en ferrita utilizan las propiedades de este material cuando opera en frecuencias de microondas, como alta resistividad y anisotropía<sup>1</sup>. La anisotropía de la ferrita puede ser inducida con un campo magnético de polarización constante  $H_0$ . Este campo de polarización alinea los dipolos magnéticos de la ferrita para producir un momento dipolar. Estos desplazadores se caracterizan porque al variar la magnitud y dirección del campo magnético constante se modifica la permeabilidad de la ferrita. La interacción de la onda electromagnética con la ferrita magnetizada, tiene como consecuencia el cambio de la constante de propagación de la onda electromagnética. [2]

El cambio en la fase que sufre la onda electromagnética es proporcional al cambio de la constante de propagación. Los desplazadores basados en ferrita se utilizan en antenas pasivas porque tienen pérdidas de inserción bajas. En general se utiliza ferrita en aplicaciones de alta potencia, en especial para las bandas S y C.

<sup>1</sup> La **anisotropía magnética** es la no homogeneidad de las propiedades magnéticas al ser medidas en diferentes direcciones del espacio.

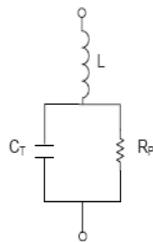
En cuanto a desventajas de los desplazadores basados en ferrita, el tiempo de conmutación puede ser muy grande para algunas aplicaciones. Si los comparamos con conmutadores basados en diodos, es que los primeros son más voluminosos y pesados que los segundos. La desventaja más grande que tienen los desplazadores de ferrita es la inestabilidad que presentan en función de la temperatura.

Los diodos PIN pueden ser utilizados como conmutadores. Un diodo PIN está constituido por una capa intrínseca ligeramente dopada, colocada entre las capas P y N. De esta manera, si se polariza en directa tienen una impedancia muy baja, con esta polarización, el diodo PIN se modela como un circuito de una resistencia en serie con un inductor, como se muestra en la figura 1.6.



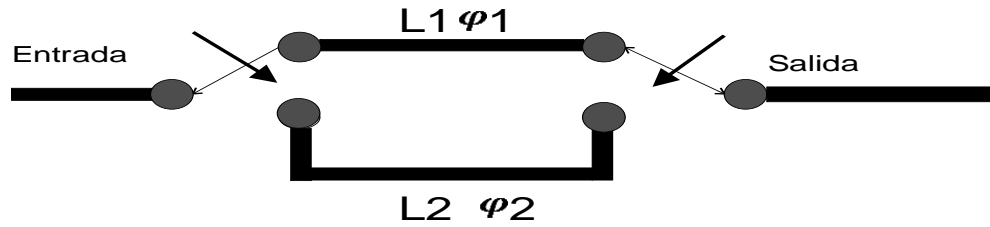
*Fig. 1.6: Circuito equivalente de diodo PIN polarizado en directa.*

Mientras que cuando está polarizado en inversa, el diodo se caracteriza por tener una alta impedancia, en este sentido, se modela como un circuito de un capacitor conectado en paralelo con una resistencia, ambos conectados en serie con un inductor, como el mostrado en la figura 1.7. La capacitancia depende del espesor de la región intrínseca, mientras más grande sea el espesor de esta región, menor será la capacitancia. Entre menor sea esta capacitancia, aunado con la alta impedancia del diodo PIN, favorecen a que este dispositivo polarizado en inversa se comporte como un circuito abierto. [3]



*Fig. 1.7: Circuito equivalente de diodo PIN conectado en inversa.*

Los desplazadores basados en diodos PIN tienen la ventaja de poder trabajar en altas frecuencias. Gracias al comportamiento que tiene el diodo PIN, de acuerdo a la polarización a la que se sometan, es posible utilizarlo como un conmutador. En la figura 1.8, se observa el empleo de diodos PIN para conmutar dos líneas, L1 y L2. Cada una de estas líneas tiene asociada una fase  $\varphi$  que depende de la longitud de la línea. En este sentido, la onda electromagnética sufrirá un cambio de fase  $\varphi_1$  si viaja por la línea L1, o  $\varphi_2$  si viaja por la línea L2.



*Fig.1.8: Líneas conmutadas.*

Los desplazadores de fase basados en diodos PIN, en comparación con los desplazadores basados en ferrita, ofrecen como ventajas el pequeño tamaño, la alta velocidad para conmutar y la posibilidad de utilizar tecnología de circuitos impresos en el desplazador. Sin embargo, los requerimientos de potencia del diodo PIN es mayor que la ferrita, debido a que el diodo requiere un continuo suministro de corriente de polarización en contraste con la ferrita que solo requiere un pulso de corriente para cambiar su estado magnético.

Se pueden utilizar transistores de efecto campo FET como conmutadores. Estos presentan ventajas frente a los diodos PIN como un menor tiempo de conmutación y una menor demanda de potencia, sin embargo, tienen grandes pérdidas por inserción.

## 1.2 Arreglos reflectivos planos

En el año de 1963 se introdujo el concepto de arreglos reflectivos planos, pero fue hasta la década de 1980, con el desarrollo de las antenas impresas, que los arreglos reflectivos comenzaron a cobrar un gran interés dentro del estudio de las antenas. Surgen de la necesidad de tener antenas de alta ganancia que trabajen en frecuencias de microondas. En altas frecuencias un reflector parabólico resultaría bastante ineficaz, debido a que el diseño requiere de una curvatura exacta, lo que en estas frecuencias

resulta bastante complejo de fabricar. En la figura 1.9 se muestra un ejemplo de un arreglo reflectivo plano.

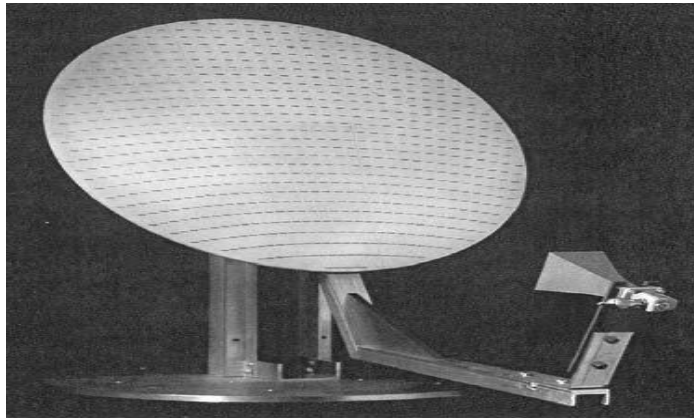


Fig. 1.9: Ejemplo de un arreglo reflectivo plano [3].

Un arreglo reflectivo plano es una superficie sobre la cual se distribuyen periódicamente elementos radiantes. El arreglo se coloca frente a una antena alimentadora. En la figura 1.10 se observa una representación esquemática de un arreglo reflectivo plano.

En la mencionada figura, se observa un arreglo reflectivo que se coloca frente a un alimentador a una distancia  $S_1$ , éste proporciona potencia de manera uniforme al arreglo. Los elementos radiantes que componen el arreglo tienen la misión de compensar la diferencia de fases asociadas a los diferentes trayectos que toma la señal desde el alimentador hasta al arreglo representados por  $S_1, S_2, \dots, S_n$ , con el fin que la señal reflejada sea un *frente de fase plano*.

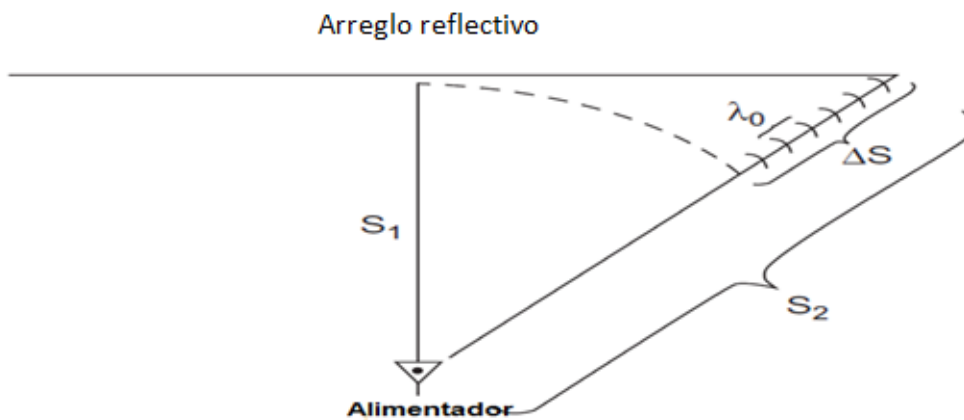


Fig. 1.10: Ejemplo de un arreglo reflectivo [3].

El arreglo reflectivo plano está limitado por el retraso diferencial de fase espacial. En la figura 1.10,  $\Delta S$  es el desplazamiento diferencial de fase espacial, el cual es la diferencia de fase entre los caminos S1 y S2 medidos desde el alimentador hasta los elementos. De tal manera que  $\Delta S$  puede ser un múltiplo de la longitud de onda. El desplazamiento diferencial puede ser expresado como:  $\Delta S = (N+d)\lambda$ ; en donde N es un número entero, d es una fracción de la longitud de onda.

La onda reflejada por el arreglo debe de tener un frente de fase plano, por lo que cada elemento del arreglo debe de encargarse de introducir un apropiado retraso de fase con el objetivo de obtener este frente de fase plano.

Una de las variables más críticas de los arreglos reflectivos es el ancho de banda de operación. Este tipo de arreglos están diseñados para compensar el desplazamiento diferencial de fase solo en un determinado ancho de banda. La incapacidad de arreglos reflectivos de trabajar en anchos de banda grandes, representa una gran desventaja frente a los reflectores parabólicos, los cuales, en teoría, pueden trabajar en un ancho de banda infinito.

Las guías de onda rectangular fueron los primeros elementos radiantes que se utilizaron dentro de los arreglos reflectivos. En la figura 1.11 se muestra el arreglo reflectivo basado en guías de onda rectangular. Se observa que cada una de las guías que conforman el arreglo tienen longitudes diferentes, en particular se tiene que las guías del centro son las más largas y conforme se acercan a los extremos las guías se hacen más cortas. Con estas variaciones en la longitud de las guías se obtiene la compensación de fases antes mencionada. El arreglo reflectivo basado en estos elementos, tiene las desventajas propias de las guías de onda rectangulares, como lo son el peso y el tamaño, lo que lo convierte en un arreglo con pocas aplicaciones prácticas.

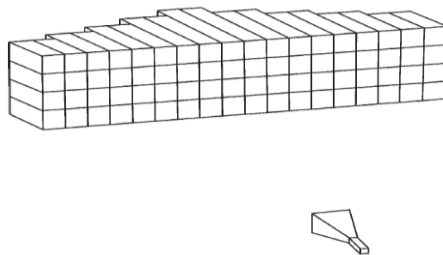


Fig. 1.11: Arreglo reflectivo basado en guías de onda rectangulares [3].

Se han desarrollado otros métodos para obtener el frente de fase plano, orientados para aplicaciones prácticas, utilizando principalmente elementos de microsinta impresos. A estos elementos (los cuales pueden ser parches, anillos resonantes, dipolos o espirales) es posible cambiar algún parámetro como: su tamaño, su impedancia o su posición angular para tener control sobre el haz reflejado por el arreglo.

De manera similar a las antenas en arreglos de fase, los arreglos reflectivos se pueden diseñar para que el haz reflejado apunte a una dirección específica al hacer variable alguna de las características de los elementos radiantes, con el fin de hacer un escaneo del espacio circundante del arreglo. Los arreglos reflectivos incorporan las mejores características de las antenas en arreglos de fase y las antenas reflectivas. Por ejemplo, incorpora la alta ganancia, bajas pérdidas de inserción, bajo peso, el abaratamiento en la construcción de las antenas reflectivas. De los arreglos de fase, incorpora el principio de funcionamiento, esto es, la capacidad de realizar escaneos del espacio circundante

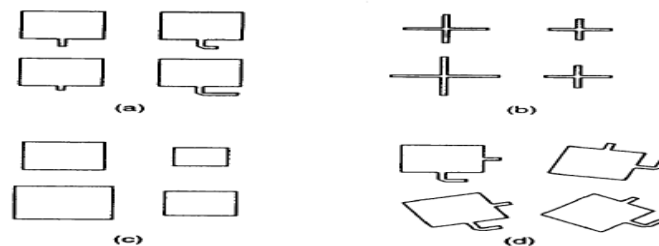


Fig. 1.12: Diferentes elementos que se puede utilizar como desplazadores [3].

En la figura 1.12 se muestran algunas de las geometrías que pueden tener los elementos radiantes de los arreglos reflectivos. En a) son parches conectados a una línea de transmisión que dependiendo de su longitud variará la impedancia del parche. Como consecuencia, al disponer un arreglo lineal de parches con diferentes longitudes de las líneas de transmisión se podrá controlar el ángulo con que es reflejada la onda electromagnética. El inciso b y c muestran elementos que al variar su dimensión se controla el ángulo del haz reflejado.

Es importante señalar que con las opciones representadas en los incisos b y c de la figura 1.12, son poco viables para implementar arreglos reconfigurables utilizando tecnologías convencionales. Se han desarrollado parches que están diseñados y



fabricados con tecnología MEMS. Con esta tecnología se ha impulsado utilizar las opciones b y c para obtener el frente de fase plano. Por otro lado, la opción d es de especial interés para arreglos reflectivos tipo espirafase.

En el inciso d, rotar los elementos del arreglo es una opción para variar el patrón de radiación reflejado. Ofrece alternativas que lo hacen atractivo en comparación con las otras opciones. Entre estas alternativas, la rotación del elemento se puede realizar de dos formas, por un lado mecánicamente con motores, por otro lado se puede emular la rotación mecánica con dispositivos electrónicos. Más adelante, en este trabajo se detalla cada una de estas opciones. Esta opción constituye el principio de operación de los arreglos reflectivos tipo espirafase.

Al principio de esta sección se mencionó que los arreglos reflectivos cobraron relevancia con el desarrollo de las antenas impresas. Los arreglos reflectivos están compuestos, generalmente, por cientos o miles de elementos radiantes. La fabricación planar permite construir los cientos de elementos del arreglo reflectivo de manera confiable y económica. En contraste con las antenas en arreglos de fase, que es precisamente el costo una de las limitantes más importantes de este tipo de antenas que se toman en cuenta para el desarrollo de aplicaciones no militares. Por esto, los arreglos reflectivos son sumamente atractivos.

En consecuencia las investigaciones sobre este tipo de arreglos se centran principalmente en dos objetivos, por un lado en lograr que el arreglo funcione un ancho de banda grande y por otro lado en conseguir el haz que es reflejado lo haga un amplio rango de ángulos.

## 1.3 Arreglos reflectivos tipo espirafase

Dentro del desarrollo tecnológico de los arreglos reflectivos, en la segunda mitad de la década de 1970 surgió un concepto en el que los elementos que integran un arreglo reflectivo se integran directamente un desplazador de fase, se denominó **espirafase** [10]. El primer diseño consistía en una serie de brazos en forma de espiral que se interconectaban con diodos, los cuales tenían la función de conmutar pares de brazos que componían el elemento. Los diodos ofrecían altas velocidades de conmutación y pocas pérdidas de inserción. La figura 1.13 presenta este elemento espirafase.

El funcionamiento de los arreglos espirafase se basa en el principio de Fox. Este principio demuestra que con la rotación de una antena polarizada circularmente, el desplazamiento de fase del campo radiado por esta antena cambiará en la misma proporción en que se rotó la antena. En otras palabras, los arreglos reflectivos de tipo espirafase utilizan la rotación angular como método para obtener el frente de fase plano de la onda reflejada. Si este principio lo aplicamos en arreglos reflectivos, la onda electromagnética atravesará el elemento desplazador dos veces, por lo que el ángulo total desfasado por cada elementos será dos veces el ángulo rotado de la antena.

### 1.3.1 Principio de operación -el primer diseño

El primer arreglo reflectivo desarrollado del tipo espirafase, empleó una rotación electrónica. En la figura 1.13 se muestra un ejemplo de este elemento espirafase, conformado por un cuatro brazos en forma de espiral interconectados por diodos, el elemento está colocado sobre un plano reflector [10].

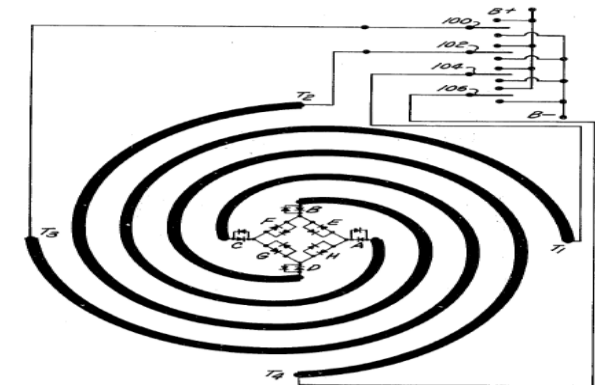


Fig. 1.13: Elemento espirafase [10].

El elemento mostrado en la figura 1.13 funciona de la siguiente manera: cada brazo tiene asociada a una fase eléctrica. Al interconectar diferentes pares de brazos, es posible obtener diferentes fases. La interconexión de los brazos depende de la polarización que tengan los diodos en determinado momento. De este sentido, entre más pares de brazos tenga el elemento, más fases podrán obtenerse.

Con respecto a la figura 1.13, el elemento mostrado está compuesto por cuatro brazos, en este sentido, la onda reflejada podrá obtener solo dos diferentes fases. Cuando el elemento está funcionando, solo estarán activos un par de brazos, mientras que los demás están desactivados. Cuando varios elementos se colocan en un arreglo a

cada elemento se le asigna una fase, de tal manera que ésta sea progresiva, el arreglo en conjunto reflejara una onda electromagnética en una dirección determinada. En el siguiente capítulo se detalla la forma de calcular el ángulo con que se refleja la onda electromagnética de cualquier arreglo reflectivo.

Es importante señalar que los arreglos reflectores basados en el principio espirafase funcionan únicamente en respuesta a una onda electromagnética polarizada circularmente, esto se debe a que una onda polarizada linealmente no tiene la propiedad de cambiar de fase.

### 1.3.2 Espirafase de dipolos conmutados con diodos

En esta sección se analizará un elemento espirafase utilizando dipolos, para esto se utiliza un modelo simplificado de la figura 1.13 que se muestra en la figura 1.14. Se observa un elemento con dos pares de brazos, cada par está unido por un diodo, de tal manera que se tiene un diodo orientado en el eje  $\hat{\theta}$  y un diodo orientado en el eje  $\hat{\phi}$ . Es posible alternar la polarización de estos diodos y como consecuencia, mientras un diodo se encuentra prendido, por ejemplo, el que se encuentra orientado en el eje  $\hat{\theta}$ , se tendrá una fase determinada por la referencia que se escoja para la onda reflejada,  $E_{r1}$ . Si un momento después el diodo que está orientado en el eje  $\hat{\phi}$  es el que se enciende, la onda reflejada tendrá un desfase de  $180^\circ$  con respecto a  $E_{r1}$ . Para esto se considera que en el arreglo se incide una onda electromagnética polarizada circularmente de mano derecha, que se propaga en dirección negativa del eje  $z$  [11]:

$$E_i = E_o(\hat{\theta} + j\hat{\phi})e^{jkz} \quad 1.1$$

entre tanto, la onda reflejada por el elemento espirafase cuando el diodo del eje  $\hat{\theta}$  está encendido es:

$$E_{r1} = E_o(\Gamma_{\parallel}\hat{\theta}j + \Gamma_{\perp}\hat{\phi})e^{-jkz} \quad 1.2$$

en donde  $\Gamma_{\parallel}$  es el coeficiente de reflexión para la componente de la onda paralela al eje del diodo que esté prendido, en este sentido  $\Gamma_{\perp}$  representa el coeficiente de reflexión de la componente que se encuentre ortogonal al eje de diodo que esté prendido.

A continuación el diodo que se encuentra prendido es el que está orientado en el eje  $\phi$ ; en este caso la onda reflejada será:

$$E_{r2} = E_o(\Gamma_{\perp}\hat{\theta} + j\Gamma_{\parallel}\hat{\phi})e^{-jkz} \quad 1.3$$

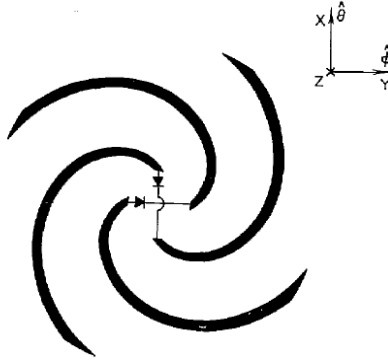


Fig. 1.14: Elemento espirafase de dos pares de brazos [11].

Al comparar las expresiones 1.2 y 1.3, se observa que los coeficientes de reflexión,  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$ , intercambian *lugar* de acuerdo a la componente de la onda según sea el diodo que se encuentre encendido. Lo que implica que ambas ondas,  $E_{r1}$  y  $E_{r2}$ , tiene una diferencia de fase de  $180^\circ$  correspondiente a los  $90^\circ$  que *giró* el dipolo. Este comportamiento del desplazamiento de fase, es la base de operación de los arreglos reflectores de tipo espirafase. Si el dipolo gira  $\gamma$  grados, la onda reflejada tendrá un cambio de fase de  $2\gamma$ .

La onda reflejada por el elemento de la figura 1.14 se puede expresar en función del ángulo en que se rote el elemento y como la suma de dos ondas electromagnéticas polarizadas circularmente -una mano izquierda y otra de mano derecha-. Considerado que la onda reflejada por el arreglo se propaga en dirección positiva de del eje z:

$$E_r = 0.5E_o e^{-2j\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\hat{\theta} - j\hat{\phi})e^{-jkz} + 0.5E_o(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\hat{\theta} + j\hat{\phi})e^{-jkz} \quad 1.4$$

La expresión 1.4 representa la expresión general de la onda reflejada por los arreglos reflectivos en general y en particular por los arreglos tipo espirafase. En esta expresión se observan dos términos. El primer término representa una onda electromagnética circular con el mismo sentido de rotación que la onda incidente; la fase de esta parte de la expresión depende de la posición angular ( $\gamma$ ) que tenga el elemento. Para el ejemplo del elemento de la figura 1.14, la posición angular depende del diodo polarizado en directa, o en forma más general la posición angular que tenga el elemento

desplazador de fase que se esté utilizando. Este término es conocido en la literatura como onda controlada. El segundo término es conocido como onda no controlada, porque no depende de la posición angular del desplazador y es un término no deseable, en la medida que el diseño del arreglo esté orientado para suprimirlo, la eficiencia del arreglo aumenta.

Para eliminar el segundo término de la expresión 1.4 se debe de cumplir la siguiente condición:

$$\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp} = 0 \quad 1.5$$

que implica que entre ambos coeficientes exista una diferencia de fase de  $180^{\circ}$ , en caso de no cumplirse esta condición, se tendrá una eficiencia de cercana al 50%, sin embargo, para garantizar que la condición 1.5 se tendrá un ancho de banda de operación estrecho.

Una propuesta para obtener el cambio de fase, consiste en utilizar como elementos radiantes a dipolos, los cuales serán rotados en forma electrónica. Básicamente este elemento espirafase está compuesto por cuatro dipolos cruzados que comparten un punto en común en el centro; cada dipolo tiene una posición angular diferente y un diodo montado en su centro, de tal manera que en un tiempo determinado, solo el diodo de un dipolo estará polarizado en directa, mientras que el diodo de los otros tres dipolos la polarización será inversa y en este sentido, se puede decir que los dipolos con diodo con polarización inversa *desaparecen*; como se observa en la figura 1.15. La posición que toman los dipolos de acuerdo con el diodo que este polarizado en directa, el ángulo  $\gamma$ , es el ángulo de desfase de la onda reflejada, el cual es dos veces el ángulo en que está rotado el dipolo.

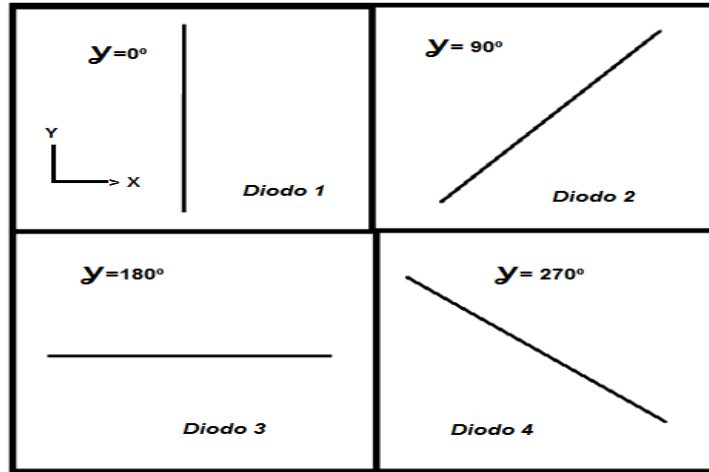


Fig. 1.15: Rotación electrónica de dipolos.

De esta forma y de acuerdo a la función que tiene cada desplazador dentro de un arreglo podemos colocar dipolos en forma lineal y adyacente, a cada uno se asigna una posición angular que se varará de forma progresiva de manera que se logra tener un control sobre la onda electromagnética reflejada con la contribución simultánea de todos los dipolos [9].

El estudio de estos dipolos es de especial interés para el presente trabajo, debido a que constituye la base la investigación realizada; en el siguiente capítulo se abordará de manera más profunda el estudio electromagnético de arreglos basados en dipolos.

## 1.4 Otros elementos que se utilizan en arreglos reflectivos tipo espirafase

Para implementar un arreglo reflectivo utilizando el principio espirafase, se pueden emplear distintos tipos de elementos radiantes, se han mencionado los dipolos. Las últimas investigaciones se han enfocado en utilizar anillos resonantes, debido a que éstos han mostrado tener bajas pérdidas de inserción y tienen estabilidad para trabajar en anchos de banda grandes. El primer desplazador que se diseñó utilizando anillos resonantes consistió en colocar un anillo con diafragmas de control [8] situado en la sección transversal de una guía de onda circular terminada con una placa conductora. En la figura 1.16 se observa que el diafragma de control está colocado en un ángulo  $y$  con respecto al eje x. El diafragma de control es un stub radial e inductivo.

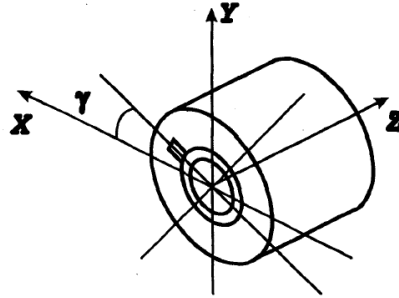


Fig. 1.16: Desplazador de fase con anillos [8].

De la misma manera que el arreglo espirafase con dipolos conmutados, la onda total que es reflejada por el anillo está compuesta por dos ondas electromagnéticas polarizadas circularmente, expresada en la ecuación 1.4, la onda controlada estará en función de la posición angular,  $\gamma$ , en la que se encuentre el diafragma de control. El anillo puede estar compuesto por tantos diafragmas como posiciones angulares se necesiten.

La conmutación de los diafragmas puede realizarse con diodos PIN, transistores de efecto campo, FET o con conmutadores MEMS. El estudio de los arreglos reflectivos de tipo espirafase utilizando anillos se ha enfocado en optimizar el desplazador, para lo cual se han propuesto utilizar anillos con cortos metálicos o con stubs radiales.

### 1.4.1 Anillos resonantes con cortos metálicos

Utilizar arreglos reflectivos, donde los elementos que lo componen son aperturas anulares ranuradas con cortos metálicos como el mostrado en la figura 1.17. Está comprobado que el desplazamiento de fase con que se refleja una onda polarizada circularmente que incide de normalmente sobre el arreglo se puede cambiar con forme a la manera que se coloquen estos anillos. Los cortos no afectan a la dispersión de la onda electromagnética incidente, en la frecuencia de resonancia  $\omega_r$ , sobre el arreglo, siempre y cuando el plano de polarización – vector del campo eléctrico y vector de Poynting - sea ortogonal a los cortos metálicos, sin embargo si el plano de polarización es paralelo, la onda EM será reflejada por las corrientes que se inducen en los anillos.

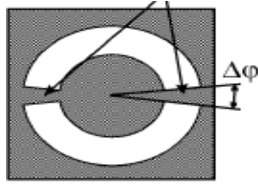


Fig. 1.17: Anillo con cortos metálicos [6].

En la figura 1.18 se muestra un anillo con cortos metálicos como el mencionado; se observa que la ranura del anillo está referenciada a un determinado ángulo. Al integrar el anillo resonante en un arreglo reflectivo, los anillos son agrupados en células llamadas celdas unitarias (*unit cell*), las cuales están formadas por un número determinado de anillos, el cual se determina en función del ángulo de escaneo que se quiera alcanzar, dentro de la *celda unitaria* los anillos se distribuyen en forma adyacente pero a cada elemento se le asigna una posición angular progresiva, es decir que el ángulo de rotación va aumentando  $\pi/N$ , donde N es el número de anillos en la celda unitaria.

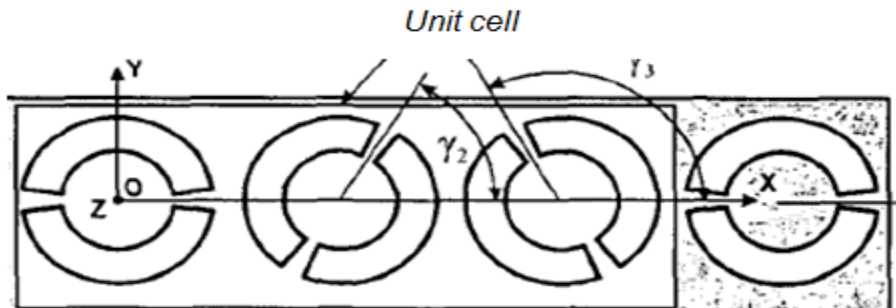


Fig. 1.18: Ejemplo de celda unitaria [5].

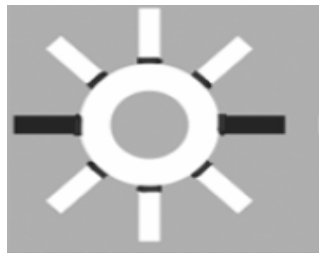
En la figura 1.18 se observa una *celda unitaria* de tres elementos, donde en cada elemento la posición de los cortos metálicos tiene diferente posición angular, en este caso, el primero está a cero grados, el segundo a  $\gamma_2$  mientras que el tercero a  $\gamma_3$ , de esta manera la *celda unitaria* se repite periódicamente a lo largo de todo el arreglo. Se pueden obtener ángulos de escaneo al variar la forma de las celdas unitarias, pero también al sustituir los cortos metálicos por diferentes cargas capacitivas o inductivas y pueden ser conmutadas por diodos PIN o conmutadores MEMS.



## 1.4.2 Anillos resonantes con stubs radiales

Dentro del estudio de los arreglos reflectivos basados en aperturas anulares, se han estudiado los arreglos reconfigurables basados en anillos resonantes con *stubs* radiales, como el que se muestra en la figura 1.19, en la cual se tiene el anillo resonante con *stubs* colocados en forma radial, los *stubs* tienen conectados en paralelo diodos PIN que funcionan como conmutadores; así en cada instante de tiempo un par de diodos PIN se encuentra en estado de alta impedancia mientras que todos los demás se mantienen en estado de baja impedancia, mientras transcurre el tiempo, los diodos PIN en estado de alta impedancia se van alternando con los de baja impedancia, de esta manera se realiza la rotación electrónica que simula una rotación mecánica.

Los arreglos basados en aperturas anulares con diodos PIN ofrecen una mayor eficiencia en comparación con los primeros arreglos que utilizaron espirales e incluso que los dipolos con diodos, debido en parte a que con los anillos es posible obtener una transformación más óptima de las impedancias de los diodos a los anillos que a los diodos a los dipolos o espirales, además que con las aperturas anulares es posible optimizar esta transformación de la impedancia de los conmutadores, pero sobre todo porque pueden integrar otros dispositivos más eficientes que los diodos, como los conmutadores fabricados con tecnología MEMS.



*Fig. 1.19: Anillo resonador con stubs radiales [7].*

Como se ha mencionado, la transformación de la impedancia del conmutador al elemento desplazador es punto importante en el estudio de los arreglos reflectivos del tipo espirafase, debido a que si no se realiza esta transformación de manera óptima, no solo se tienen importantes pérdidas por disipación, sino que se corre el riesgo de que la condición de la expresión 1.5 no se cumpla y en consecuencia la polarización cruzada aumentaría de manera significativa [7].

## 1.5 Conclusiones

Emplear las mejores características de los reflectores parabólicos y de las antenas en arreglos de fase en los arreglos reflectivos planos con el objetivo de trabajar en altas frecuencias de una manera eficiente, es uno de los factores que favorecieron el desarrollo de los arreglos reflectivos, en particular de los arreglos reflectivos tipo espirafase, los cuales integran en cada elemento del arreglo un desplazador de fase, obteniendo de esta manera un dispositivo que ofrece un buen desempeño en comparación con otros arreglos.

Con base en lo expuesto en este capítulo, los arreglos reflectivos tipo espirafase emplean la rotación angular del elemento como método para conseguir el desplazamiento de fase de la onda reflejada, se mencionó que hay dos posibilidades para realizar la rotación, por un lado la rotación electrónica que emplea dispositivos electrónicos que al conmutarse se genera el efecto de estar rotando físicamente el elemento. Utilizar este tipo de rotación ofrece ventajas como la velocidad de conmutación que tiene los dispositivos semiconductores, además de su bajo peso y pequeñas dimensiones. Sin embargo, utilizar dispositivos semiconductores pudiera ocasionar la aparición de polarización cruzada, hecho por el cual la eficiencia del arreglo baja drásticamente. Además agregan pérdidas por inserción.

Por otro lado está la rotación mecánica, consiste en rotar físicamente los elementos del arreglo. La rotación se realiza con dispositivos electromecánicos, principalmente con pequeños motores de pasos, a los cuales a cada paso le asigna una posición angular determinada, de esta manera, al controlar la fase de los motores se controlaba la onda reflejada, sin embargo, los motores presentan desventajas importantes por su voluminoso tamaño, son poco ligeros, y para determinadas aplicaciones el tiempo de respuesta es grande, pero una desventaja determinante, sobre todo para proyectos académicos es el costo, el cual que varía de acuerdo con el tamaño del motor; para trabajar en altas frecuencias se requieren de motores que estén en el orden de milímetros. Incluso para frecuencias por arriba de los 50 GHz emplear motores resultaría inviable. Mas, existe una tecnología moderna e innovadora que ha presentado avances significativos, ésta es la de los sistemas electromecánicos, MEMS por sus siglas en inglés.

El presente trabajo, pretende emplear la tecnología MEMS para diseñar y de ser posible fabricar un dispositivo capaz de generar el desplazamiento angular de los elementos del arreglo. Utilizar la tecnología MEMS permite desarrollar arreglos reflectivos que mantengan las ventajas propias de éstos, principalmente, el bajo peso y el bajo costo, además que este dispositivo no interfiera con la interacción electromagnética del arreglo, esto es, que solo realice la rotación del elemento radiante, con lo cual se reducen las pérdidas por inserción.

En el tercer capítulo se detalla las diferentes opciones que se tienen para realizar la rotación mecánica, contrastando ventajas y desventajas de cada una, así como el principio de funcionamiento del dispositivo.

## 1.6 Referencias

- [1] A. Gardner Fox, "An Adjustable Wave-Guide Phase Changer", IEEE 1947 PROCEEDINGS OF THE I.R.E.
- [2] David M. Pozar, "*Theory and Design of Ferrimagnetic Components*", en Microwave Engineering, Jhon Wiley, pp. 451-455. 2012.
- [3] David M. Pozar, "*Active RF and microwave devices*", en Microwave Engineering, Jhon Wiley, pp. 524-530. 2012.
- [2] Herd Jeffrey; "Phased arrays radar basics"; MIT Lincoln laboratory; november 19, 2000.
- [3] Huang John y Encinar Jesé A, "reflect array Antennas ", John Wiley & Sons, 2008.
- [4] J. L. Chau, C. J. Heinselman, M. J. Nicolls; "Phased arrays radars", EISCAT Radar School, Sodankyla, August 29, 2012.
- [5] Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I.; Martynyuk, N.A., "Multilayered antenna arrays based on loaded ring slot resonators", *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, Volume 4, Issue, 2002 Page(s): 236 - 239 vol.4.
- [6] Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I.; Martynyuk, N.A., "Spiraphase- Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators", *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, Vol 52, No1, Enero 2004., pp. 142-153.
- [7] Martynyuk, A.E; Martinez Lopez, J.I.I; Rodriguez Cuevas,J, "Spiraphase-Type Element with Optimal Transformation of Switch Impedances", *Electronics Letters*, Vol. 46, Issue: 10, pp. 673-675, 13 May, 2010.
- [8] Martynyuk, A. E.; Sidoruk Yuri K., " Low-loss phased shifters for Ka band phased array", IEEE Proceed. Int. Conf. on Phased Array Systems and Tecnology. Dana Point CA. 21-25 May. 2000, pp. 53-56.
- [9] Phelan, H. R., "Spiraphase a New, Low Cost, Lightweight Phased Array", *Microwave Journal*, Vol. 19, No.12 pp. 41-44, december 1976.
- [10] Phelan, H. R., "Antena arrays of internally phased elements" *United States Patent*, december 1975.
- [11] Wang,J.J.H "Characteristic of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifther", IEEE Transactions on antennas and propagation , Vol. 31, Enero 1983, pp. 156-159.

# Capítulo 2

## Análisis de los arreglos reflectivos tipo espirafase basados en dipolos

### 2.1 introducción

Los arreglos reflectivos planos ofrecen ventajas sobre reflectores parabólicos, entre éstas: el bajo peso y la posibilidad de trabajar en altas frecuencias. Estas características se acentúan cuando los reflectores son del tipo espirafase, porque unen al elemento radiante con el desplazador de fase en un mismo dispositivo.

Las características ofrecidas por elementos espirafase dependen del tipo de elemento radiante que se utilice y al tipo de rotación que se emplee. En el primer capítulo se mencionó que en arreglos reflectivos se pueden emplear diferentes geometrías para los elementos radiantes. Según la forma del elemento radiante seleccionado el arreglo reflectivo en conjunto presentara características únicas.

En [2] se han empleado anillos como elementos radiantes. Con los anillos resonantes es posible obtener un arreglo que funcione en ancho de banda grande. Existen varias metodologías para que el arreglo funcione con un ancho de banda grande, como utilizar arreglos multicapa o agregar cargas reactivas en ranuras que se hacen en los anillos.

La complejidad para utilizar anillos en los arreglos reflectivos viene a partir de que la mayoría de estos arreglos utilizan rotación electrónica como método para hacer el desplazamiento de fase en la onda reflejada. Realizar rotación electrónica de forma eficiente para altas frecuencias requiere emplear dispositivos que operen en estas frecuencias. Se han empleado diodos PIN pero éstos tienen limitaciones en frecuencias de microondas. Se han empleado conmutadores fabricados con tecnología MEMS los cuales son idóneos para trabajar en altas frecuencias. Sin embargo la fabricación de estos conmutadores es bastante compleja y delicada.

En este trabajo se propone utilizar rotación mecánica como método para introducir un desplazamiento de fase en la onda electromagnética reflejada por cada elemento del arreglo. En este sentido, se propone emplear dipolos como elementos del arreglo, éstos ofrecen la ventaja de tener baja polarización cruzada, ésta se presenta en menor medida en comparación con los anillos y otras formas de elementos radiantes. Debido a la geometría del dipolo, es posible integrarlo en un dispositivo que genere el desplazamiento en forma mecánica. Sin embargo, los dipolos tienen la enorme desventaja de que el ancho de banda de funcionamiento es estrecho. La resonancia del dipolo es muy sensible a cambios de frecuencia.

## 2.2 Principio de operación

En esta sección se presenta la interacción que tiene un dipolo de media longitud de onda ( $\frac{\lambda}{2}$ ) con una onda electromagnética, primero con una onda polarizada linealmente, con el objetivo de buscar la longitud exacta del dipolo en la que se encuentra en resonancia. Cuando se encuentra esta longitud del dipolo, se busca conocer la magnitud de los coeficientes de reflexión paralelo y ortogonal ( $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$ ) al dipolo. Esta búsqueda se realiza cuando el dipolo se encuentre en una posición de referencia de  $0^{\circ}$  y posteriormente se rota  $90^{\circ}$ . De esta manera se busca conocer el efecto que tiene sobre los coeficientes  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$  al realizar esta rotación.

Después se coloca una placa reflectora en el plano perpendicular al eje  $\hat{z}$ , se incide una onda polarizada circularmente con la intención de ver el comportamiento de los mencionados coeficientes. Cuando la placa reflectora se coloca detrás del dipolo, éstos (el dipolo y la placa) en conjunto representan un elemento espirafase.

Para el presente análisis se trabajará con dipolos de, aproximadamente media longitud de onda ( $\lambda$ ), con una frecuencia de trabajo de 30 GHz. Se realizaron los ajustes necesarios para encontrar la longitud del dipolo en la que éste se encuentra en resonancia. Esta longitud es 4.723 mm. En la figura 2.1 se observa el dipolo. En esta imagen el dipolo está referenciado a  $0^{\circ}$  y aún no se coloca la placa de metal reflectora.

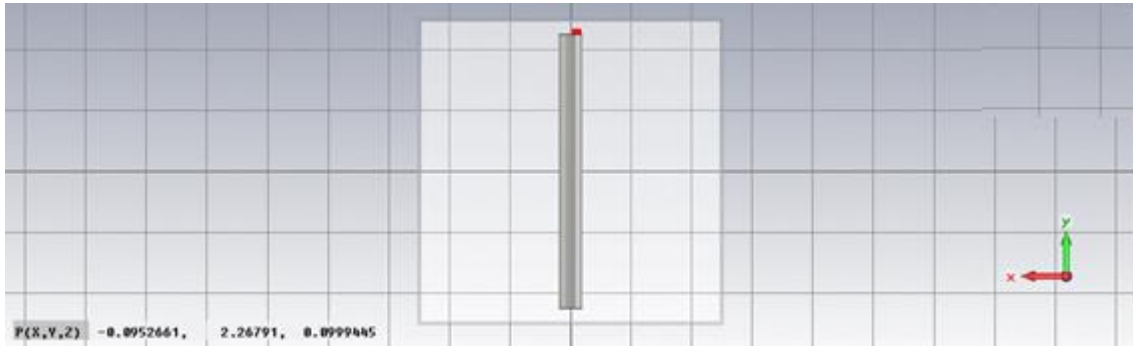


Fig. 2.1: Dipolo de  $\lambda/2$  de longitud, con posición angular de  $0^\circ$ .

Al realizar la simulación del elemento de la figura 2.1 con ayuda de un software especializado, se incide una onda electromagnética con polarización lineal en  $\hat{X}$  y otra polarizada en  $\hat{Y}$ . En la figura 2.2 se muestra los resultados de la simulación. Se observa que la primera polarización en  $\hat{X}$ , paralela al dipolo -círculos- es reflejada casi en su totalidad, para este caso el coeficiente de reflexión  $\Gamma_{||}$ , tiene una magnitud de 0.9999974 en la frecuencia de resonancia (30 GHz). En tanto que para la segunda polarización -mostrada con triángulos-, es ortogonal al dipolo, el coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\perp}$  tiende a cero, la magnitud de este coeficiente es de 0.0219077, en otras palabras, la onda se transmite *casi* en su totalidad.

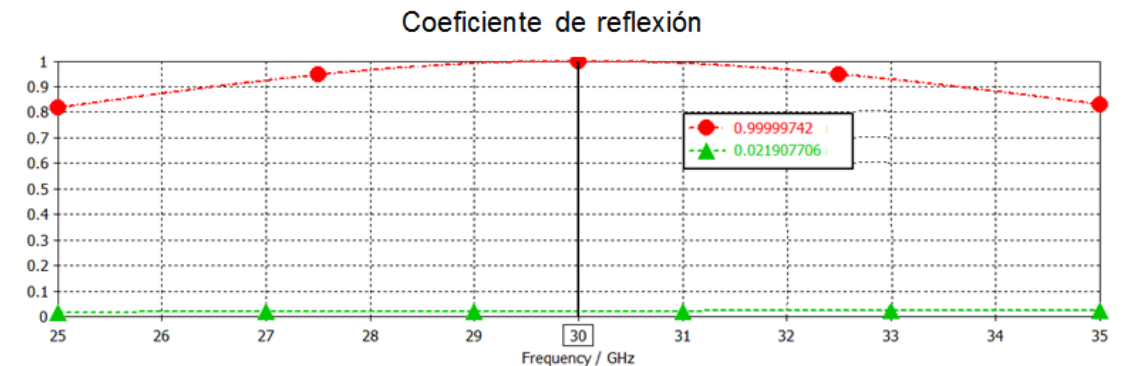


Fig. 2.2: Coeficiente de reflexión para el dipolo con posición angular de  $0^\circ$  y  $90^\circ$ .

Ahora, se considera que al dipolo mostrado en la figura 2.1, es utilizado en un arreglo reflectivo que utilice el principio espirafase, de esta manera, atrás del dipolo se agrega una placa reflectora en el plano XY a una distancia de  $\frac{\lambda}{4}$ . La placa se coloca a esa distancia, con el objetivo de lograr que los coeficientes de reflexión de las ondas reflejadas tengan una diferencia de fase de  $180^\circ$  y con esto evitar la polarización cruzada.

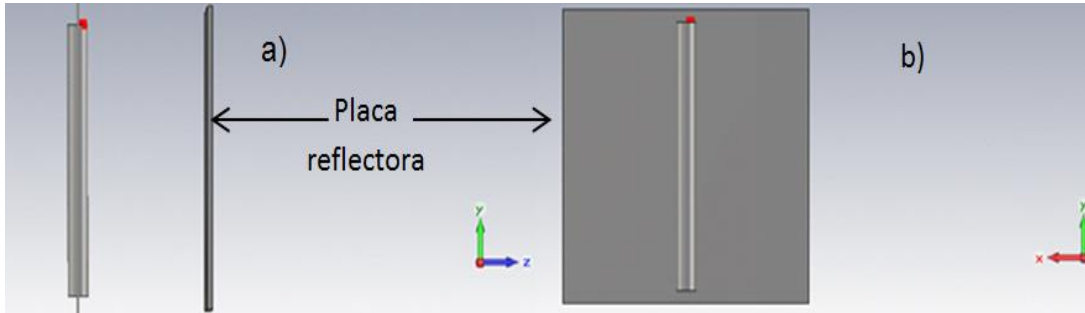


Fig. 2.3: Arreglo reflectivo basado dipolos tipo espirafase.

La distancia de la placa reflectora al dipolo se ajusta para obtener la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$ . Esta diferencia de fase se obtiene a una distancia de 2.5178 mm. En la figura 2.3 a) se observa gráficamente la manera en que se colocó la placa reflectora; mientras que en b) se observa una vista lateral del elemento reflectivo. Con esta simulación se busca para comprobar que se cumple con la condición  $\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp} = 0$ .

Al realizar la simulación del elemento de la figura 2.3, con el ajuste de la distancia de la placa, nuevamente se incide una onda polarizada linealmente que sea paralela al dipolo y otra que sea ortogonal a éste. En consecuencia, la onda paralela al dipolo es reflejada con un coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\parallel} = -1$ , debido a que el dipolo en la frecuencia de resonancia, puede ser considerado como una placa reflectora, en otras palabras un corto circuito.

Mientras que la onda ortogonal al dipolo continúa propagándose hasta encontrar la placa reflectora, colocada a 2.5178 mm del dipolo. Con estas condiciones, la placa reflectora es equivalente a una línea de transmisión de  $\lambda/4$  de longitud. Esta línea equivale a un transformador de impedancias, de esta manera, la placa reflectora que representa un corto circuito, para la componente ortogonal representará un circuito abierto, como consecuencia se reflejará con un coeficiente de  $\Gamma_{\perp} = 1$ . De esta manera, al garantizar que la distancia del dipolo a la placa sea  $\frac{\lambda}{4}$  se garantiza que la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión sea de  $180^{\circ}$  y por lo mencionado en el primer capítulo, aseguramos que la onda no controlada tienda a desaparecer.

En la figura 2.4 se observan los resultados de la simulación. El coeficiente de reflexión de la polarización paralela al dipolo, de rombos en la figura, es reflejada con una



fase de  $-178.17^\circ$ , en tanto que la onda ortogonal, de triángulos, es reflejada con una fase  $1.86^\circ$ . La diferencia de fase es  $\Delta\varphi = 180.03^\circ$ .

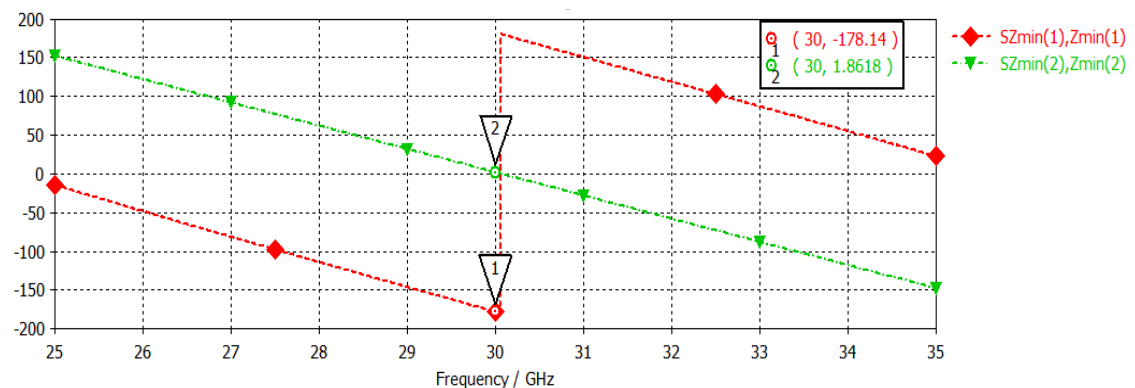


Fig. 2.4: Gráfica de la fase de los coeficientes de reflexión vertical y horizontal al dipolo con placa reflectora.

Con referencia al elemento de la figura 2.3, sobre éste se incide una onda electromagnética polarizada circularmente. En el capítulo anterior se mencionó que los elementos espirafase reflejan una onda electromagnética con una relación de fase de 2:1 respecto del ángulo de la posición angular del elemento [3].

La onda reflejada por un elemento espirafase, debe de ser del mismo tipo que la onda incidente, esto es, si se incide onda RCPH (de polarización circular de mano derecha) la onda reflejada también será RCPH. De esta manera si al elemento de la figura 2.3 se rota un ángulo  $\gamma$  con respecto al eje  $\hat{z}$ , como se muestra en la figura 2.5, la onda reflejada tendrá una diferencia de fase, con respecto a la incidente de  $2\gamma$ .

En el software utilizado para la simulación arroja los resultados utilizando la matriz de dispersión [S]. En este sentido, el coeficiente de reflexión que se obtuvo para la onda paralela al dipolo está asociado al parámetro  $S_{11}$ . Cuando el elemento de la figura 2.3 se rota  $90^\circ$  la fase de parámetro  $S_{11}$  tiene un desplazamiento de fase en  $180^\circ$  en comparación con el dipolo referenciado a  $0^\circ$ . Este efecto se describió con mayor detalle en la capítulo uno, se retoma con el fin de hacer énfasis en el cambio que sufre la onda reflejada al cambiar la posición angular del dipolo.

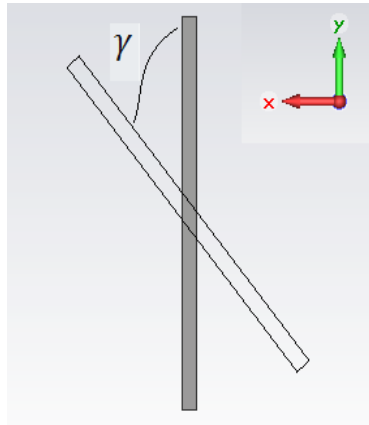


Figura 2.5: Rotación del dipolo en  $\gamma$  grados.

Se realizó la simulación de incidir una onda electromagnética polarizada circularmente de mano izquierda al elemento mostrado en la figura 2.5, rotando el dipolo  $\gamma = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ$ , se obtuvieron los resultados mostrados en la tabla 2.1 e ilustrados en la figura 2.6.

Para interpretar los resultados de la tabla 2.1, se debe de tomar como referencia la fase que se obtiene con el dipolo referenciado a  $0^\circ$ , en este caso se tiene una fase de  $-178.94^\circ$ . Con base en este resultado se espera que al girar el dipolo  $10^\circ$  se obtenga dependiendo de la el sentido de giro de la onda incidente, un cambio de fase de  $-128.27 \pm 20^\circ$ . En la tabla 2.1 se agrupan los resultados esperados y los resultados obtenidos de la simulación para los demás ángulos de giro.

<b>Ángulo de giro</b>	<b>Desfase teórico</b>	<b>Desfase en simulación</b>
<b>10°</b>	-108.27°	-110.016°
<b>20°</b>	-88.27°	-87.68°
<b>30°</b>	-68.27°	-63.10°
<b>40°</b>	-48.27°	-38.04°

Tabla 2.1: Desfases obtenidos por la rotación del dipolo.

Hay que tomar en cuenta que cuando se rota el dipolo, la interacción electromagnética cambia, en consecuencia el desfase introducido por la rotación del dipolo tiene un margen de error, lo que significa que la relación 2:1 no se cumple con exactitud. En la figura 2.6 se muestran las gráficas de los resultados de la tabla 2.1.

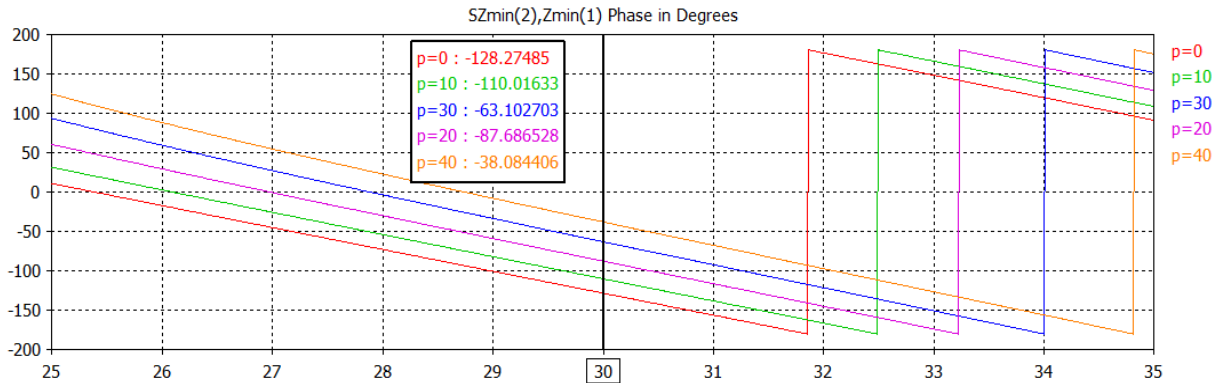


Fig. 2.6: Desplazamientos introducidos al rotar el dipolo de la figura 2.5.

## 2.3 Operación de los arreglos reflectivos basados en dipolos

Uno de los intereses principales en el estudio de los arreglos reflectivos planos es que el arreglo sea capaz de reflejar una onda electromagnética en una dirección deseada. Considerando que la onda incidente viaja en dirección del eje  $-z$ , la onda será reflejada con un ángulo  $\theta$  medido con respecto al eje normal al plano del arreglo, si los elementos son colocados sobre el eje  $\hat{x}$ , o con un ángulo  $\phi$  si los elementos son colocados sobre el eje  $\hat{y}$ . Sin embargo, los elementos pueden ser dispuestos en forma bidimensional sobre el plano  $XY$ , en este caso la onda reflejada tendrá componentes con ángulos  $\theta$  y  $\phi$ .

Para el entendimiento de los arreglos reflectivos es necesario hacer un estudio del comportamiento de los campos electromagnéticos en la frontera de los elementos que componen el arreglo. El teorema de Floquet es una herramienta que permite hacer el estudio electromagnético de estructuras periódicas que contienen un desplazamiento de fase lineal entre ellas. Para este teorema se considera que el arreglo es una estructura periódica e infinita. El teorema de Floquet es una extensión del teorema de Fourier que permite estudiar funciones periódicas con un aumento de fase lineal.

Cada elemento del arreglo reflectivo introduce una fase determinada a la onda reflejada. La cantidad de la fase que introducen los elementos del arreglo a la onda reflejada se asigna de tal manera que entre los elementos adyacentes (sobre un eje determinado) tengan un incremento lineal de esta fase. Esto quiere decir que si un primer

elemento se toma como referencia y no introduce ninguna fase, un segundo elemento adyacente al primero, introduce una fase de  $\Delta\psi_1$ , el tercer elemento, adyacente al segundo introduce un  $\Delta\psi_2$  y así sucesivamente. El incremento de  $\Delta\psi_1$  a  $\Delta\psi_2$ ,  $\Delta\psi_n$  es lineal.

Con base en la figura 2.7, el cambio de fase fijo entre los elementos del arreglo para el eje x y para el eje y, se pueden expresar como:

$$\psi_x = k_0 b \sin\theta \cos\phi \quad 2.1$$

$$\psi_y = k_0 d \sin\theta \sin\phi \quad 2.2$$

en donde  $k_0$  es el número de onda, definido como:  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ ;  $\lambda$  es la longitud de onda en el espacio libre, d y b representan las dimensiones de la guías onda.  $\theta$  y  $\phi$  representan los ángulos de elevación y azimutal respectivamente.

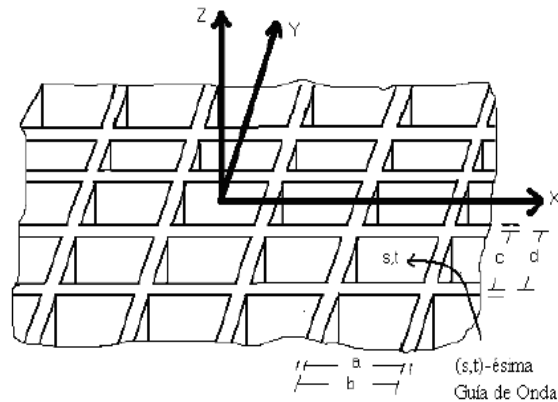


Fig.2.7: Arreglo de guías de onda [1].

Para analizar el teorema de Floquet, se considera la figura 2.7 donde se tiene un arreglo bidimensional de guías de onda cuadradas colocadas sobre el plano XY, las guías tienen dimensiones b y d. La onda electromagnética polarizada circularmente que incide sobre el arreglo puede ser vista como dos ondas polarizadas linealmente ortogonales, TE y TH.

Cuando una onda electromagnética incide sobre un arreglo con un desfase lineal entre sus elementos, cada elemento dispersa la onda en direcciones diferentes, en consecuencia el arreglo refleja una infinidad de ondas, de las cuales algunas se propagan

y otras se desvanecen. Por lo que la onda reflejada total por el arreglo se expresa como una suma de esta infinidad de ondas generadas. El teorema Floquet provee una descripción modal de todos los campos reflejados por el arreglo [1].

Los campos reflejados por el arreglo de la figura 2.7 satisfacen de la ecuación de Helmholtz:

$$(\nabla^2 + k^2)\xi(x, y, z) = 0 \quad 2.3$$

$\xi$  puede representar ondas electromagnéticas TE o TH. Considerando la dependencia de  $\xi$  sobre el eje z, estos campos se presentan como:

$$\xi(x, y, z) = e^{-j\beta z}\xi(x, y) \quad 2.4$$

donde  $\beta^2 = k^2 - k_x^2 - k_y^2$ .

Tomando nuevamente como referencia la figura 2.7, la condición de periodicidad que  $\xi$  se debe de cumplir es:

$$\xi(x + b, y + d, z) = e^{-j(\psi_x + \psi_y)}\xi(x, y, z) \quad 2.5$$

Considerando la dependencia de la onda electromagnética en el eje Z, y aplicando el método de separación de variables, la expresión 2.3 puede expresarse con las siguientes expresiones:

para la dependencia en x

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta x^2} + k_x^2\right)f(x) = 0 \quad 2.6$$

mientras que la dependencia en y

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta y^2} + k_y^2\right)g(y) = 0 \quad 2.7$$

Por las condiciones de periodicidad, la solución f(x) en 2.6 debe de ser periódica, sin embargo, de acuerdo con la figura 2.7 y a la expresión 2.1 se comporta como:

$$f(x + b) = f(x)e^{-j\psi_x} \quad 2.8$$

Lo que implica que la función f(x) es idéntica en cada periodo, pero se encuentra multiplicada por un factor exponencial que representa el incremento lineal de fase que tienen los elementos del arreglo sobre el eje  $\hat{X}$ . Para hacer la descripción de las ondas reflejadas por el arreglo se utiliza el teorema de Floquet, recordando que es una extensión del teorema de Fourier, por lo cual es necesario expresar f(x) en series de Fourier.

La formulación clásica de la serie de Fourier requiere que la función tenga periodicidad exacta, por lo que para expresar  $f(x)$  en series de Fourier se introduce la siguiente función [1]:

$$F(x) = f(x)e^{-j\left(\frac{\psi_x}{b}\right)x} \quad 2.9$$

$F(x)$  cumple con periodicidad exacta:

$$F(x + b) = f(x + b)e^{j\left(\frac{\psi_x}{b}\right)x} e^{j\psi_x} = F(x)$$

Al ser  $F(x)$  periódica, se puede expresar en series de Fourier de la siguiente manera:

$$F(x) = \sum_{-\infty}^{\infty} A_m e^{j\left(\frac{2\pi m}{b}\right)x}$$

2.10

Al tener una relación entre  $F(x)$  y  $f(x)$ , ésta última también se puede expresar en series de Fourier:

$$f(x) = \sum_{-\infty}^{\infty} A_m e^{j\left(\frac{2\pi m - \psi_x}{b}\right)x}$$

2.11

Como  $f(x)$  es solución de 2.6, entonces la constante de propagación  $k_x$  se puede expresar como:

$$k_x = \frac{2\pi m - \psi_x}{b} \quad 2.12$$

Para el caso de la dependencia en  $y$ , se tiene que  $g(y)$  de 2.7 también es periódica, de esta manera, siguiendo un procedimiento similar al de  $f(x)$ ,  $g(y)$  se puede expresar como series de Fourier de la siguiente manera:

$$g(y) = \sum_{-\infty}^{\infty} A_m e^{j\left(\frac{2\pi m - \psi_y}{d}\right)y}$$

2.13

Por lo que la constante de propagación  $k_y$  se puede expresar como:

$$k_y = \frac{2\pi m - \psi_y}{d} \quad 2.14$$

Cada elemento de las series 2.11 y 2.13 son un modo Floquet que físicamente representa una onda electromagnética polarizada linealmente, pudiendo ser ondas de tipo TE o TM. Para cada configuración del arreglo reflectivo, la onda electromagnética es reflejada en una dirección deseada, dos de estos modos Floquet un TE y un TM son los que se propagan en esa dirección.

Los modos Floquet son soluciones normalizadas de la ecuación 2.3, entonces se puede expresar como modos ortonormalizados;

$$\xi(x, y) = \sqrt{\frac{1}{bd}} e^{jk_{xn}x} e^{jk_{yn}y} \quad 2.15$$

De tal manera que cumpla:

$$\iint_{A_p} \xi_{mn} \xi_{n'm'}^* dx dy = \delta_{mm'} \delta_{nn'} \quad 2.16$$

donde  $\delta_{mm'}$  es la delta de Kronecker que tiene un valor de uno cuando  $m = m'$  y cero cuando  $m' \neq m$ .  $A_p$  es el área de cada celda, con forme a la figura 2.7  $A_p = b x d$ . La expresión 2.15 representa un conjunto de modos Floquet escalares.

A partir de la representación escalar de los modos Floquet, se puede hacer una representación vectorial de estos modos. La representación de los modos Floquet en forma vectorial es de la misma manera que los modos TE y TM son derivados en la teoría de guías de onda.

Para modos TE se tiene que  $\xi(x, y) = H_{z_{mn}}(x, y)$  y  $E_z = 0$ , los campos transversales  $E_{t_{mn}}$  y  $H_{t_{mn}}$  se pueden obtener como:

$$E_{t_{mn}} = \frac{j\omega\mu}{k_{mn}^2} \hat{z} \times \nabla_t H_{z_{mn}} \quad 2.17$$

$$H_{tmn} = \frac{j\beta_{mn}}{k_{mn}^2} \nabla_t H_{z_{mn}} \quad 2.18$$

Donde

$$k_{mn}^2 = k_{xm}^2 + k_{yn}^2$$

$$\nabla_t = \hat{x} \frac{\delta}{\delta x} + \hat{y} \frac{\delta}{\delta y} = j(\hat{x}k_{xm} + \hat{y}k_{yn})$$

Para obtener modos Floquet vectoriales ortonormalizados se define:

$$E_{tmn} = \frac{\omega\mu}{k_{mn}} \Psi_{1mn}(x, y) \quad 2.19$$

se tiene que

$$\Psi_{1mn} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{k_{yn}\hat{x} - k_{xm}\hat{y}}{k_{mn}} \right\} e^{j(k_{xm}x + k_{yn}y)} \quad 2.20$$

el 1 denota que se trata de un modo TE, estos modos cumplen con:

$$\iint_{Ap} \Psi_{1mn} \Psi_{1m'n'}^* = \delta_{mm'} \delta_{nn'} \quad 2.21$$

Los campos  $E_{tmn}$  y  $H_{tmn}$ , están relacionados de la siguiente manera:

$$\hat{z} \times H_{tmn} = \left( \frac{\beta_{mn}}{\omega\mu} \right) E_{tmn} \quad 2.22$$

de donde se obtiene la admitancia del modo TE es

$$Y_{1mn} = \frac{\beta_{mn}}{\omega\mu} \quad 2.23$$

De la misma manera, para los modos TM

$$\Psi_{2mn} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{k_{xm}\hat{x} - k_{yn}\hat{y}}{k_{mn}} \right\} e^{j(k_{xm}x + k_{yn}y)} \quad 2.24$$

y

$$\hat{z} \times H_{tmn} = \left( \frac{\omega\mu}{\beta_{mn}} \right) E_{tmn}$$

la admitancia para los modos TM es:

$$Y_{2mn} = \frac{\omega\epsilon}{\beta_{mn}} \quad 2.25$$



Dependiendo de las características requeridas para el arreglo, éste se divide en celdas unitarias que contienen celdas más pequeñas compuestas por un elemento del arreglo, para el presente trabajo un dipolo. Dependiendo del número de elementos que tenga la celda unitaria se podrán obtener diferentes ángulos de reflexión de la onda electromagnética reflejada. A continuación se exponen las características y los ángulos de reflexión para celdas unitarias con diferente número de dipolos.

### 2.3.1 Arreglo reflectivo con celda unitaria de tres dipolos

La posición angular que se asigna a los elementos que conforman la celda unitaria se define de la siguiente manera, tomando en cuenta la figura 2.8, en la cual hay una celda unitaria con tres dipolos. Al primer dipolo se le asigna un posición angular de referencia de  $\gamma_1 = 0^\circ$ , al segundo dipolo se le asigna  $\gamma_2 = \gamma_1 + \Delta\gamma$ , en tanto que para el tercer dipolo se tiene  $\gamma_3 = \gamma_2 + \Delta\gamma$ , de tal manera que si la celda unitaria tuviese más elementos, esta progresión del aumento angular continuaría. En este sentido,  $\Delta\gamma$  es la diferencia angular entre dos celdas pequeñas adyacentes, puede ser presentado como [2]:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi m}{N} \quad 2.26$$

Donde N es el número de elementos que componen la celda unitaria y m un número entero. Para el caso en el que se tuvieran elemento sobre el eje  $\hat{Y}$  se definiría el desplazamiento  $\Delta\gamma_y$ .

Sin embargo, el desplazamiento introducido en dos celdas pequeñas adyacentes puede ser expresado en términos de la diferencia de fase proporcionada por estas celdas, esto es  $\psi_x$ . Tomando en cuenta la relación 2:1 en la fase que es introducida por el elemento de la figura 2.3 en la onda reflejada,  $\Delta\gamma_x$  se puede expresar como [3]:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\psi_x}{2} \quad 2.27$$

con la ecuación 2.1 y figura 2.8 donde no se tiene elementos sobre el eje, por lo que  $\emptyset=0$ , en consecuencia:

$$\Delta\gamma_x = \frac{(k_0 d \sin\theta)}{2} \quad 2.28$$

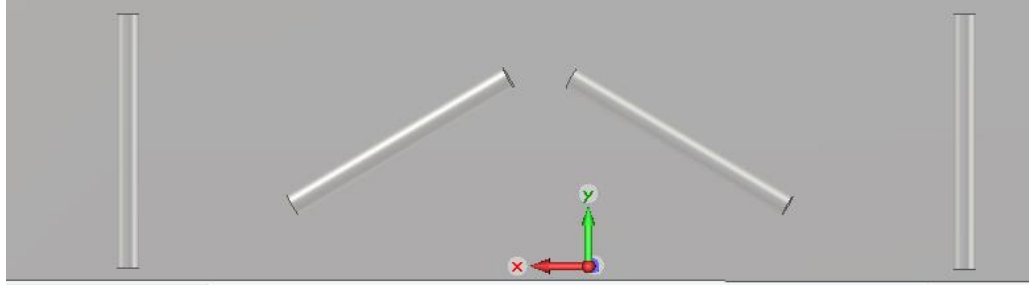


Figura 2.8: Arreglo reflectivo sobre eje X con celda unitaria de tres elementos y  $m=1$ .

Relacionando las expresiones 2.27 y 2.28 se tiene:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi m}{N} = \frac{(k_0 b \sin\theta)}{2} \quad 2.29$$

Con ayuda de la expresión 2.29 se puede conocer el ángulo con el que se refleja la onda electromagnética. Este ángulo está en función del número de elementos que conformen la celda unitaria y la distribución de fase ( $m$ ). El ángulo de la onda reflejada será entonces:

$$\theta_m = \text{angsen}\left(\frac{2\pi m}{N b k_0}\right) \quad 2.30$$

En la figura 2.9 se muestra la referencia con respecto a la cual se mide el ángulo con el que se refleja la onda electromagnética por el arreglo.

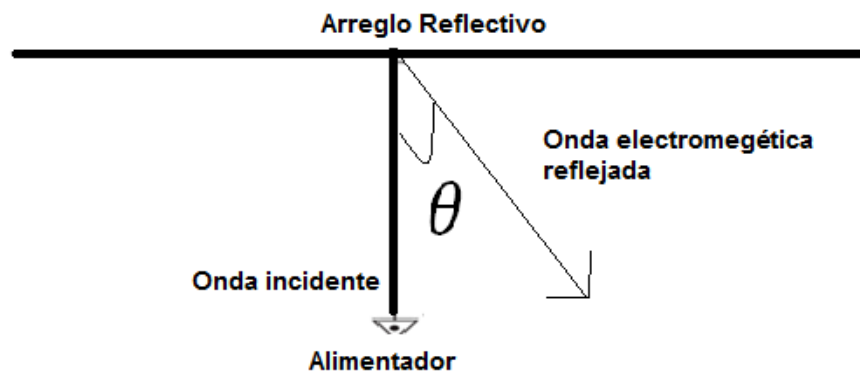


Fig. 2.9: Ángulo de reflexión de la onda electromagnética reflejada

Considerando que la onda reflejada por el arreglo puede ser vista como la suma de los modos Floquet, de los cuales, dos son los modos principales que son reflejados con el ángulo  $\theta_m$ . Se recurre nuevamente a la figura 2.8, cuya celda unitaria está compuesta por tres elementos, de acuerdo con la expresión 2.26,  $\Delta\gamma_x = \frac{\pi m}{N} = \frac{\pi}{3}$ , esto quiere decir que el primer dipolo estará en una posición de cero grados,  $\gamma_1 = 0$ , el segundo dipolo  $\gamma_2 = \gamma_1 + \Delta\gamma = 0 + \frac{\pi}{3}$ ; el tercer dipolo  $\gamma_3 = \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3} = \frac{2\pi}{3}$ , para este caso se obtendrá un ángulo de reflexión de  $37.97^\circ$ . En este ejemplo se utilizó  $m=1$ .

Para el caso de  $m=-1$ , las posiciones angulares de los dipolos quedarán de la siguiente manera:  $\Delta\gamma_x = \frac{\pi m}{N} = \frac{-\pi}{3}$ , de esta manera el primer dipolo estará en una posición de cero grados,  $\gamma_1 = 0$ , el segundo dipolo  $\gamma_2 = \gamma_1 + \Delta\gamma = 0 - \frac{2\pi}{3}$ ; el tercer dipolo  $\gamma_3 = \frac{-2\pi}{3} - \frac{2\pi}{3} = \frac{-4\pi}{3}$ . Para este caso el ángulo reflejado es  $-37.97^\circ$ . La celda unitaria de tres elementos y con  $m=-1$  se muestra en la figura 2.10, en comparación con la figura 2.8, se observa el efecto que tiene cambiar  $m$  de 1 a -1, básicamente consiste en hacer un reflejo de la onda retransmitida por el arreglo con respecto a  $m=1$ . Esto es, con  $m=1$  el ángulo de reflexión es  $\theta_1 = 37.97^\circ$ , con  $m=-1$  el ángulo de  $\theta_{-1} = -37.97^\circ$ .

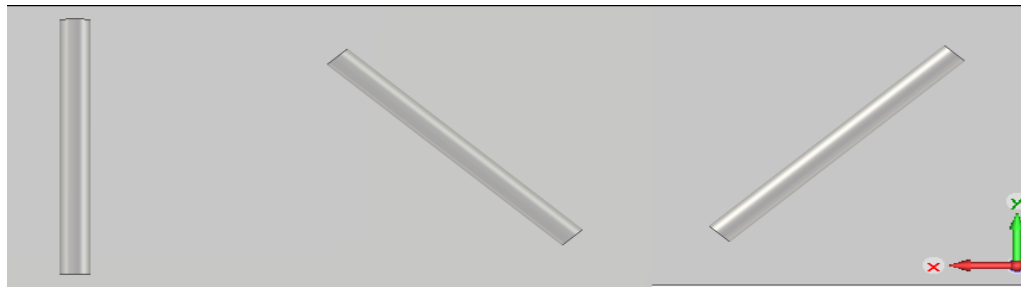


Figura 2.10: Celda unitaria de tres elementos con  $m=-1$ .

Los coeficientes de reflexión de los modos Floquet que se propagan para el caso de  $m=1$  y  $m=-1$  son  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$ . Estos modos se presentan en la figura 2.11.

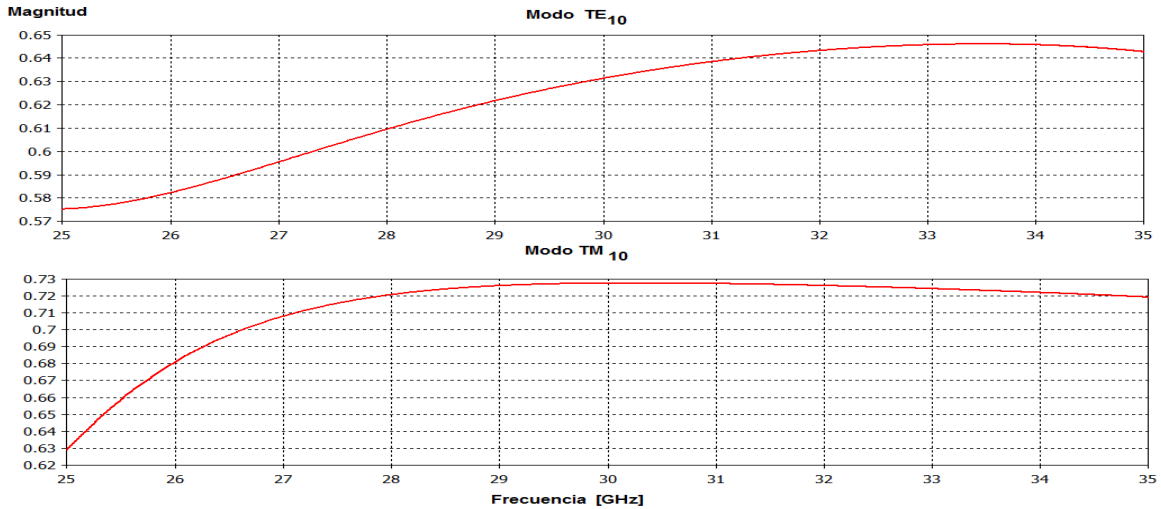


Fig. 2.11: Coeficientes de reflexión de los modos  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$  propagados para el caso de  $m=1$ .

La magnitud de los modos  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$  que se propagan, a 30 GHz, son 0.6313 para el primero, mientras que el segundo es 0.7273. Debido a que al incidir una onda electromagnética de polarización circular sobre el arreglo, éste refleja dos modos Floquet de polarización lineal que se propagan en la dirección deseada, se puede cuantificar la eficiencia del arreglo a partir de las pérdidas por conversión de la onda de polarización circular a las ondas de polarización lineal reflejadas.

A continuación se presenta la gráfica de las pérdidas por conversión para arreglos reflectivos con celda unitaria de tres elementos.

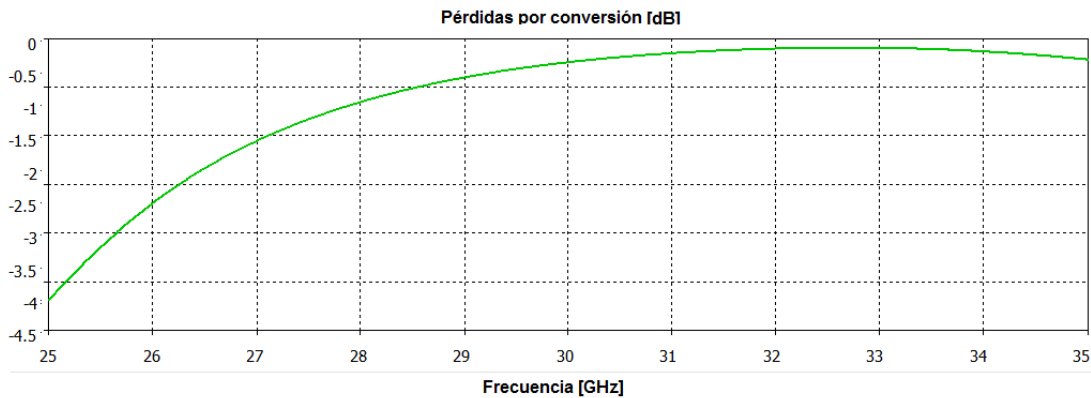


Fig. 2.12: Pérdidas por conversión para el caso de  $m=1$  y  $m=-1$  de arreglos con celdas unitarias de tres elementos.

Las pérdidas por conversión, a 30 GHz, son de -0.3268 dB, lo que significa que se pierde aproximadamente el 7.24 % de la onda incidente, las cuales son pérdidas relativamente bajas.

En conclusión, el arreglo reflectivo con celdas unitarias de tres elementos, está limitado en el número de ángulos que puede tener la onda reflejada, en este sentido el utilizar  $m=2$  resultaría que los dipolos tendrían la misma posición angular que para el caso de  $m=-1$ , y utilizar números más grandes ( $m=3,4,5\dots$ ) resultaría en múltiplos de las posiciones de los casos  $m=1$  y  $-1$ .

A continuación se explora diferentes configuraciones de arreglos reflectivos, aclarando los límites que tienen en cuanto al ángulo con el que puede re-direccionar la onda incidente, así como las pérdidas por conversión que se tienen para cada configuración del arreglo.

### 2.3.2 Arreglo reflectivo con celda unitaria de cuatro dipolos

Para el caso del arreglo con celda unitaria de cuatro dipolos, solo es posible obtener un ángulo de reflexión. Éste se encuentra para los casos de  $m=1$  y  $m=-1$ , son  $\theta_1 = 27.48^\circ$  y  $\theta_{-1} = -27.48$  respectivamente. En la figura 2.13 se pueden ver configuración del arreglo para los dos casos mencionados.

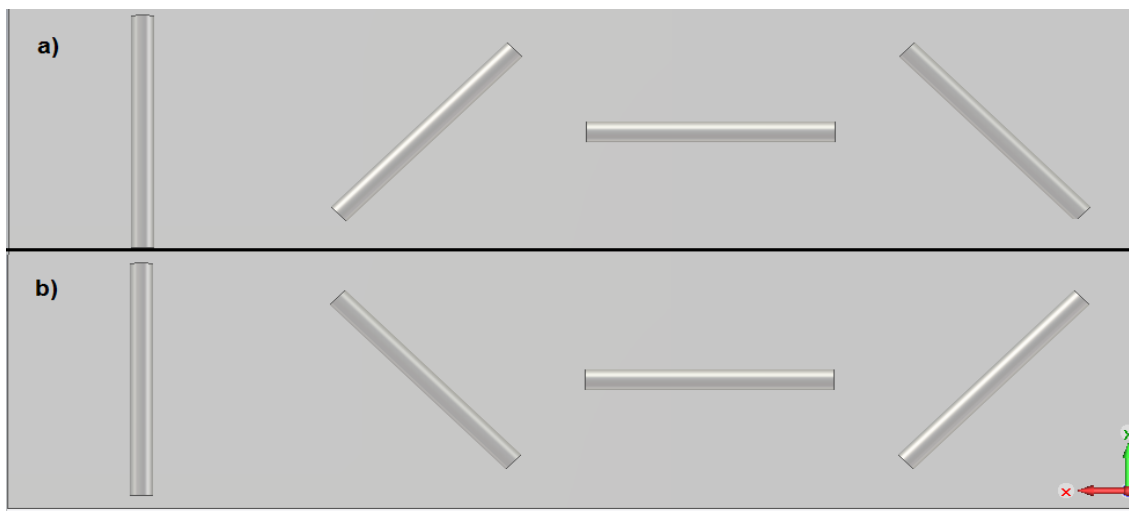


Fig. 2.13: Celda unitaria con cuatro elementos; a)  $m=1$ , b)  $m=-1$ .

La razón de que solo se puedan obtener dos ángulos con celdas unitarias de cuatro elementos obedece a factores geométricos. La diferencia angular introducida para este caso es  $\Delta\gamma_x = \frac{\pi m}{N} = \frac{m\pi}{4}$ . Para el caso de  $m=1$  es de  $\Delta\gamma_x = \frac{\pi}{4}$ , en consecuencia, la

posición de los dipolos es  $[0, \frac{\pi}{4}, \frac{2\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}]$ . Para  $m=-1$  es  $[0, \frac{-\pi}{4}, \frac{-2\pi}{4}, \frac{-3\pi}{4}]$ . El caso de  $m=2$  y  $-2$  no se utilizan, usar  $m=2$  sería equivalente a utilizar dos celdas unitarias con dos elementos.

Los casos de  $m=3$  y  $-3$ , la posición de los dipolos sería de  $[0, \frac{3\pi}{4}, \frac{6\pi}{4}, \frac{9\pi}{4}]$  para  $m=3$  y  $[0, \frac{-3\pi}{4}, \frac{-6\pi}{4}, \frac{-9\pi}{4}]$  para  $m=-3$ . Sin embargo, al segundo dipolo de  $m=3$  la posición angular se traduce en  $135^\circ$ , pero al segundo dipolo del caso  $m=-1$  tiene un posición angular de  $-45^\circ$ , sin embargo por la geometría, estos dos casos representan la mismas posición. Como se observa en la figura 2.14.

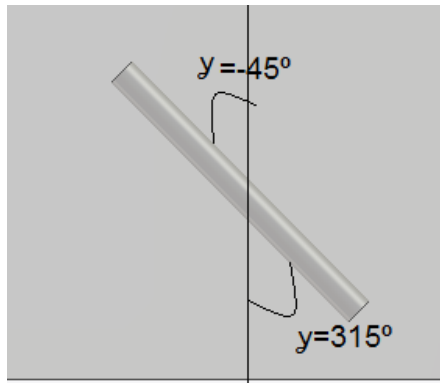


Fig. 2.14: Posición del segundo dipolo para los caso de  $m=-1$  y  $m=3$ .

La misma situación se presenta para los casos de  $m=1$  y  $m=-3$ . La limitante principal, en arreglos basados en dipolos, para obtener diferentes ángulos de escaneo, es el número de dipolos que conformen la celda unitaria.

Cuando se hace la simulación del arreglo, con la ayuda de un software especializado, se observa que con celdas unitarias de cuatro elementos, se generan 10 modos Floquet. Sin embargo solo dos de estos modos son los que se propagan, mientras que los todos los demás se desvanecen, los modos Floquet aparecen en parejas, de esta manera para el caso  $m=1$ , los modos Floquet propagados son:  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$ . En este sentido al tener la posibilidad de cambiar  $m$ , se tiene la posibilidad de cambiar el ángulo de reflexión. Pero por lo comentado en esta sección no siempre es posible cambiar  $m$ .

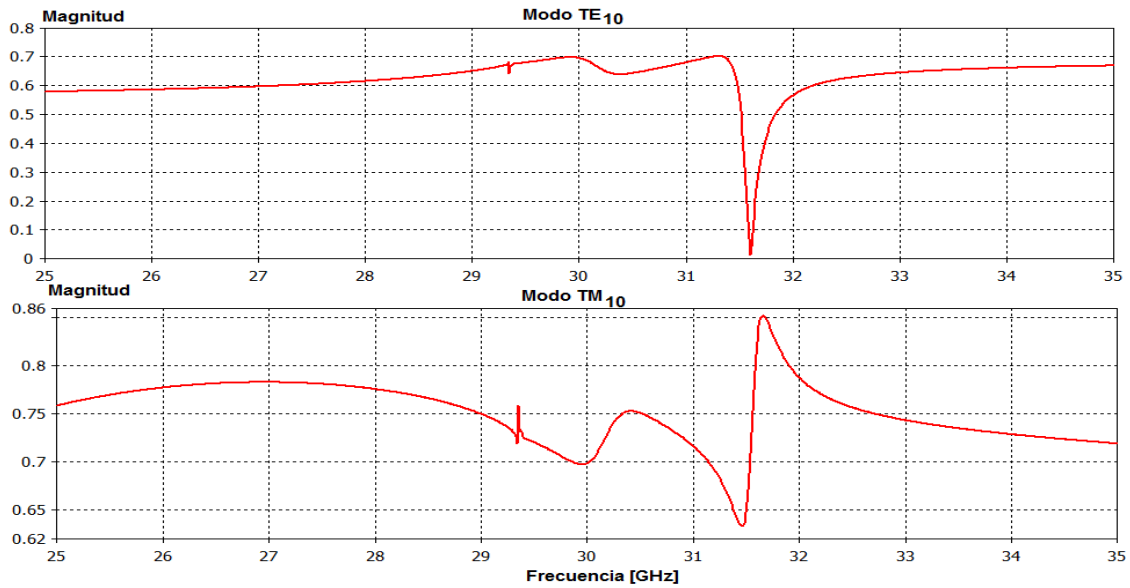


Fig. 2.15: Magnitud de los coeficientes de reflexión de los modos Floquet que se propagan para el caso de  $m=1$ . Ceda unitaria de cuatro elementos.

En la figura 2.15, se muestran las magnitudes de los coeficientes de reflexión modos Floquet que se propagan. Para el caso de  $m=-1$  los modos que se propagan son  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$ . El coeficiente de reflexión del modo  $TE_{10}$ , a 30 GHz, es 0.6849, en tanto que para el modo  $TM_{10}$  es de 0.6987.

En la figura 2.16 se muestran las pérdidas por conversión para esta configuración del arreglo reflectivo.

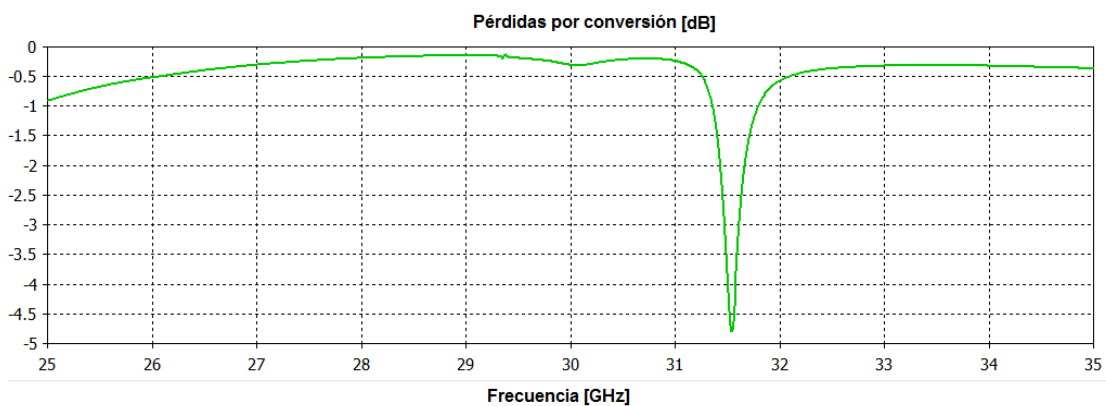


Fig. 2.16: Pérdidas por conversión. Ceda unitaria de cuatro elementos.

Las pérdidas por conversión, a 30 GHz, son -0.18 dB que significa que se pierde, aproximadamente el 4.27% de la onda incidente.

### 2.3.3 Arreglo reflectivo con celda unitaria de cinco dipolos

Para el caso del arreglo con celdas unitarias de cinco elementos, se tiene la capacidad de explorar el espacio con un mayor número de ángulos. En este caso, la diferencia angular introducida entre cada dipolo es  $\Delta\gamma_x = \frac{\pi}{N} = \frac{\pi}{5}$  con  $m=1$ ; por lo que la posición de los dipolos para el caso es:  $[0, \frac{\pi}{5}, \frac{2\pi}{5}, \frac{3\pi}{5}, \frac{4\pi}{5}]$ . Como se muestra en la figura 2.17.

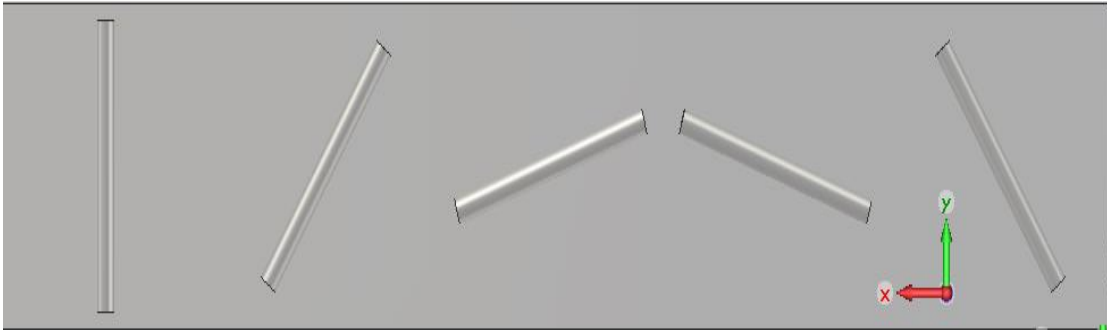


Fig. 2.17: Celda unitaria de cinco elementos  $m=1$ .

Para este caso, el ángulo con que la onda electromagnética se refleja, calculado con la expresión 2.17, es  $\theta_1 = 21.68^\circ$  y  $\theta_{-1} = -21.68^\circ$ . Comparando el este ángulo con el obtenido para el caso de cuatro dipolos en la celda unitaria, se encuentra que el primero es menor, de esta manera se observa el cambio en el ángulo de reflexión que se introduce al aumentar el número de elementos en la celda unitaria.

El par de modos Floquet, para  $m=1$  que se reflejan con el ángulo  $\theta_1$  y  $\theta_{-1}$  son  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$ , éstos se muestran en la figura 2.18.



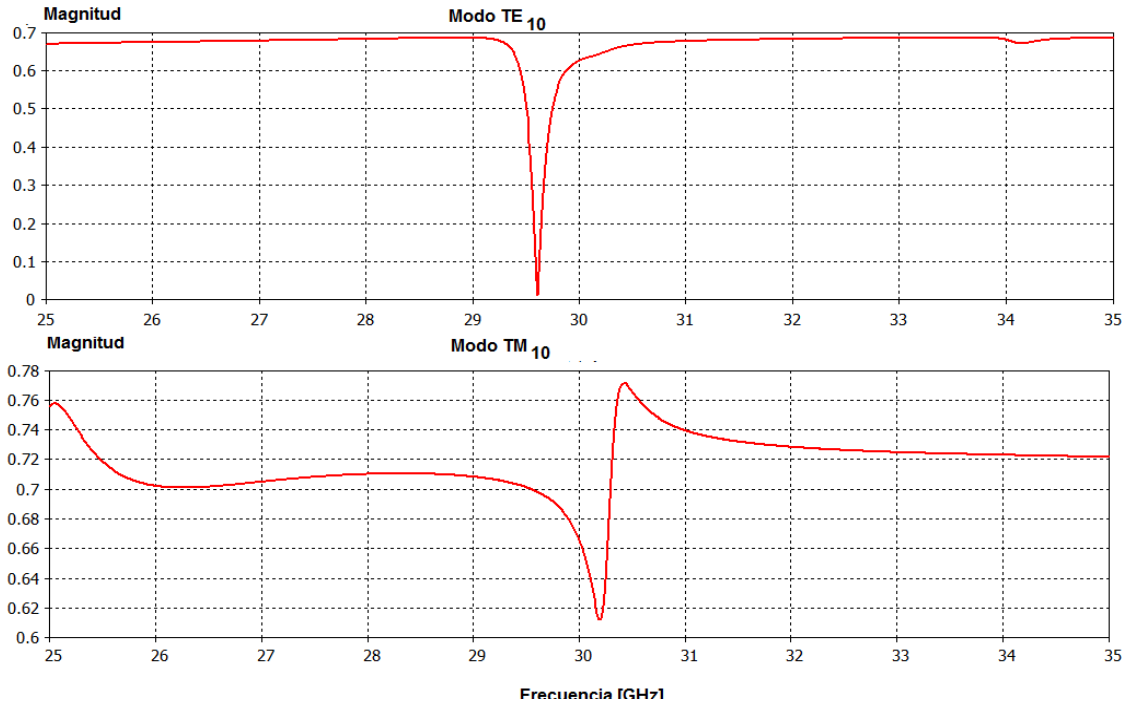


Fig. 2.18: Magnitud de los coeficientes de reflexión de los modos Floquet que se propagan para el caso de  $m=1$  y  $m=-1$ . Ceda unitaria de cinco elementos.

La magnitud de los coeficientes de reflexión de los modos  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$ , mostrados en la figura 2.18, son 0.692 y 0.666 respectivamente, ambos en la frecuencia de operación.

Para los casos de  $m=2$  y  $m=-2$ , la diferencia angular necesaria entre cada dipolo es:  $\Delta\gamma_x = \frac{2\pi}{N} = \frac{2\pi}{5}$ . La posición de los dipolos es:  $[0, \frac{2\pi}{5}, \frac{4\pi}{5}, \frac{6\pi}{5}, \frac{8\pi}{5}]$ . El ángulo de reflexión en este caso es:  $\theta_2 = 47.605^\circ$  y  $\theta_{-2} = -47.605^\circ$ . Los modos Floquet reflejados con esta configuración son  $TE_{20}$  y  $TM_{20}$ .

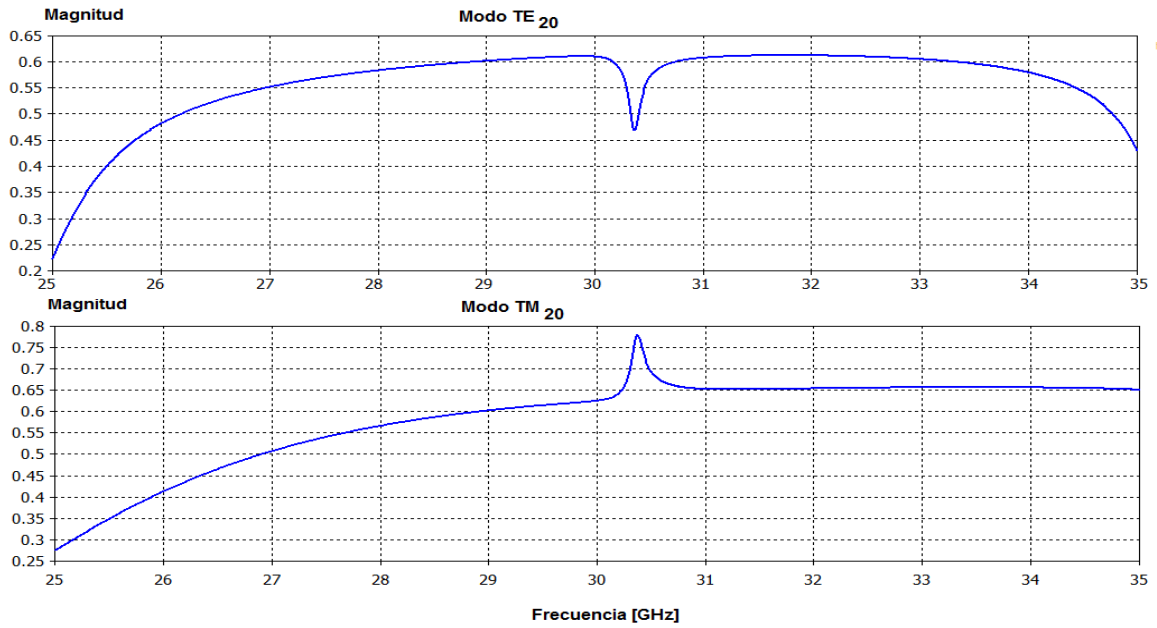


Fig. 2.19: Magnitud de los coeficientes de reflexión de los modos Floquet que se propagan para el caso de  $m=2$  y  $m=-2$ . Ceda unitaria de cinco elementos.

La magnitud de los coeficientes de reflexión de los modos  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$ , mostrados en la figura 2.18, son 0.6139 y 0.624 respectivamente, ambos en la frecuencia de operación.

Las pérdidas por conversión para los caso de  $m=1$  y  $m=2$  se muestran en la figura 2.20.

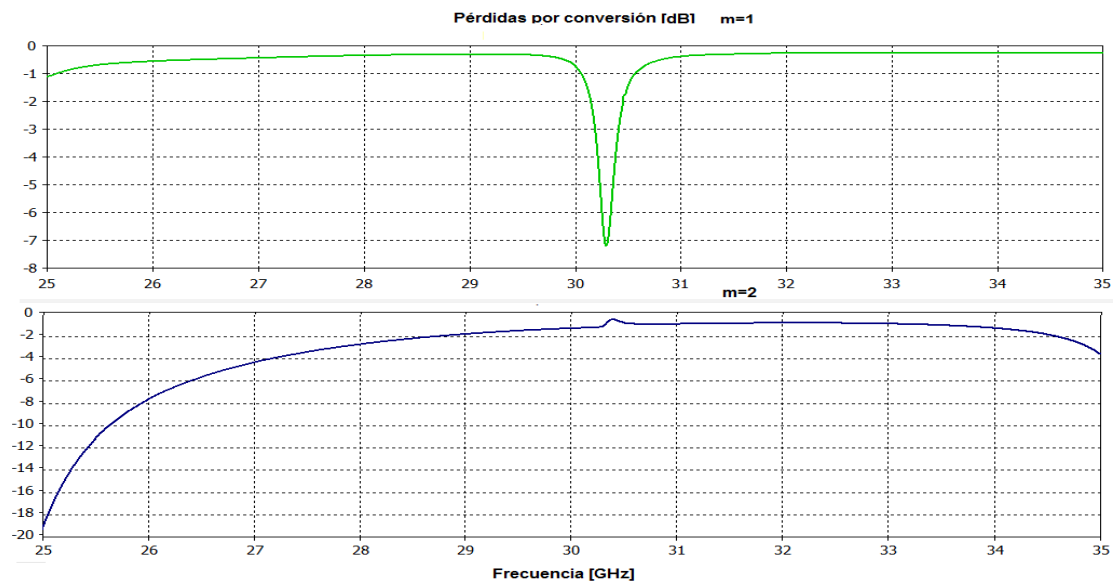


Fig. 2.20: Pérdidas por conversión para los casos de  $m=1$  y  $m=2$  en arreglos de celdas unitarias de cinco dipolos.

Para  $m=1$  y  $m=-1$  las pérdidas por conversión, a 30 GHz, son -0.35 dB, es decir que se pierde aproximadamente el 7.78 % de la onda incidente. Para  $m=2$  y  $m=-2$  estas pérdidas son de -1.15 dB, se pierde el 23% de la onda incidente.

## 2.3.4 Arreglo reflectivo con celda unitaria de seis dipolos

Las celdas unitarias con seis dipolos, presentan la peculiaridad de ser un múltiplo de tres, por lo que solamente tendrá la posibilidad de reflejar las ondas electromagnéticas para los casos de  $m=1$  y  $m=-1$ . Para  $m>1$ , por ejemplo  $m=2$ , el arreglo es equivalente a uno con celdas unitarias de tres elementos con  $m=1$ .

El arreglo con celdas unitarias de seis elementos, para los casos de  $m=1$  y  $m=-1$  se requiere de que los dipolos tengan una diferencia angular de  $\Delta\gamma_x = \frac{\pi}{6}$  y  $\Delta\gamma_x = -\frac{\pi}{6}$  respectivamente. Con esta diferencia de la posición angular entre los elementos, los dipolos tendrán las posiciones de  $[0, \frac{\pi}{6}, \frac{2\pi}{6}, \frac{3\pi}{6}, \frac{4\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}]$  para  $m=1$  y  $[0, -\frac{\pi}{6}, -\frac{2\pi}{6}, -\frac{3\pi}{6}, -\frac{4\pi}{6}, -\frac{5\pi}{6}]$  para  $m=-1$ , se obtiene los ángulos de reflexión:  $\theta_1 = 17.92^\circ$  y  $\theta_{-1} = -17.92^\circ$ . En estos casos los modos Floquet que se reflejan son:  $TE_{10}$ ,  $TM_{10}$ .

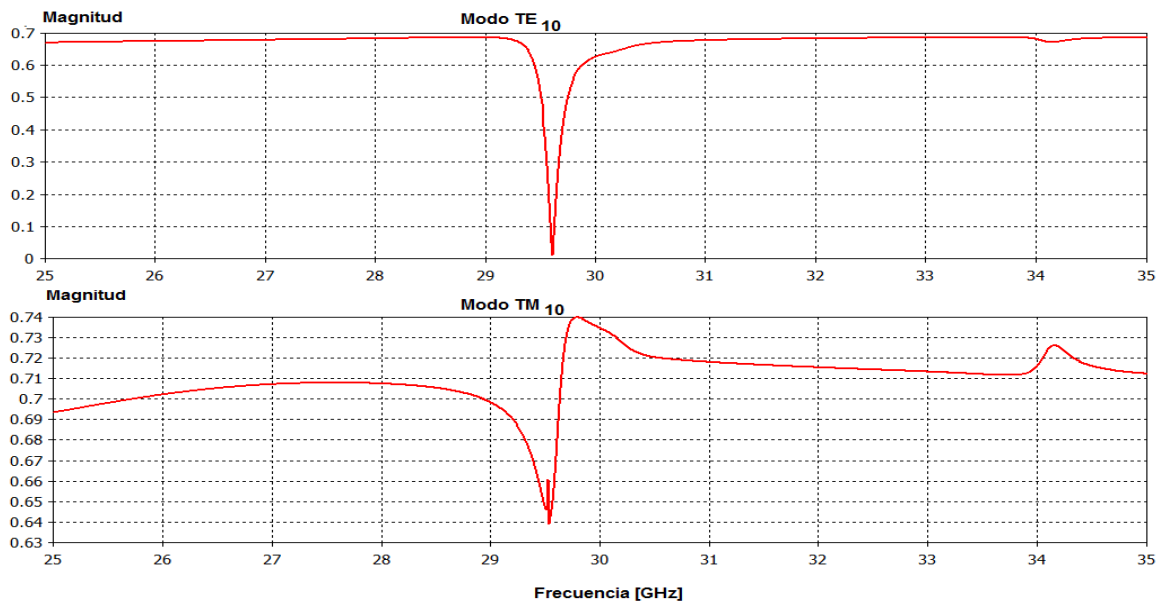


Fig. 2.21: Magnitud de los coeficientes de reflexión de los modos Floquet que se propagan para el caso de  $m=1$  y  $m=-1$ . Celda unitaria de seis elementos.

En la figura 2.21 se muestran la magnitud de los coeficientes de reflexión de los modos  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$ , mostrados en la figura 2.18, son 0.626 y 0.7344 respectivamente, ambos en la frecuencia de operación.

Las pérdidas por conversión se muestran en la figura 2.22.

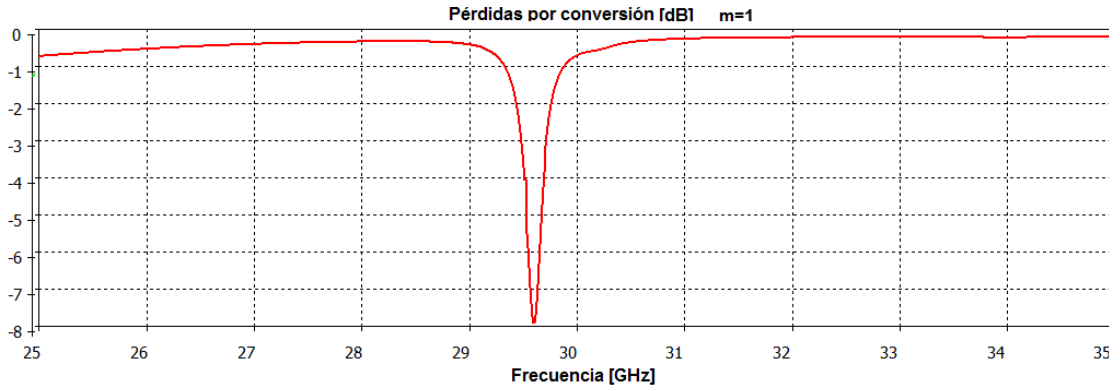


Fig. 2.22: Pérdidas por conversión para celda con seis dipolos y con  $m=1$ .

Las pérdidas por conversión a 30 GHz son -0.408 dB, lo que quiere decir que para arreglos configurados con celdas unitarias de seis dipolos se pierde alrededor del 8.9% de la onda incidente.

### 2.3.5 Arreglo reflectivo con celda unitaria de siete dipolos

Para los arreglos reflectivos con celdas unitarias con siete dipolos, se tiene un caso similar al de las celdas con cinco elementos, es posible obtener diferentes ángulos con que la onda electromagnética es reflejada, estos ángulos se obtienen para los casos de  $m= 1, 2$  y  $3$ . Para el caso de  $m=1$  la diferencia angular que es necesaria introducir en los dipolos es  $\Delta\gamma_x = \frac{\pi}{7}$ , en consecuencia, las posiciones angulares que tienen los dipolos es  $[0, \frac{\pi}{7}, \frac{2\pi}{7}, \frac{3\pi}{7}, \frac{4\pi}{7}, \frac{5\pi}{7}, \frac{6\pi}{7}]$ . El ángulo obtenido para este caso es:  $\theta_1= 15.29^\circ$ . Para el caso  $m=-1$ , el ángulo de reflexión  $\theta_{-1}= -15.29^\circ$ . Los modos que se propagan en este caso son  $TE_{10}$  y  $TM_{10}$ . Los coeficientes de reflexión de estos modos se muestran en la figura 2.23.

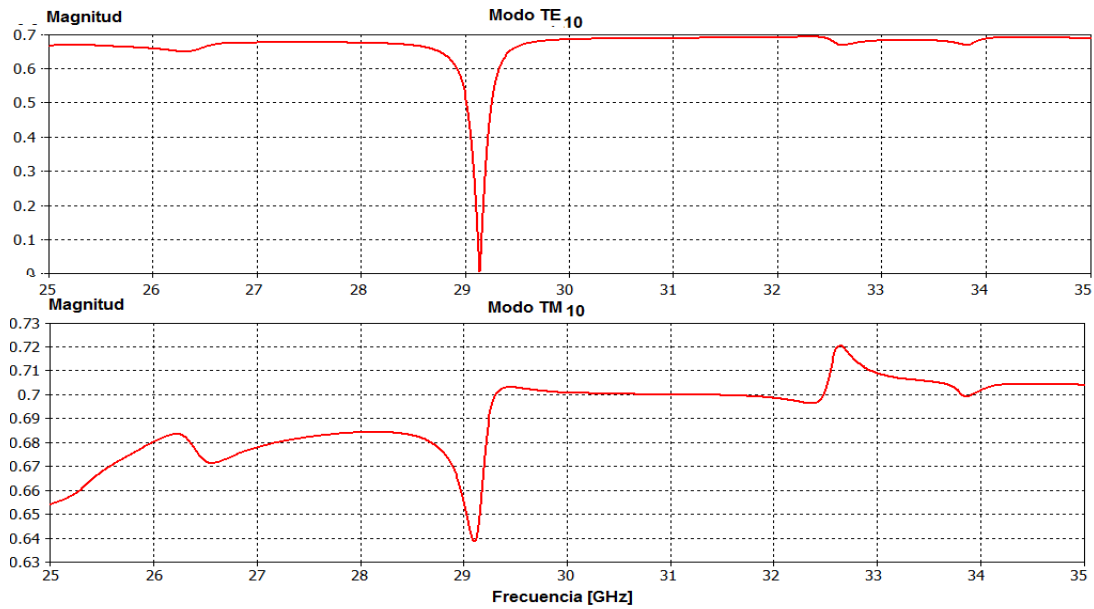


Fig. 2.23: Magnitud de los coeficientes de reflexión de los modos Floquet que se propagan para el caso de  $m=1$  y  $m=-1$ . Celda unitaria de seis elementos.

La magnitud del coeficiente de reflexión del modo  $TE_{10}$  es 0.6857, mientras que para el modo  $TM_{10}$  la magnitud del coeficiente de reflexión es 0.700. Las pérdidas por conversión se muestran en la figura 2.24.

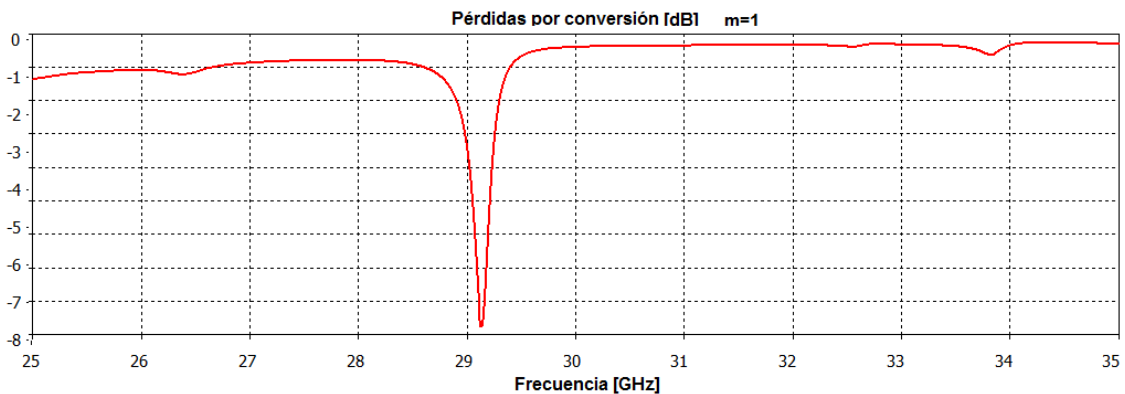


Fig. 2.24: Pérdidas por conversión para celda con siete dipolos y con  $m=1$ .

Las pérdidas por conversión a 30 GHz son -0.176 dB, es decir que se pierde el 3.98% de la onda incidente.

Para el caso de  $m=2$ , la diferencia angular entre los dipolos es  $\Delta\gamma_x = \frac{2\pi}{7}$ , el ángulo de reflexión es  $\theta_2 = 31.8364^\circ$ . Cuando  $m=-2$ , el ángulo es  $\theta_{-2} = -31.8364^\circ$ . Los modos que

se propagan para este caso son  $TE_{20}$  y  $TM_{20}$ . Los coeficientes de reflexión para estos modos se muestran en la figura 2.25.

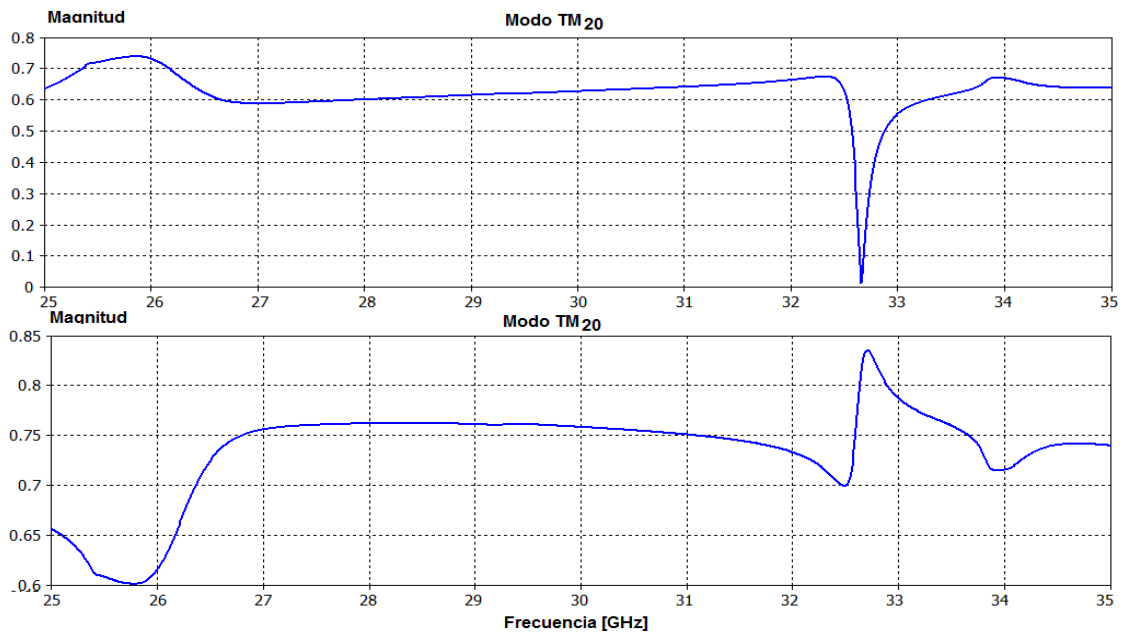


Fig. 2.25: Magnitud de los coeficientes de reflexión para el caso de  $m=2$ .

La magnitud del coeficiente de reflexión del modo  $TE_{20}$  es 0.627, mientras que para el modo  $TM_{20}$  la magnitud del coeficiente de reflexión es 0.758. Las pérdidas por conversión se muestran en la figura 2.26.

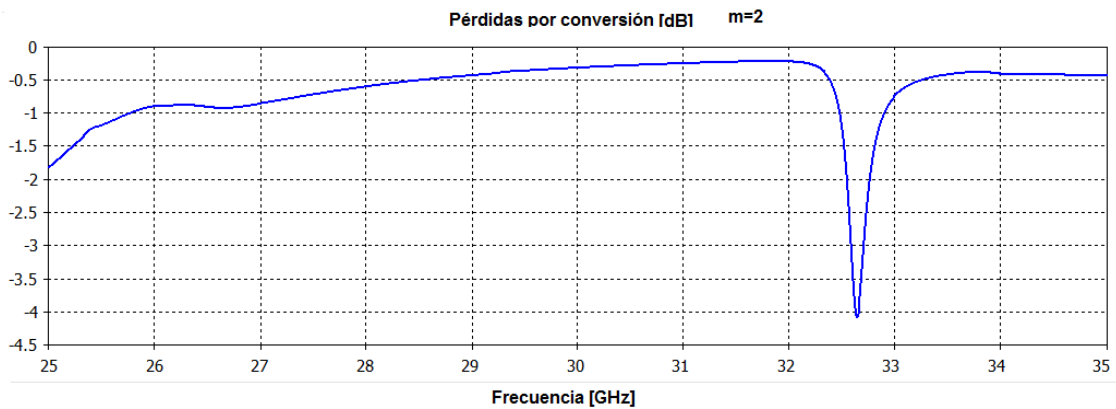


Fig. 2.26: Pérdidas por conversión para celda con siete dipolos y con  $m=2$ .

Las pérdidas por conversión del arreglo con siete dipolos y  $m=2$ , a 30 GHz, es -0.14 dB, que representa una pérdida del 3.23% de la onda incidente.

Para el caso de  $m=3$ , la diferencia angular entre los dipolos es  $\Delta\gamma_x = \frac{3\pi}{7}$ , el ángulo de reflexión  $\theta_3 = 52.372^\circ$ . Cuando  $m=-3$ , el ángulo es  $\theta_{-3} = -52.372^\circ$ . En estos casos, los modos que se propagan son  $TE_{30}$  y  $TM_{30}$ . En la siguiente figura se pueden observar los coeficientes de reflexión para esta configuración.

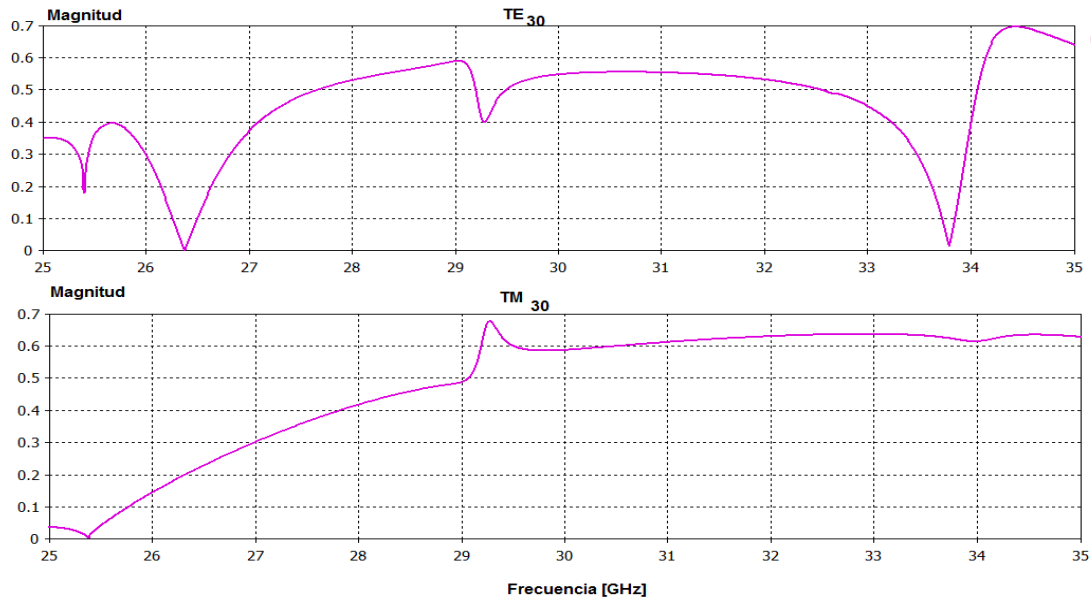


Fig.2.27: Magnitud de los coeficientes de reflexión para el caso de  $m=3$ .

Las magnitudes de los coeficientes de reflexión son 0.547 para  $TE_{30}$  y 0.586 para  $TM_{30}$ , en este caso los coeficientes de reflexión son considerablemente más pequeños. Las pérdidas por inserción a 30 GHz son -1.92 dB. Se pierde aproximadamente el 35% de la onda incidente. Estas pérdidas son considerablemente grandes.

## 2.3.6 Arreglo reflectivo con celda unitaria de ocho dipolos

Para el caso de arreglos con celdas de ocho elementos, se presenta la misma situación de los arreglos con celdas de tres y seis elementos. En este caso, solo es posible obtener dos ángulos de reflexión diferentes que corresponden a los casos de  $m=1$  y  $m=-1$ . La celda unitaria para el caso  $m=1$  se muestra en la figura 2.28.

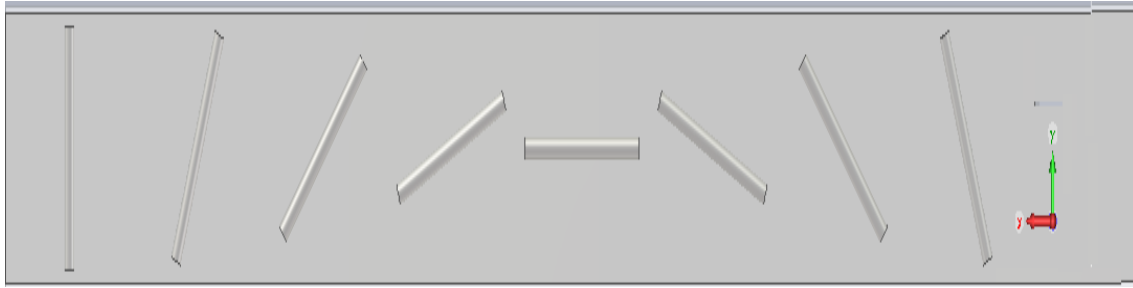


Fig. 2.28: Celda unitaria de ocho elementos para el caso de  $m=1$ .

Para estos casos es posible obtener  $\theta_1=13.34$  para  $m=1$  y  $\theta_1 = -13.34$  en  $m=-1$ . Los modos que se propagan en estos casos son  $TE_{10}$ ,  $TM_{10}$ . Los coeficientes de reflexión de estos modos se muestran en la siguiente figura.

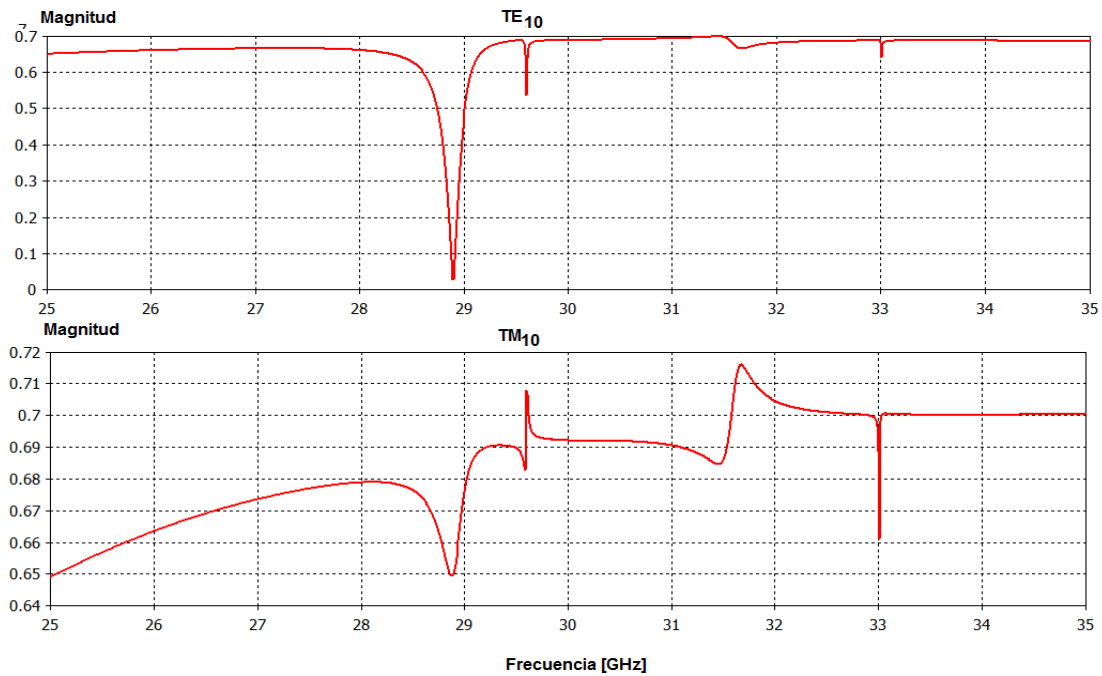


Fig. 2.29; Magnitud de los coeficientes de reflexión para el caso de  $m=1$ .

La magnitud de estos modos, en la frecuencia de operación, es 0.688 para  $TE_{10}$  y 0.692 para  $TM_{10}$ . Las pérdidas por conversión se muestran la figura 2.30.



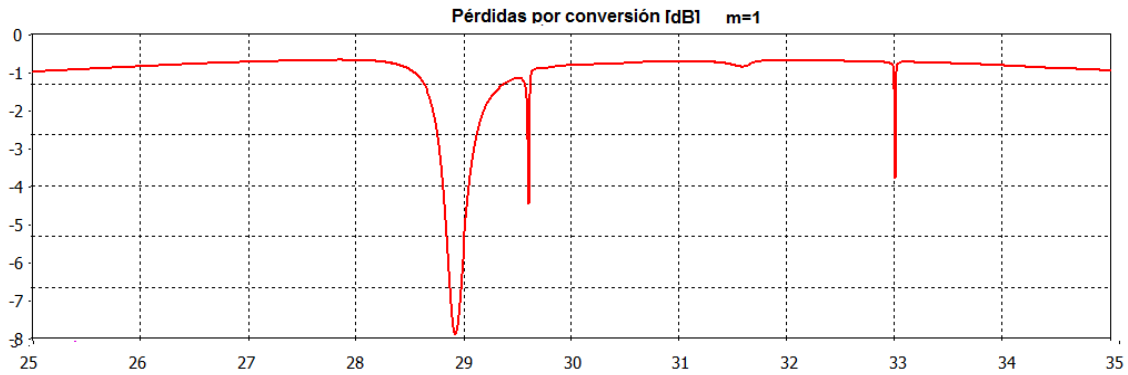


Fig. 2.30: Pérdidas por conversión para celda con ocho dipolos y con  $m=1$ .

Las pérdidas por conversión a 30 GHz es de -0.212 dB, se pierde el 0.47% de la onda incidente.

En esta configuración no permite utilizar  $m=2$  porque es múltiplo de número de ocho. Utilizar  $m=2$  tendría el mismo resultado que tener dos celdas unitarias de cuatro elementos. En contraste, el caso de  $m=3$  se tiene un ángulo de reflexión  $\theta_3 = 43.86^\circ$  con el cual se propagan los modos  $TE_{30}$  y  $TM_{30}$ . En la figura 2.31 se muestran los coeficientes de reflexión para estos modos.

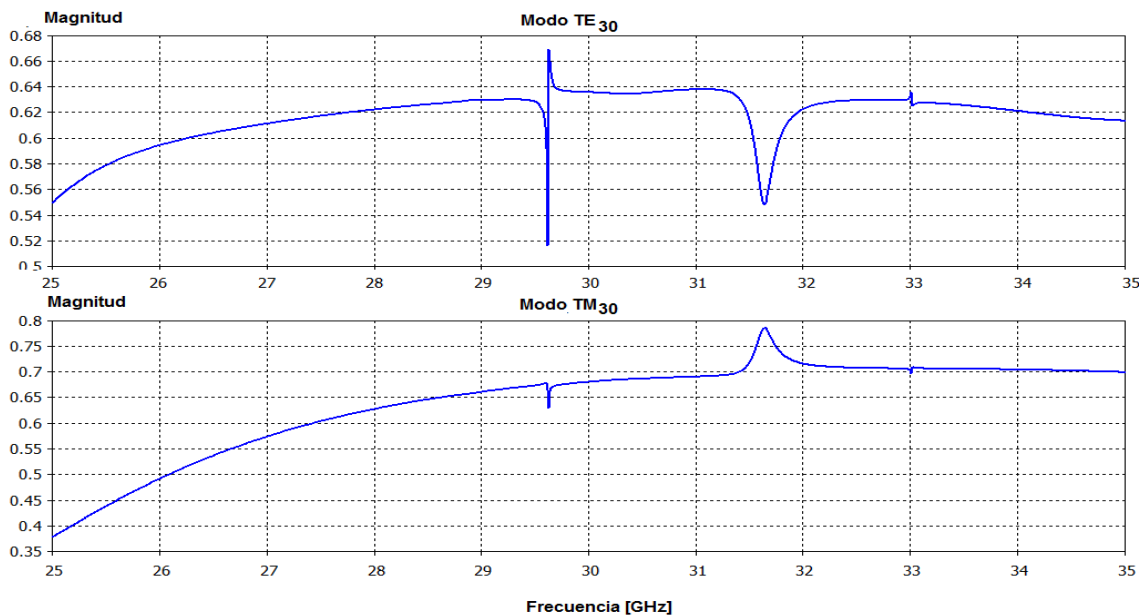


Fig. 2.31; Magnitud de los coeficientes de reflexión para el caso de celdas unitarias con ocho elementos y con  $m=3$ .

La magnitud de los coeficientes de reflexión de los modos  $TE_{30}$  y  $TM_{30}$  son 0.635 para el primero, mientras que para el segundo es de 0.680, las pérdidas por conversión se muestran en la figura 2.32.

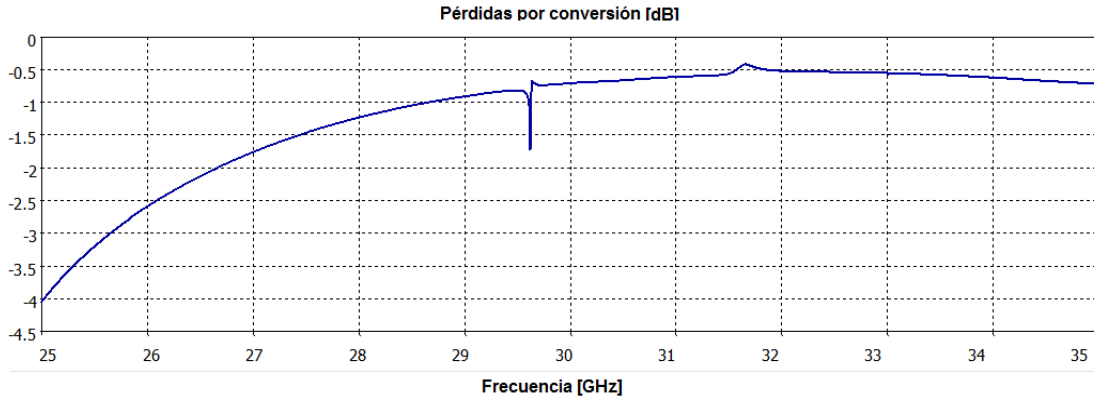


Fig. 2.32: Pérdidas por conversión para el caso de  $m=3$ .

Las pérdidas por conversión para esta configuración del arreglo reflectivo en la frecuencia de operación son -0.626 dB, representa la pérdida del 13% de la onda incidente.

Se presenta a continuación, a modo de resumen, los diferentes ángulos de reflexión, así como las pérdidas por conversión de las distintas configuraciones del arreglo.

<b>Número de elementos en la celda unitaria</b>	$m$	Ángulo de reflexión	Pérdidas por conversión dB
<b>N=3</b>	$m=1$	$\theta_1 = \pm 37.97^\circ$	
	$m=-1$		-0.3268
<b>N=4</b>	$m=1$	$\theta_1 = \pm 27.48^\circ$	
	$m=-1$		-0.180
<b>N=5</b>	$m=1$	$\theta_1 = \pm 221.68^\circ$	
	$m=-1$		-0.350
	$m=2$	$\theta_2 = \pm 47.605^\circ$	
	$m=-2$		-1.190
<b>N=6</b>	$m=1$	$\theta_1 = \pm 17.92^\circ$	
	$m=-1$		-0.408
<b>N=7</b>	$m=1$	$\theta_1 = \pm 15.29^\circ$	
	$m=-1$		-0.176
	$m=2$	$\theta_2 = \pm 31.83^\circ$	

<b>N=8</b>	m=-2		-0.14
	m= 3	$\theta_3=+/- 52.372^\circ$	
	m=-3		-1.92
	m= 1	$\theta_1=+/- 13.34^\circ$	
	m=-1		-0.212
	m= 3	$\theta_3=+/- 43.86^\circ$	
	m=-3		-0.626

Tabla 2.2: Relación de ángulos de reflexión y pérdidas por conversión para distintas configuraciones de la celda unitaria.

En la tabla 2.2, N representa el número de dipolos en la celda unitaria. Mientras que m es el modo asociado a el ángulo de reflexión correspondiente. Al observar los resultados obtenidos, el ángulo de reflexión para el mismo modo (misma m) disminuye conforme el número de dipolos dentro de la celda aumenta. Por ejemplo, N=3 y m=1, el ángulo obtenido con tres dipolos es  $\theta_1=37.97^\circ$ , mientras que con N=4 y m=1 es  $\theta_1=27.48^\circ$ , hasta disminuir a  $\theta_1=13.34^\circ$  en el caso de N=8. Para algunas aplicaciones sería importante manejar ángulos de escaneo de la dimensión de 13.34, sin embargo, utilizar esta configuración tendría la desventaja de ser no poder ser reconfigurable.

## 2.4 Conclusiones

Utilizar dipolos como elementos de un arreglo reflectivo tipo espirafase, dan la posibilidad de integrarlos en un dispositivo que genere la rotación mecánica necesitaría para el funcionamiento del arreglo. Una vez que se ajustó la longitud en la que el dipolo entra en resonancia, se realizó la simulación para observar el cambio de fase que se produce al variar la posición angular del dipolo cuando se coloca una placa reflectora en la parte posterior del dipolo. Se observó que los coeficientes de reflexión paralelo y ortogonal al dipolo tienen una diferencia de fase de  $180^\circ$  con lo que se asegura la disminución de la polarización cruzada.

Dentro del arreglo reflectivo tipo espirafase, cada uno de los elementos tienen una posición angular diferente, de tal manera que entre elementos adyacentes el cambio de la posición angular aumenta de forma lineal. Al incidir una onda electromagnética con polarización circular, el arreglo refleja una infinidad de ondas en diferentes direcciones, algunas de estas ondas se propagan y otras se desvanecen.

Para analizar los arreglos reflectivos con elementos dispuestos con diferentes posiciones angulares se hace uso del teorema de Floquet que es una extensión de las series de Fourier. Esta extensión permite expresar funciones que sean periódicas, con la excepción de que la función cambia de fase en cada periodo. De esta manera el campo total reflejado por el arreglo reflectivo se puede expresar en serie de Floquet, donde cada componente término de la suma corresponde un modo Floquet. Cada modo Floquet representa físicamente una onda electromagnética polarizada en forma lineal.

Al introducir el dipolo en un arreglo reflectivo, los dipolos se agrupan en celdas unitarias. Del número de elementos que contenga la celda unitaria depende la posición angular que se asigna a los dipolos. Cada configuración que tenga la celda unitaria está asociada a diferentes ángulos con que se reflejará la onda electromagnética incidente.

Para el presente trabajo se realizaron simulaciones considerando un arreglo lineal sobre el eje  $\hat{X}$ . Se realizó la simulación con arreglos con celdas unitarias compuestas de 3, 4, 5, 6, 7 y 8 dipolos. Comparando los ángulos de reflexión que se obtienen con las diferentes celdas unitarias, se observa que entre más elementos contengan, es posible obtener ángulos de reflexión más pequeños utilizando  $m=1$ .

Con  $m=2$  se pueden obtener ángulos de mayor tamaños con respecto a  $m=1$ , por ejemplo, el arreglo con celda unitaria con siete celdas, para  $m=1$ , los modos Floquet son reflejados con  $\theta = 15.29^\circ$ , mientras que para  $m=2$  son reflejados con  $\theta = 31.83^\circ$ . Con siete elementos en la celda unitaria, se puede utilizar  $m=3$ , con lo que el ángulo de reflexión es  $\theta = 52.37^\circ$ .

Con las celdas unitarias que permiten utilizar  $m=3$ , como el caso de siete y ocho elementos, es posible reflejar la onda electromagnética con ángulos de mayor tamaño, sin embargo, trabajar con modos de mayor orden, tiene como consecuencia mayores pérdidas por conversión.

## 2.5 Referencias

[1] Amitay Noach, V. Galindo, C.P. Wu, "Theory and Analisis of Phased Arrays Antenna; Wily-interscience, 1972.

[2] Martynyuk A. E., Martinez Lopez J. I., Rodriguez Cuevas J., Sydoruk Yu. K., "Wideband reflective array based on loaded metal rings", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Long Beach, CA, July 2005.

[3] Phelan, H.R. "Spiraphase- a New, Low Cost, Lightweight Phased Array", *Microwave Journal*, Vol. 19, No.12 pp. 41-44, December 1976

[4] Rodriguez Zamudio J., Martinez Lopez J. I., Rodriguez Cuevas J., Martynyuk A. E., "Reconfigurable Reflectarrays Based on optimized Spiraphase- Type Elements", IEEE Transactions on Antennas and propagation, Vol. 60, No. 4, abril 2012.

# Capítulo 3

## Dispositivo para generar la rotación

### 3.1 Alternativas para realizar la rotación

De acuerdo con lo expuesto en los capítulos anteriores, el funcionamiento de los arreglos reflectivos tipo espirafase se basa en la rotación angular de los elementos que integran el arreglo. La rotación poder realizarse en forma mecánica o electrónica. Para generar la rotación en forma mecánica se requiere que en la selección del dispositivo se tome en consideración las características de los arreglos reflectivos. Estas características, en conjunto, representan ventajas de los arreglos reflectivos frente a otro tipo de arreglos de antenas, principalmente: el bajo costo y el bajo peso, en consecuencia, la rotación de los elementos debe llevarse a cabo con mecanismos que sean de bajo costo y de bajo peso.

En la presente sección se estudian las diferentes opciones que hay para realizar la rotación mecánica. Principalmente hay dos opciones, por un lado utilizar mini-motores de pasos comerciales, y por otro lado fabricar el dispositivo utilizando tecnología MEMS y algún principio de actuación que se pueda aprovechar para generar el movimiento angular que se necesita.

Para este trabajo se propone utilizar una rotación mecánica empleando un dispositivo diseñado con tecnología MEMS. Esta tecnología ha sido empleada en arreglos reflectivos a través conmutadores con los cuales se realiza la rotación electrónica. Sin embargo, la tecnología MEMS ha sido poco empleada para generar rotación mecánica

#### 3.1.1 Mini-motor de pasos comercial

La primera opción para obtener el desplazamiento angular en forma mecánica es utilizar mini-motores comerciales. El mercado de los mini-motores comerciales presenta una gran cantidad de marcas, diseños y características. De acuerdo a la frecuencia de

operación del arreglo reflectivo, se necesita que las dimensiones y peso del mini-motor sean lo suficientemente pequeños. Al trabajar en 30 GHz, la longitud de onda,  $\lambda$ , es 10 mm, por lo que el tamaño del mini-motor debe de ser comparable con media longitud de onda.

Se encontró que el modelo SCL10-30 de la marca Namiki, se ajusta a las necesidades físicas del arreglo para trabajar a 30 GHz. En la imagen 3.1 se muestran las dimensiones este modelo.

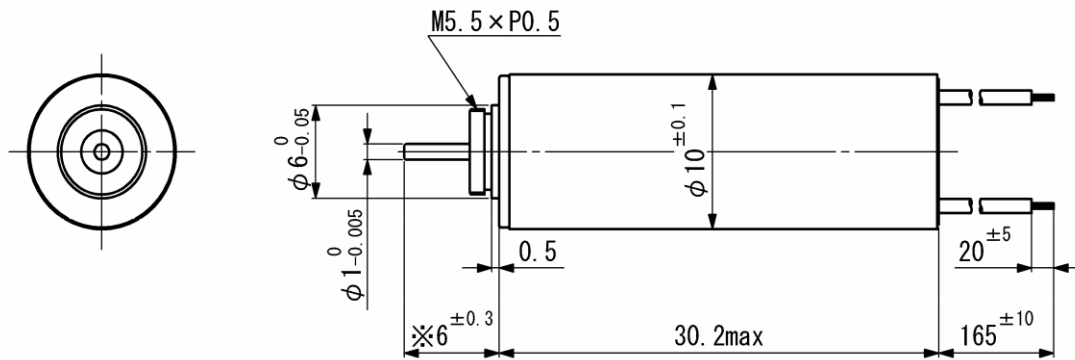


Fig., 3.1: Dimensiones del mini motor en mm.

Utilizar un mini-motor comercial tiene como ventaja de que se tiene un completo control de su funcionamiento. El fabricante provee las características necesarias para el funcionamiento óptimo del mini-motor. Como consecuencia se puede tener un control eficiente del ángulo de rotación para cada paso del motor, además de bajo voltaje de funcionamiento.

Sin embargo, estos mini-motores presentan desventaja del costo, esta desventaja es la principal razón para desechar esta opción. El precio aumenta al requerir de motores más pequeños, por lo que trabajar en frecuencias cada vez más altas, resulta más costoso. Dependiendo del número de mini-motores que se requiera, el modelo de la figura 3.1 tiene un costo que oscila los 275 dólares.



### 3.1.2 Micro-motor fabricado con tecnología MEMS

La segunda opción es la de fabricar micro-motores con tecnología MEMS. Utilizar esta tecnología permite eludir las limitaciones que se presentan con mini-motores comerciales.

MEMS es el acrónimo de *Micro-electro-mechanical systems* (Sistemas Microelectromecánicos), es una tecnología, que agrupa a dispositivos mecánicos, electro-mecánicos, sensores o actuadores de dimensiones del orden de micro-metros ( $1\mu\text{m}$  a  $1\text{mm}$ ) construidos con técnicas de micro-fabricación [6]. Comparando las dimensiones de los MEMS con la de diferentes objetos, por ejemplo el grosor promedio de un cabello humano es  $0.1\text{ mm}$ , un glóbulo rojo mide aproximadamente  $10\mu\text{m}$ , el espesor promedio de una hoja de papel bond es aproximadamente  $0.12\text{ mm}$ .

En la actualidad los dispositivos fabricados con tecnología MEMS son usados en un amplio rango de aplicaciones, principalmente utilizados como sensores o actuadores. Los sensores se usan para transferir información desde el ambiente en forma electrónica. En este sentido, los sensores se pueden utilizar para detectar propiedades mecánicas como presión, aceleración, fuerza, posición, temperatura e incluso detectar radiación.

Los micro-actuadores se utilizan para transformar energía no mecánica en energía mecánica. Se dividen en dos clases, por un lado los mecanismos y por el otro micro-estructuras deformables. Los actuadores del tipo mecanismos, como los micro-motores, proveen desplazamiento y fuerza a través del movimiento de un cuerpo rígido. Mientras que los micro-actuadores deformables, como conmutadores, proporcionan fuerza o desplazamiento a través de una deformación mecánica.

Para generar el desplazamiento en los micro-actuadores se aprovechan los efectos de diferentes principios físicos. Entre estos efectos se encuentran: electrostático, piezoeléctrico<sup>2</sup>, magnético, efecto térmico. Dependiendo del principio de actuación se clasifican a los micro-actuadores.

---

<sup>2</sup> Efecto piezoeléctrico es una propiedad que se presenta en algunos cristales que al ser comprimidos generan una diferencia de potencial. El cuarzo es un material que presenta esta propiedad.

La gran variedad de aplicaciones que tienen los MEMS se debe a las ventajas que ofrece esta tecnología, en microondas utilizar MEMS resulta beneficioso debido a que el tamaño de éstos es comparable con la longitud de onda a estas frecuencias.

## 3.2 Tipos y características de los micro-motores

Los micro-motores MEMS son micro-actuadores de estructura. Dependiendo del principio de actuación que utilicen, se pueden clasificar en dos tipos. Por un lado los micro-motores que utilizan el principio de actuación electrostático, y por otro los micro-motores que utilizan el principio de actuación magnético. Los primeros se basan en capacitancia variable, mientras que los segundos emplean la variación de reluctancia.

La geometría de los micro-motores básicamente se compone de dos elementos: el estator y el rotor. El primero es la parte fija y tiene la misión de crear las condiciones para general el movimiento del rotor, esto es, en el caso de un micro-motor magnético, a través del estator fluye la corriente que genera el campo magnético. El rotor es la contra parte del estator, es la parte móvil del micro-motor.

### 3.2.1 Micro-motor de reluctancia variable

Los micro-motores de actuación magnética funcionan a partir de la variación de la reluctancia magnética. Ésta se define como la resistencia que pone un material al paso del flujo magnético, se puede expresar como:

$$R = \frac{l}{\mu A} \quad 3.1$$

Donde:

- $R$  = reluctancia A/Wb
- $l$  = longitud del circuito m
- $\mu$  = permeabilidad magnética del material H/m
- $A$  = área de la sección del núcleo magnético m<sup>2</sup>

De esta manera al variar la corriente en los polos del estator se puede variar la reluctancia, en la figura 3.2 se observa un motor convencional de reluctancia variable.

Cuando se varía la reluctancia de algún polo del estator, con el uso de bobinas, el polo del rotor y el polo excitado más cercano del estator tenderán a alinearse.

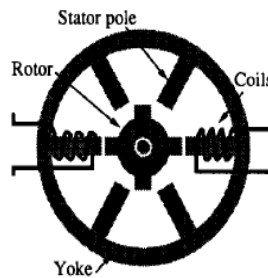


Fig. 3.2: Motor de reluctancia variable [1].

El diseño de este tipo de motor debe tomar en cuenta que un par de polos del rotor se alinearán con un par de polos del estator diferente para cada posición angular del motor. Cada par de polos del estator componen una fase, los polos del par están colocados a  $180^\circ$  uno con respecto del otro, de esta manera, si en el estator se tiene seis polos colocados equidistantemente, el motor en cuestión tendrá tres fases posibles.

Aplicar el funcionamiento descrito de los motores de reluctancia variable a micro-motores, se requiere adaptar las bobinas convencionales a la tecnología fabricación MEMS. Se debe proponer alguna sustitución de las bobinas convencionales por unas que sean posibles de fabricar con tecnología planar de fabricación.

En la figura 3.3 se observa la equivalencia entre bobinas convencionales y bobinas fabricadas con tecnología planar de micro-fabricación. La estructura de estas últimas, 3.3 a), se basa en un núcleo magnético definido con dos niveles de alturas, mientras que en cada cambio de altura está enrollado un conductor que se excitará con corriente eléctrica, de esta manera se guía el flujo magnético [1].

Con la posibilidad de construir micro-bobinas con tecnología planar que se integrarán en un micro-motor como el mostrado en la figura 3.4. El micro-motor de esta imagen está constituido por diez polos en el rotor y doce polos en el estator. Cada polo del estator está asociado a un parche. Cada par de parches constituyen los extremos del conductor que está enrollado en el núcleo magnético que constituye la bobina. En este sentido, los extremos del núcleo magnético de la bobina corresponden a un par de polos del estator.

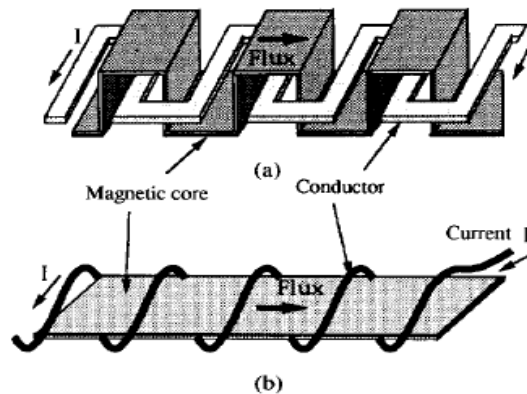


Fig. 3.3: a) Bobina con tecnología planar, b) equivalente de la bobina de a) [1].

Al principio de esta sección se mencionó que para cada fase del motor se requiere que dos polos del estator se deben de alinear con dos polos del rotor. En consecuencia, para un micro-motor implementado con bobinas como la de la figura 3.3, cada fase requiere que se alineen dos pares de polos para el rotor y el estator.

El sentido del giro cambia dependiendo de la dirección de la corriente con que se excite. Con respecto a la figura 3.4, la letra A (figura 3.4) se encuentra entre dos parches sobre los cuales se realiza la excitación para esa fase. Si al parche de la izquierda de A se asigna un voltaje cero y al parche de la derecha un voltaje  $V$ , la corriente fluirá del parche de la derecha al de la izquierda. Al asignar al parche de la derecha de A un voltaje cero y al de la izquierda un voltaje  $v$ , la corriente fluirá en sentido contrario que para el caso anterior. De esta manera, al cambiar la dirección de la corriente eléctrica, se cambia la dirección del flujo magnético, en consecuencia, el sentido del giro del micro-motor.

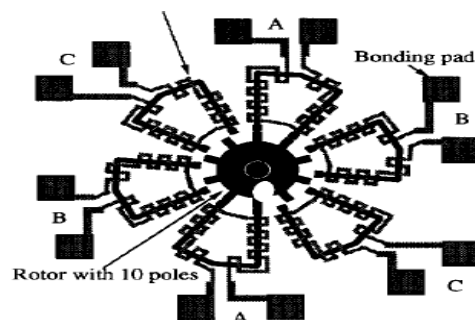


Fig. 3.4: Micro-motor de reluctancia variable tres fases [1].

El micro-motor de la figura 3.4, puede tener tres diferentes fases, A, B, y C. En un determinado tiempo se excita la fase A, cuando los polos del estator y del rotor se alineen,

la excitación en A se apagan y la siguiente fase es encendida para continuar con el movimiento de rotación del motor.

### 3.2.2 Micro-motor de actuación electrostática

Se puede utilizar el principio de actuación electrostática para generar el movimiento de rotación angular. El micro-actuador que se emplea para utilizar este principio es un micro-motor de capacitancia variable.

El micro-motor que utiliza el principio de actuación electrostática de capacitancia variable es como el que se muestra en la figura 3.5. Este micro-motor está conformado igual que el micro-motor de reluctancia variable, por un estator y un rotor, ambos cuentan con una serie de polos distribuidos en forma circular y equidistantemente como se muestra en la misma figura.

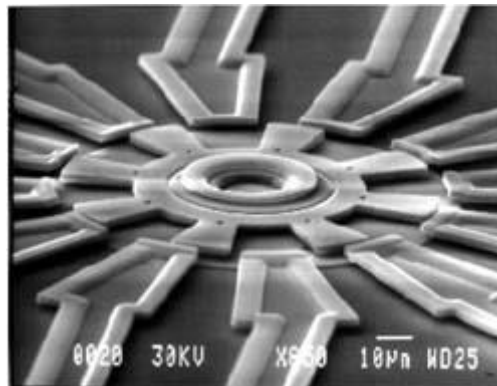


Figura 3.5: Micro-motor electrostático [6].

De acuerdo con la figura 3.5, las caras laterales del estator y del rotor que quedan frente-frente se pueden modelar como un capacitor de placas planas y paralelas. Por lo que el desempeño del micro-motor electrostático depende de los parámetros del capacitor de placas planas, como son el área y la distancia entre las placas.

Para un capacitor de placas planas y paralelas, la capacitancia se puede obtener como:

$$C = \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad 3.2$$

Donde A es el área de las placas del capacitor, d es la distancia entre las placas y  $\epsilon_0$  es la permitividad eléctrica del vacío. La energía eléctrica que se almacena en el

capacitor está en función de la capacitancia y del voltaje aplicado entre las placas, se expresa de la siguiente forma:

$$U_e = \frac{1}{2} CV^2 \quad 3.3$$

$U_e$  es la energía eléctrica almacenada, C es la capacitancia y V es el voltaje entre las placas.

El principio de actuación electrostático se basa en las fuerzas de atracción entre cargas positivas y negativas. De acuerdo con la figura 3.6, donde se tienen dos placas conductoras igualmente cargadas pero con cargas opuestas, es decir, una tiene una carga Q y la otra con  $-Q$ . Los vectores dibujados representan la fuerza de atracción que se presentan entre las dos placas. Estas fuerzas de atracción tienden a alinear las dos placas, cuando las placas están alineadas, el movimiento cesa.

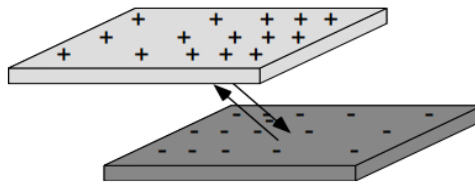


Fig.3.6: Principio de actuación electrostática.

Aplicar el principio de actuación electrostático en un micro-motor como el mostrado en la figura 3.5, se requiere inducir una polaridad diferente en el estator y en el rotor. Para obtener esta polaridad, el rotor se polariza a tierra. Mientras que a los polos del estator se aplica un voltaje V. El voltaje en el estator se aplica en las caras frontales del estator que están justamente frente a las caras del rotor, este voltaje *induce* cargas en el rotor del signo contrario al voltaje aplicado. Si se aplica un voltaje positivo, en la superficie de la cara del polo del rotor más cercano se concentrarán cargas negativas, mientras que en la superficie de la cara del rotor se concentran cargas positivas. Al tener cargadas las caras del rotor y del estator, comienza el proceso de atracción que implica la rotación del rotor. [6]

El torque del micro-motor se puede calcular como el cambio de la energía almacenada en el capacitor (expresión 3.3) con respecto a la posición en determinado momento. El torque se puede expresar como [5]:

$$T = \frac{\delta U_e}{\delta d} = \frac{1}{2} V^2 \frac{\delta C}{\delta d} \quad 3.4$$

De acuerdo a la expresión 3.4 el torque depende de la variación de la capacitancia en una posición determinada de las caras del estator con respecto a las del rotor, por esta variación de la capacitancia a este tipo de micro-motores se les llama micro-motor de capacitancia variable.

Todo sistema tiende al equilibrio, de esta manera al aplicar un voltaje en los polos de estator, este voltaje excita al polo del rotor más cercano, de tal forma que las cargas inducidas en el rotor producen una fuerza de atracción con las cargas inducidas en el estator. De acuerdo con la expresión 3.4 el torque disminuye al disminuir la variación de la capacitancia con la posición, esta variación acaba al estar alineadas las caras del estator con las del rotor.

Para que el micro-motor gire 360°, se utilizan diferentes fases que corresponden cada una a un sub-conjunto de polos del estator. De esta manera, cuando los polos de una determinada fase están alineados con los polos del rotor, se deja de aplicar voltaje en esos polos y se aplica en los polos de la siguiente fase. En la figura 3.7 se presenta un diagrama de estator con doce polos, cada letra representa los polos que son excitados para cada fase.

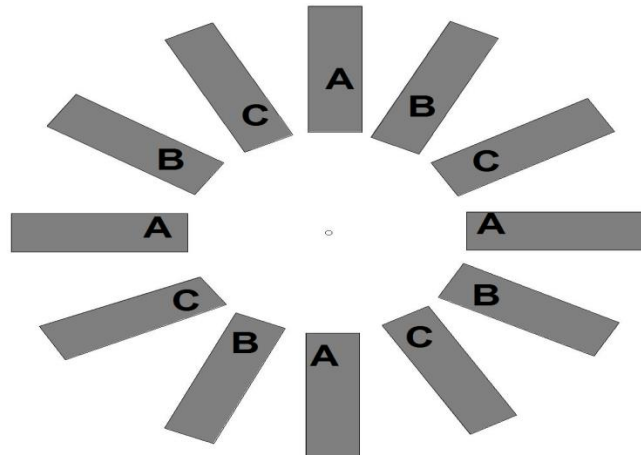


Fig. 3.7: Fases del micro-motor.

El número de polos del rotor y del estator puede variar para obtener diferentes características, principalmente respecto al torque del micro-motor. En relación a lo anterior, hay diferentes arquitecturas de acuerdo con la relación de polos en el estator y

en el rotor. Esta relación en el micro-motor de la figura 3.5 se traduce en de 3:2 (doce polos en el estator y ocho en el rotor). Para un micro-motor de doce polos en el estator y cuatro en el rotor la relación es de 3:1, mientras que si hay diez polos en el rotor y cinco en el rotor la relación es de 2:1.

Cada una de las arquitecturas que puede presentar el micro-motor, tiene diferente desempeño en relación a la fuerza que es capaz de mover el rotor. De acuerdo con [7], la relación de 3:2 presenta un mayor torque en relación a las otras dos opciones. Debido a que los micro-motores con relación de 2:1 es más probable que algún polo del rotor este situado lo suficientemente lejos del polo excitado del estator, cuando sucede esto se dificulta la rotación del micro-motor.

Comparando el micro-motor de actuación magnética y los de actuación electrostática se tiene que con los primeros es posible obtener un mayor torque en comparación con los segundos. Sin embargo, el micro-motor electrostático es más práctico pensando en la fabricación. La implementación de actuador magnético es mucho más sensible a errores en la fabricación que el electrostático. En consecuencia se seleccionó el micro-motor electrostático de capacitancia variable con doce polos en el estator y ocho en el rotor.

### **3.3 Simulación del proceso de construcción**

Se seleccionó el micro-motor de actuación electrostática con una relación de polos del rotor y del estator de 3:2 para ser introducido en un arreglo reflectivo tipo espirafase, es decir se utilizarán doce polos en el estator y ocho en el rotor. Con esta arquitectura del micro-motor es posible que se obtengan tres fases diferentes. Para cada fase del micro-motor se utilizan cuatro polos del estator.

A continuación se realiza la simulación del proceso de fabricación del micro-motor mostrado en [7] y se presentan las dimensiones del micro-motor electrostático que se simulará. Con este diseño se buscará el voltaje de actuación. Después, las simulaciones se enfocarán en determinar cómo afectan en el desempeño de micro-motor variar algunas dimensiones del micro-motor como el diámetro del rotor o el espesor de las caras del rotor y del estator que interactúan.



El diseño que se simulará tiene las siguientes dimensiones:

- Diámetro del rotor: 100  $\mu\text{m}$
- Longitud de los polos del rotor: 18  $\mu\text{m}$
- Longitud de los polos del estator: 50  $\mu\text{m}$
- Distancia entre las caras del estator y del rotor: 1.5  $\mu\text{m}$
- Espesor del rotor y del estator: 2.5  $\mu\text{m}$
- Sustrato que contiene el micro-motor: 200  $\mu\text{m}$

En la figura 3.8, se observa un diagrama simplificado del perfil del micro-motor que se va a simular, con las dimensiones especificadas. *A* hace referencia al estator, *B* hace referencia al rotor y *C* al sustrato. También se muestra el espesor del sustrato y el espesor de la cara del rotor que interactúa con la del estator. Así como la distancia entre el rotor y el estator 1.5  $\mu\text{m}$ .

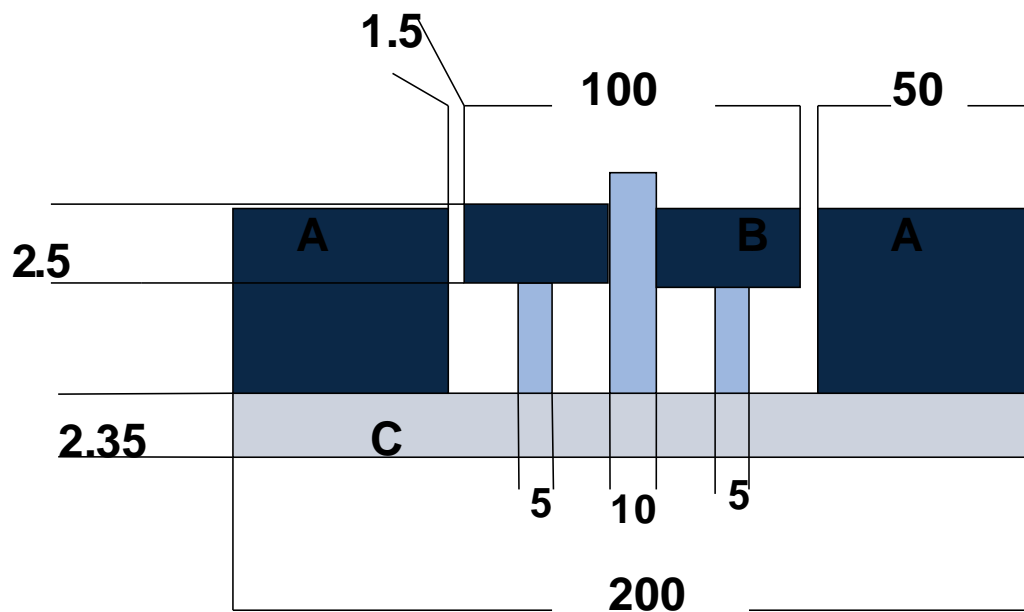


Fig. 3.8: Diagrama simplificado del micro-motor que se va a simular. Unidades en  $\mu\text{m}$ .

La simulación del micro-motor se realiza en el programa computacional Coventor Ware 2012, software especializado en la simulación de dispositivos MEMS. Coventor permite hacer simulaciones de dispositivos que utilicen diferentes principios de actuación utilizando diferentes tipos de análisis, entre estos se encuentran *MemElectro* utilizado para analizar dispositivos con actuación electrostática. El análisis *MemMech* es utilizado

para dispositivos que su funcionamiento esté basado en el desplazamiento o esfuerzo de algún componente, tal es el caso de actuadores piezoeléctricos o termo mecánicos. El análisis CoSolveEM se utiliza para dispositivos que necesiten un análisis electromecánico, CoSolve es la unión de MemMech y MemElecto, estos es, la deformación mecánica que sufre el dispositivo en respuesta a una fuerza electrostática. [2]

Se debe de generar un modelo computacional en 3-D del micro-motor para realizar la simulación. Para generar el modelo 3-D se requiere introducir las características del dispositivo que se va a simular en un editor de proceso. Este proceso es una idealización del proceso de fabricación real del dispositivo.

La fabricación de dispositivos MEMS se lleva a cabo mediante la definición de este proceso, en el cual se especifica una serie de pasos consecutivos y bien definidos el flujo de construcción de un determinado dispositivo. Los pasos especifican el tipo y espesor del material, los nombres de las capas de los materiales depositados, el nombre de la máscara, la polaridad de la máscara, la acción que se realizará con el material, esto es, depósitos de materiales o la definición de patrones sobre un material se hace utilizando máscaras. Los materiales depositados también pueden ser utilizados como capas de sacrificio.

En Coventor para definir el patrón de la máscara en un material se utilizan máscaras. Cada una de éstas tiene asociada una polaridad, esta polaridad significa que si la máscara es positiva, el patrón definido por las partes oscuras de la máscara es la que se transfiere al material. En el caso de *polaridad* negativa, las partes blancas son las que se transfieren. En la figura 3.9 se muestra gráficamente la diferencia entre las polaridades de las máscaras.

Las máscaras se dibujan en un editor de diseño, en este editor se definen las dimensiones y la forma que se quiere definir para el modelo en un determinado paso del proceso. Las máscaras solo tienen partes transparentes u oscuras (Coventor utiliza diferentes colores para las máscaras por cuestiones didácticas). [3]

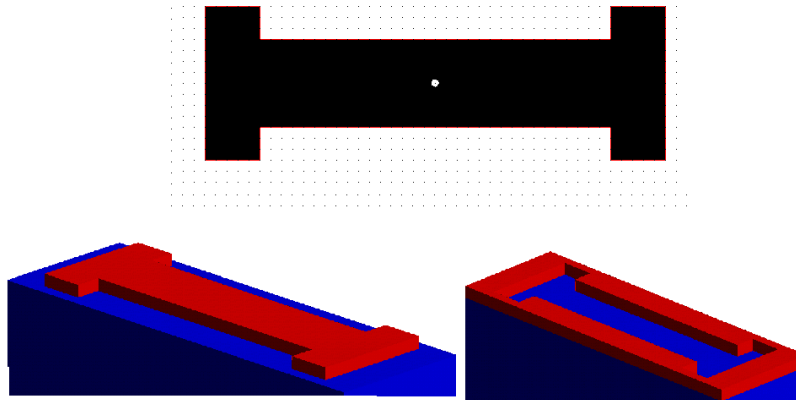


Figura 3.9: Polaridad de las máscaras. En la izquierda máscara positivas. En la derecha una máscara negativa [4].

En la figura 3.10 se muestra el proceso para realizar la simulación del micro-motor. Cada paso del proceso tiene un nombre que caracteriza la función de ese paso dentro del proceso, por ejemplo, los depósitos de materiales son nombrados *planar fill* o *conformal shell*, mientras que el paso para definir una forma o patrón de una máscara sobre algún material se llama *Straight Cut*.

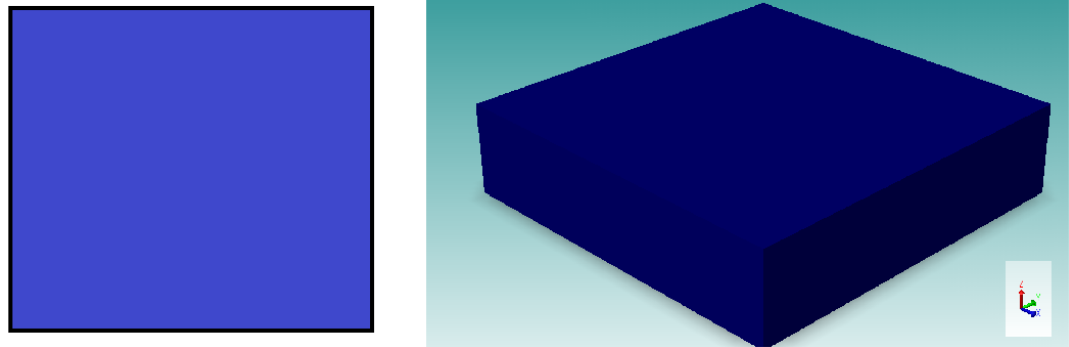
A continuación se hará la descripción detallada del proceso de la figura 3.10, se presenta la descripción gráfica del avance que se tiene en el modelo 3-D para cada paso.

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Depth	Mask Offset	Sidewall Angle
0	Substrate	Substrate	Substrate	SILICA	50	SubstrateMask				
1	Planar Fill	Planar Fill	Layer1	THERM_OXIDE	1					
2	Planar Fill	Planar Fill	Layer1		1					
3	Planar Fill	Planar Fill	Layer2	POLYSILICON	0.35					
4	Straight Cut	Straight Cut				shield	+	0	0	
5	Conformal Shell	Conformal Shell	Layer3	LTO	2.3					
6	Straight Cut	Straight Cut				eje	-	1.8	0	0
7	Straight Cut	Straight Cut				sacr	+	0	0	
8	Planar Fill	Planar Fill	fij	SILICON	2.5					
9	Straight Cut	Straight Cut				fijj	+	0	0	
10	Planar Fill	Planar Fill	alum	ALUMINUM	2.5					
11	Straight Cut	Straight Cut				cort	+	0	0	
12	Straight Cut	Straight Cut				bearing	-	0	0	
13	Planar Fill	Planar Fill	relleno	material	0					
14	Straight Cut	Straight Cut				relleno	+	0	0	
15	Delete	Delete		LTO						

Figura 3.10: Proceso definido para la simulación del micro-motor.

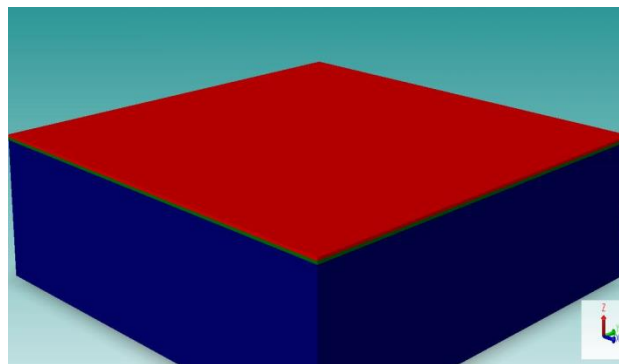
Con base en el proceso mostrado en la figura 3.10, el primer paso se tiene un la definición del sustrato de silicio sobre el cual se *construirá* el micro-motor. La capa del sustrato tiene un espesor de 50  $\mu\text{m}$ . Este paso se muestra en la figura 3.11. En la parte

izquierda de esta imagen se encuentra la máscara utilizada para definir la forma del sustrato que se muestra en el modelo 3-D de la parte derecha. La máscara es un cuadrado de 200  $\mu\text{m}$  de lado.



*Fig. 3.11: Primer paso del proceso de construcción del modelo para la simulación, en la parte izquierda la máscara que define la forma del sustrato de la derecha.*

El segundo paso del proceso consiste en un depósito de óxido térmico de 1  $\mu\text{m}$  de espesor. Este depósito tiene la misma forma que el sustrato del primer paso. El tercer paso es un depósito de nitruro de silicio, también de las mismas dimensiones que del sustrato. En la figura 3.12 se observa los depósitos correspondientes a los tres primeros pasos del proceso. El objetivo de hacer estos depósitos sobre el sustrato es obtener un aislamiento eléctrico y evitar pérdidas a través del sustrato.



*Fig. 3.12: Fabricación del micro-motor hasta el segundo paso del proceso.*

Los pasos tres y cuatro se refieren al depósito de una capa de polisilicio de 0.35  $\mu\text{m}$ . Esta capa adquiere una forma circular de 120  $\mu\text{m}$  de diámetro y se define con la máscara que se muestra en la figura 3.13. La polaridad de esta máscara es positiva.

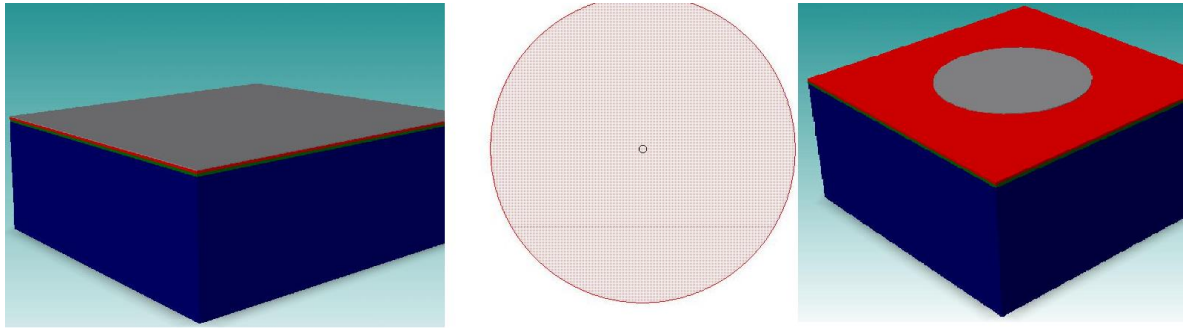


Fig. 3.13: Construcción del micro-motor hasta el cuarto paso. En la imagen central se muestra la máscara utilizada.

El elemento formado por el paso cuatro del proceso, dentro del funcionamiento del micro-motor se utiliza como un concentrador de campo eléctrico, el diámetro de esta máscara es de  $120\ \mu\text{m}$ , el diámetro del rotor es de  $100\ \mu\text{m}$ , por lo que esta capa se encuentra por debajo de la zona donde interactúan el rotor y el estator, de esta manera impide la *fuga* de campo eléctrico en alguna dirección que no sea las cara del estator y del rotor. [7]

La siguiente capa de  $\text{LTO}^3$  que se utiliza como capa de sacrificio, se emplea como un molde para definir la forma que tomarán depósitos posteriores. En este paso se utiliza para definir los soportes del rotor y la base del eje sobre el cual girará el rotor. Los soportes del rotor se utilizan para reducir el contacto de éste con el polisilicio definido en el punto anterior. Al reducir el contacto del rotor y la capa inferior se reduce la fricción y con ello se permite mejorar la movilidad del rotor. En la imagen 3.14 se muestra este paso del proceso.

La máscara utilizada en este paso es negativa, por lo que las partes blancas serán conservadas. Esta máscara está definida por un aro de  $75\ \mu\text{m}$  de diámetro interno y un diámetro externo de  $72\ \mu\text{m}$ , por lo que espesor del aro es de  $3\ \mu\text{m}$ . La máscara también define un círculo de  $10\ \mu\text{m}$  de diámetro, el orificio definido por este círculo es la base sobre la cual se colocará el eje sobre el que girará el rotor.

<sup>3</sup> LTO es óxido térmico con deposición química en fase de vapor

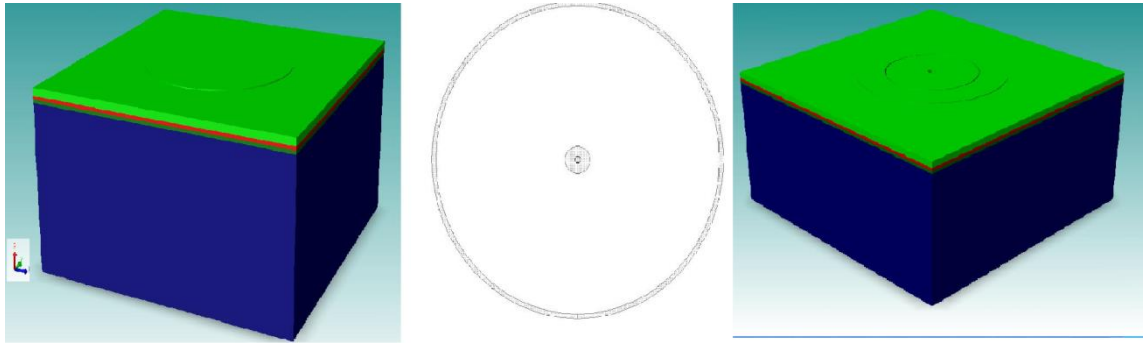


Fig.3.14: Pasos cinco, seis y siete de la construcción del micro-motor.

El paso siete requiere de utilizar una máscara positiva en forma circular de  $120\ \mu\text{m}$  con la que se termina de moldear la capa de sacrificio. Después de realizar depósitos de otros materiales, esta capa de LTO se elimina.

En la figura 3.15 se observa la capa de sacrificio después del paso siete.

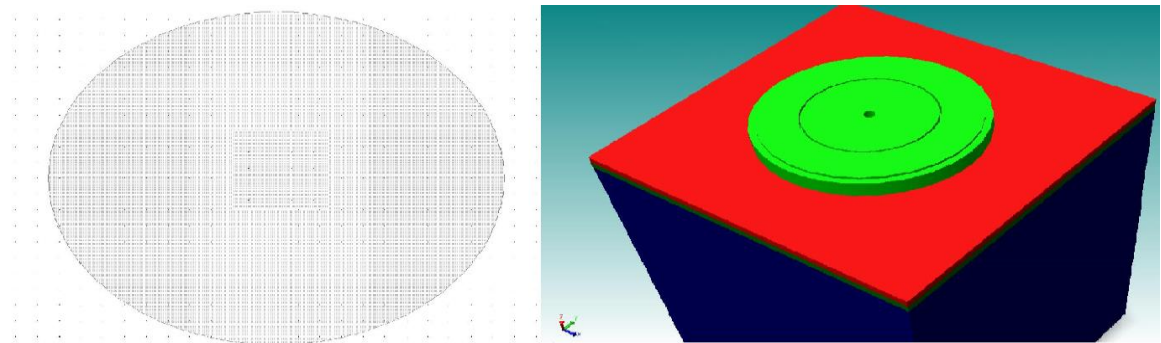
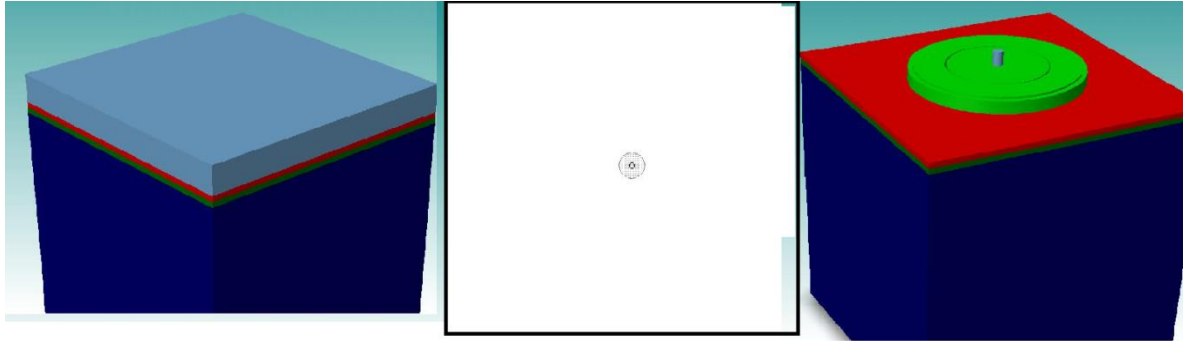


Fig. 3.15: Definición de la capa de sacrificio.

Se requiere que la capa de sacrificio sea de  $120\ \mu\text{m}$  porque sobre ésta se depositara el material que deferirá el rotor y el estator, y para que el micro-motor funcione correctamente se requiere las caras del rotor y las del rotor sean del mismo plano.

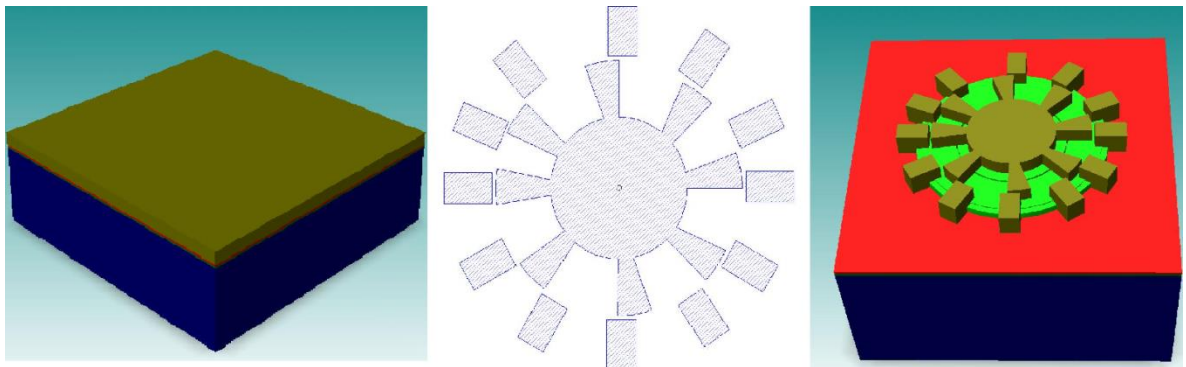
El siguiente paso consiste en depositar una capa de silicón de  $2.5\ \mu\text{m}$  de espesor y sobre esta capa definir el eje sobre el que va a girar el rotor, se utiliza una máscara positiva. Este paso se muestra en la imagen 3.16. El diámetro del eje es  $10\ \mu\text{m}$ .



*Fig. 3.16: Pasos ocho y nueve del proceso de construcción del micro-motor, en el centro de la imagen se muestran la máscara utilizada.*

A continuación se hace un depósito de aluminio de  $2.5 \mu\text{m}$ , sobre esta capa se definirá la forma del estator y del rotor. Este es el paso más importante del proceso, porque a partir de la correcta definición de las geometrías del rotor y del estator dependen los resultados del desempeño del micro-motor.

El factor más importante es la distancia entre las caras del rotor y del estator, porque es un parámetro del que depende la capacitancia. En la figura 3.17 se muestra estos pasos en la construcción del rotor y del estator.



*Fig. 3.17: Proceso de construcción del micro-motor hasta el paso once. En este paso la máscara es positiva.*

Vista de perfil de micro-motor hasta este paso se muestra en la figura 3.18:

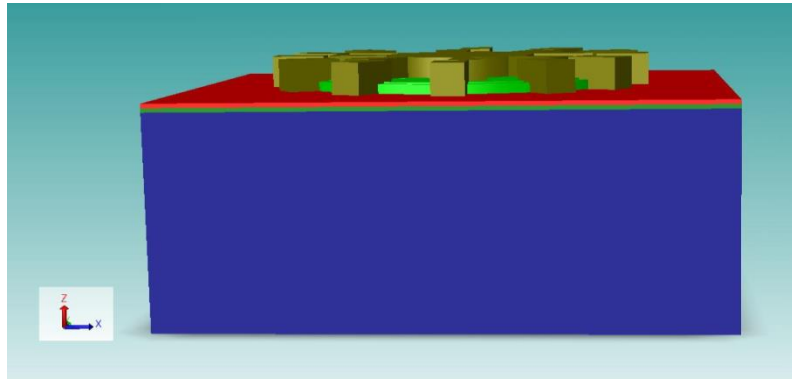


Fig.3.18: Vista lateral del elemento de la figura 3.17.

En las figuras 3.17 y 3.18 se observa más claramente la razón por la que la capa de LTO de sacrificio se definió en forma circular de  $120\ \mu\text{m}$ , así se garantiza las caras del rotor y del estator que interactúan estén en la misma posición con respecto al eje z.

Hasta este punto del proceso de construcción queda definida la geometría del micro-motor que se simulará, sin embargo, para lograr que en la simulación el micro-motor gire, es necesario cortar el centro del rotor para *liberar* el eje definido en el paso nueve. Para lograr esto se hace uso de la máscara mostrada en la figura 3.19. Esta máscara tiene forma de anillo, con diámetro interior de  $10\ \mu\text{m}$  y diámetro exterior de  $11\ \mu\text{m}$ .

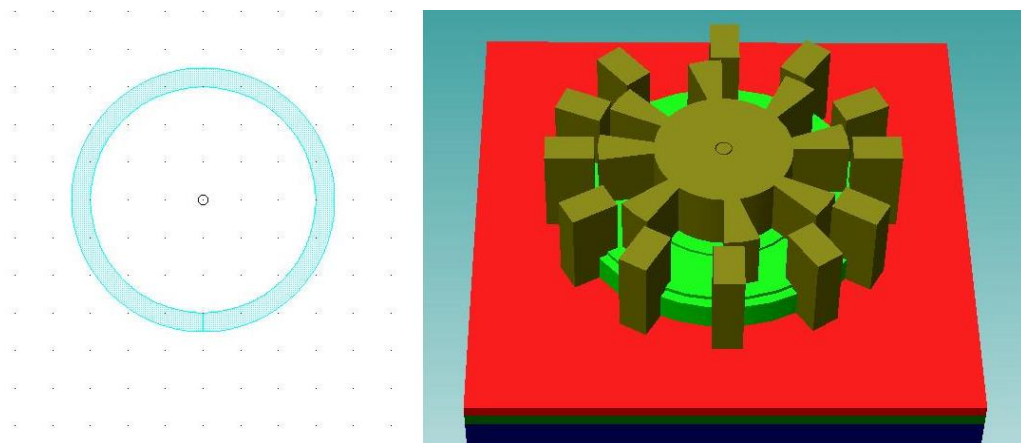


Fig. 3.19: Construcción del modelo del micro-motor hasta el paso 12.

En el paso anterior, al liberar el eje del rotor, ha quedado un espacio vacío entre eje y el rotor, sin embargo, el programa Coventor no permite la simulación con piezas totalmente libres. En consecuencia, para evitar esta limitación de Coventor, en este espacio se realizó un depósito de un material con características similares a las del aire,



con el objetivo de que este material no interfiera u obstruya el movimiento del rotor y al mismo tiempo permita al programa realizar la simulación. Este depósito se realiza en el área que se define por la máscara de la figura 3.19.

En la figura 3.20 se muestra el modelo final con el que se realizarán las simulaciones. Notar que en esta figura ya se eliminó la capa de sacrificio.

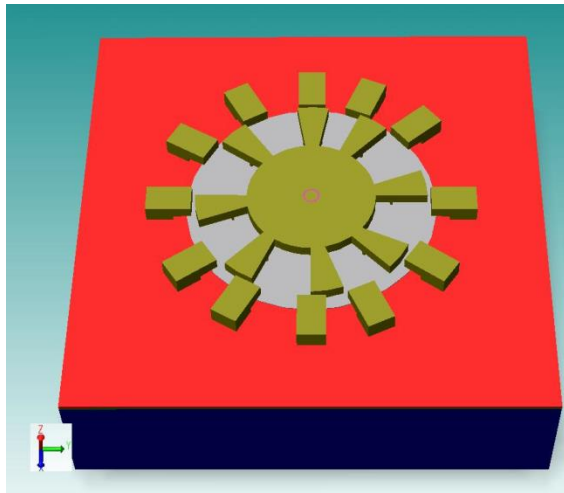
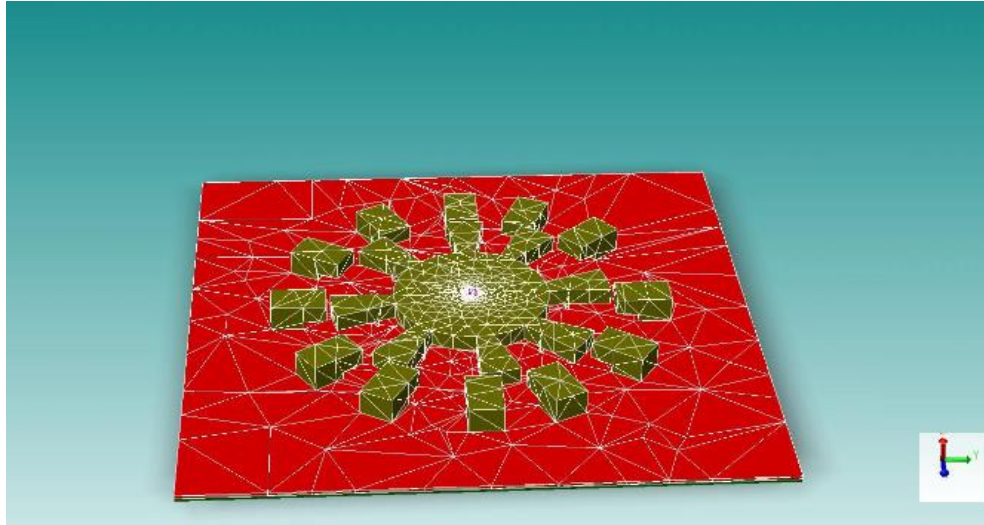


Fig. 3.20: Modelo 3-D final para hacer las simulaciones.

### 3.3.1 Micro-motor de rotor de 100 $\mu\text{m}$ de diámetro

Una vez que se tiene el modelo 3-D (figura 3.20) definido para realizar la simulación, Coventor Ware emplea el método de elementos finitos [FEM por sus siglas en inglés] para lo cual es necesario realizar el mallado del modelo 3-D del motor [2]. El mallado se muestra en la figura 3.21.

Para realizar las simulaciones en Coventor Ware, se deben de establecer condiciones necesarias para indicar al programa qué es lo que se requiere que el dispositivo simulado realice. Dentro de estas condiciones se debe establecer qué elementos del modelo se requiere que sean fijos y cuales móviles. Los polos del estator se definen como fijos en todas las direcciones, mientras que el rotor se establece como fijo solo en el eje z, es decir, tiene libertad de movimiento en el plano xy que es en el que se producirá el movimiento de rotación.



*Fig. 3.21: Mallado del modelo 3-D necesario para la simulación con método FEM.*

Las condiciones eléctricas que se establecen son: el rotor se define con voltaje de 0 V, mientras que el estator se definen los polos que representan cada fase del motor. En este sentido, para cada fase se asignan cuatro polos del estator.

En la primera simulación se busca encontrar el voltaje de actuación del micro-motor, por lo que se requiere conocer el desplazamiento que se obtiene al aplicar diferentes voltajes a los polos del estator que definen un fase. La trayectoria de voltajes que se utiliza es: 20, 40, 60, 80 y 100 V.

En la figura 3.22 se muestra gráficamente el comportamiento que tiene el micro-motor con los voltajes aplicados a una fase del estator.

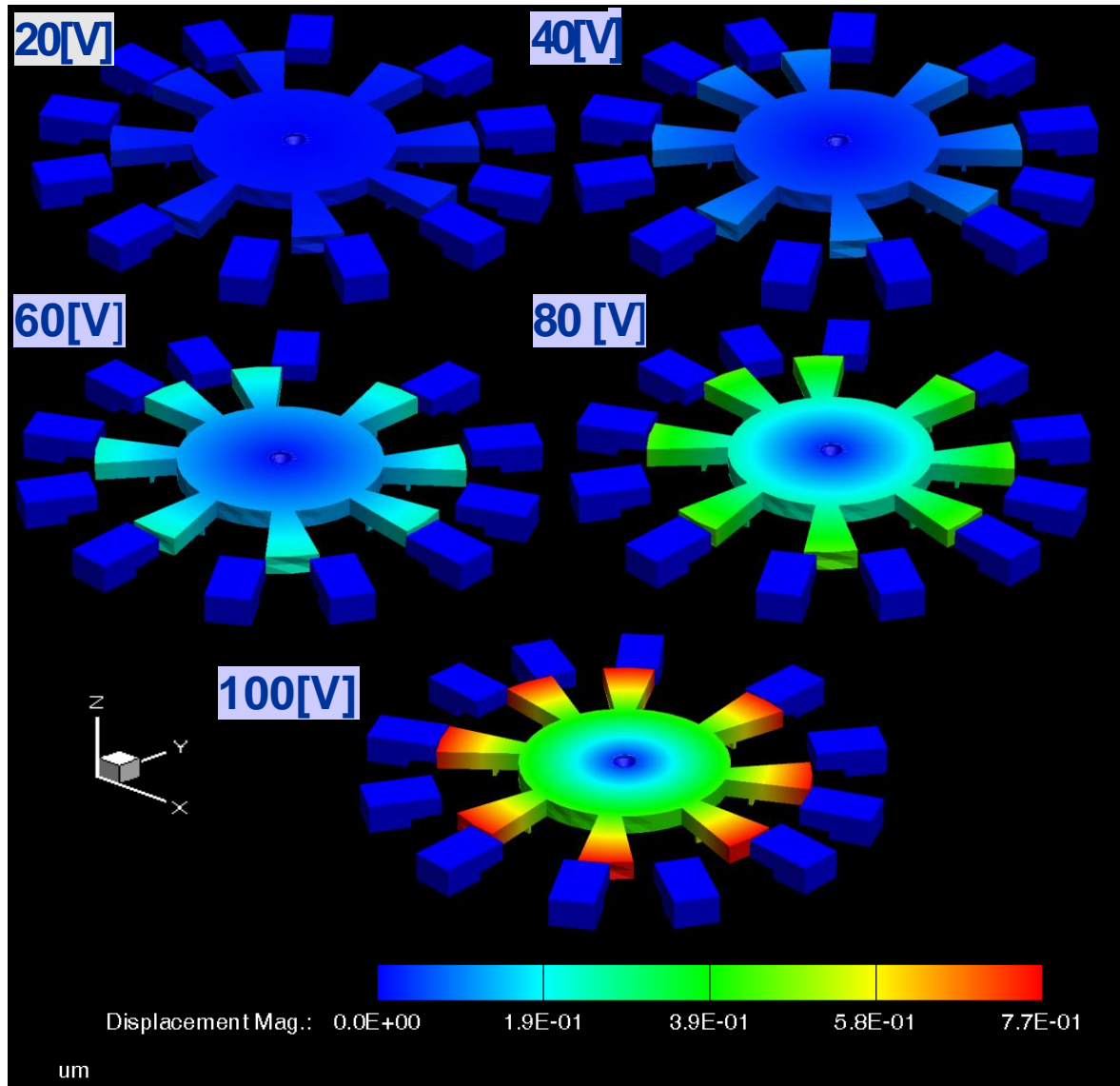


Fig. 3.22: Efectos sobre el micro-motor de  $100\ \mu\text{m}$  al aplicar diferentes voltajes.

Los desplazamientos que se producen para estos resultados se muestran en la tabla 3.1.

Simulación No.	Voltaje V	Magnitud del desplazamiento $\mu\text{m}$
No. 1	20	0.0238
No. 2	40	0.0983
No. 3	60	0.233

No. 4	80	0.447
No. 5	100	0.774

Tabla 3.1: Resultados de simulación para diferentes voltajes.

Con base en los resultados de la tabla 3.1, las magnitudes de los desplazamientos que se obtienen al aplicar 20,40 y 60 V la magnitud del desplazamiento son muy pequeñas, no serían capaces para generar la rotación del rotor que se requiere. El desplazamiento que se obtiene con 80 v es considerable, sin embargo, podría no ser suficiente para alcanzar el desplazamiento necesario. Con 100 v se obtiene un desplazamiento (magnitud) de  $0.774 \mu m$  que puede ser suficiente para que el rotor alcance el movimiento en cada fase. A continuación se valuará el desempeño del micro-motor cuando se aplican 100 V a dos fases en diferentes tiempos, lo ideal es utilizar tres fases y observar si el rotor gira  $360^\circ$ , pero Coventor solo permite utilizar dos fases por cada simulación.

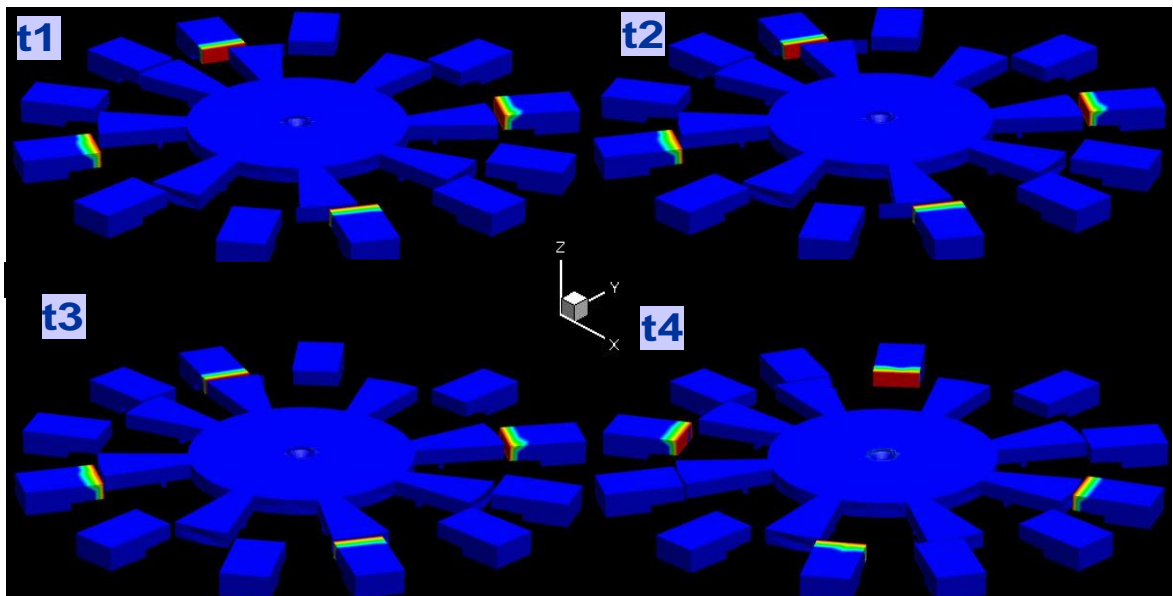


Fig. 3.23: Simulación del micro-motor con dos fases.

En la Fig. 3.23, se muestra el cambio de posición que sufre el rotor en diferentes tiempos, las caras del estator de color rojo representan las que tiene aplicado voltaje. En los tiempos t1, t2 y t3 presenta la misma fase, cuando el voltaje de 100 V se aplica en una fase la fuerza de atracción entre las cargas del estator y las inducidas en el rotor tienden a ser alienadas. Este efecto se observa en los tiempos t1, t2 y t3. En el tiempo t4 el voltaje

se aplica en otra fase, por lo que el proceso de atracción de las caras de rotor continúa pero ahora con las caras de estator con voltaje aplicado.

### 3.3.2 Micro-motor de rotor de 200 $\mu m$ de diámetro

Las primeras simulaciones se realizaron con un rotor de 100  $\mu m$  de diámetro y un espesor de 2.5  $\mu m$ . Se realizaron cambios en dos parámetros del micro-motor con el fin de conocer cómo afectan estos cambios en la relación entre el voltaje aplicado y el desplazamiento obtenido. En este sentido, se hicieron simulaciones aumentando el diámetro del rotor a 200 y a 400  $\mu m$ . Posterior a eso se realizaron simulaciones con el doble del espesor de la capa de aluminio, con el objetivo de aumentar el área que representa el capacitor de placas paralelas.

Al realizar la simulación con un rotor de 200  $\mu m$  de diámetro, se obtuvieron los siguientes resultados de la magnitud del desplazamiento:

<b>Simulación No.</b>	<b>Voltaje V</b>	<b>Desplazamiento <math>\mu m</math></b>
<b>No. 1</b>	60	0.2776
<b>No.2</b>	80	0.4247
<b>No.3</b>	100	0.6457
<b>No.4</b>	120	0.8995
<b>No.5</b>	140	1.190
<b>No.6</b>	160	1.484
<b>No.7</b>	180	1.789

*Tabla 3.2: Desplazamiento del micro-motor con rotor de 200  $\mu m$  de diámetro.*

En la Figura 3.24 se muestran gráficamente los resultados de la simulación

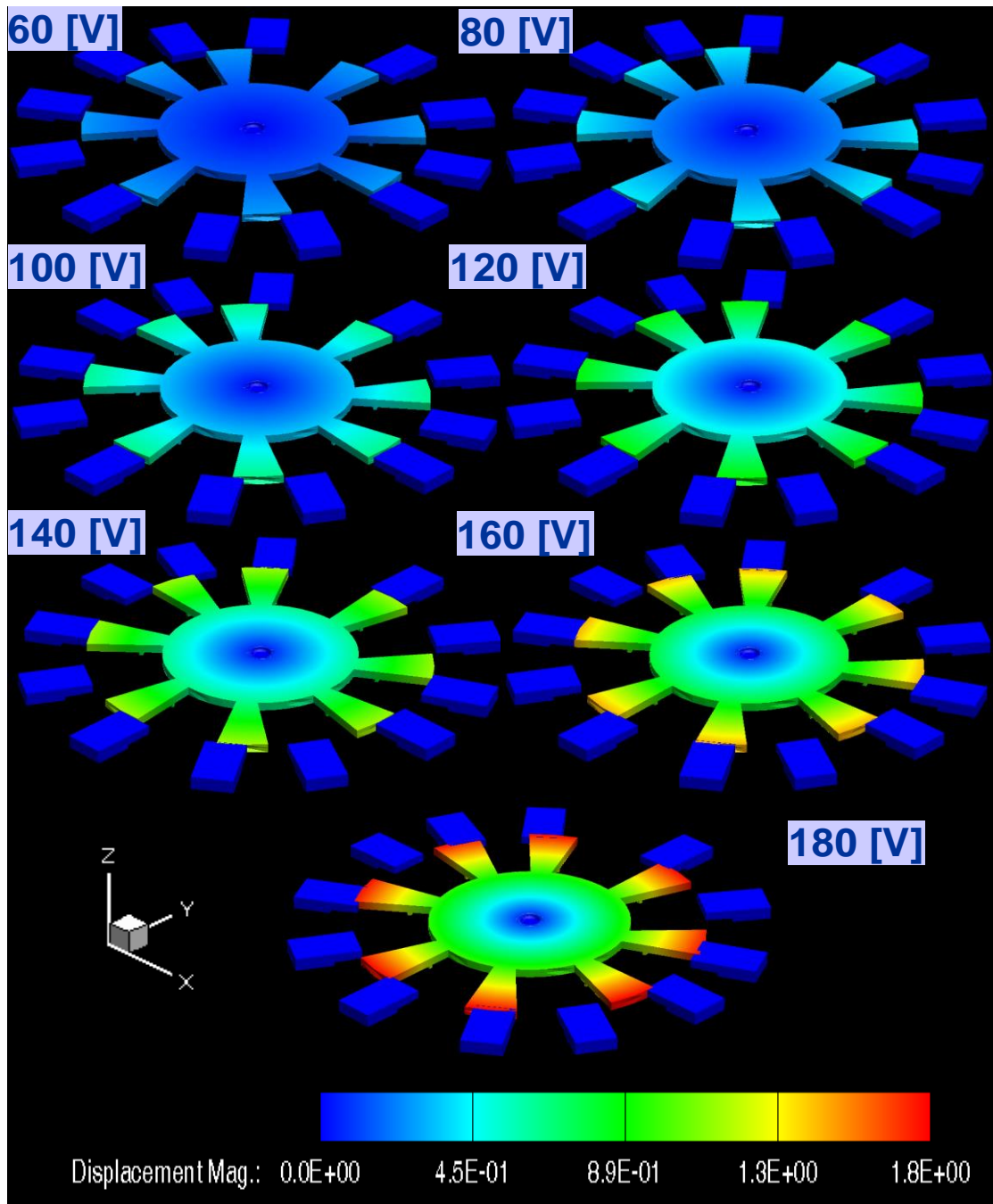


Fig. 3.24: Desplazamientos obtenidos del micro-motor con rotor de  $200 \mu m$ .

Los resultados de la tabla 3.1 ( rotor de  $100 \mu m$ ) muestran que al aplicar 100 V la magnitud del desplazamiento es  $0.774 \mu m$ , mientras que para el rotor de  $200 \mu m$  de diámetro, al aplicar 100 V se obtiene un desplazamiento (magnitud) de  $0.6457 \mu m$ , en tanto que con 120 V se obtiene  $0.8995 \mu m$ . Con base en estos resultados se observa que

la magnitud del desplazamiento no cambio en forma significativa al aumentar el diámetro del rotor. Sin embargo, hay que tomar en cuenta que debido al aumento del diámetro del rotor, los resultados de la tabla 3.2 representan la mitad del movimiento angular que el que se obtiene con un rotor de  $100 \mu m$ ; es decir, que para un micro-motor de  $200 \mu m$  de diámetro, se requiere que la magnitud del desplazamiento sea el doble que para el caso de  $100 \mu m$  para obtener el mismo movimiento angular. En consecuencia, se necesita aplicar  $160 V$  para obtener un desplazamiento de  $1.48 \mu m$  que representa, aproximadamente, el mismo movimiento angular que se obtienen con el micro-motor de  $100 \mu m$  y  $100 V$ .

La ventaja de un micro-motor con diámetro de  $200 \mu m$  resulta en que es más sencillo de fabricar en relación del de  $100 \mu m$ , debido a la delicadeza y a la exactitud que se requiere en el proceso de construcción real. Es más probable que el proceso de fabricación de un dispositivo más grande se realice con mayor eficiencia y con menos errores que con un dispositivo más pequeño

### 3.3.3 Micro-motor de rotor de $400 \mu m$ de diámetro

A continuación se aumenta el diámetro del rotor a  $400 \mu m$  para observar los resultados que se obtiene en la magnitud del desplazamiento con relación al voltaje aplicado.

Los resultados de la simulación se muestran en la tabla 3.3 y en la figura 3.25.

<b>Simulación No.</b>	<b>Voltaje V</b>	<b>Desplazamiento (magnitud) <math>\mu m</math></b>
<b>No. 1</b>	60	0.384
<b>No. 2</b>	80	0.612
<b>No. 3</b>	100	0.709
<b>No. 4</b>	120	0.940
<b>No. 5</b>	140	1.20
<b>No. 6</b>	160	1.80
<b>No. 7</b>	180	2.40

Tabla 3.3: Resultados de la simulación del micro-motor con  $400 \mu m$  de diámetro rotor.

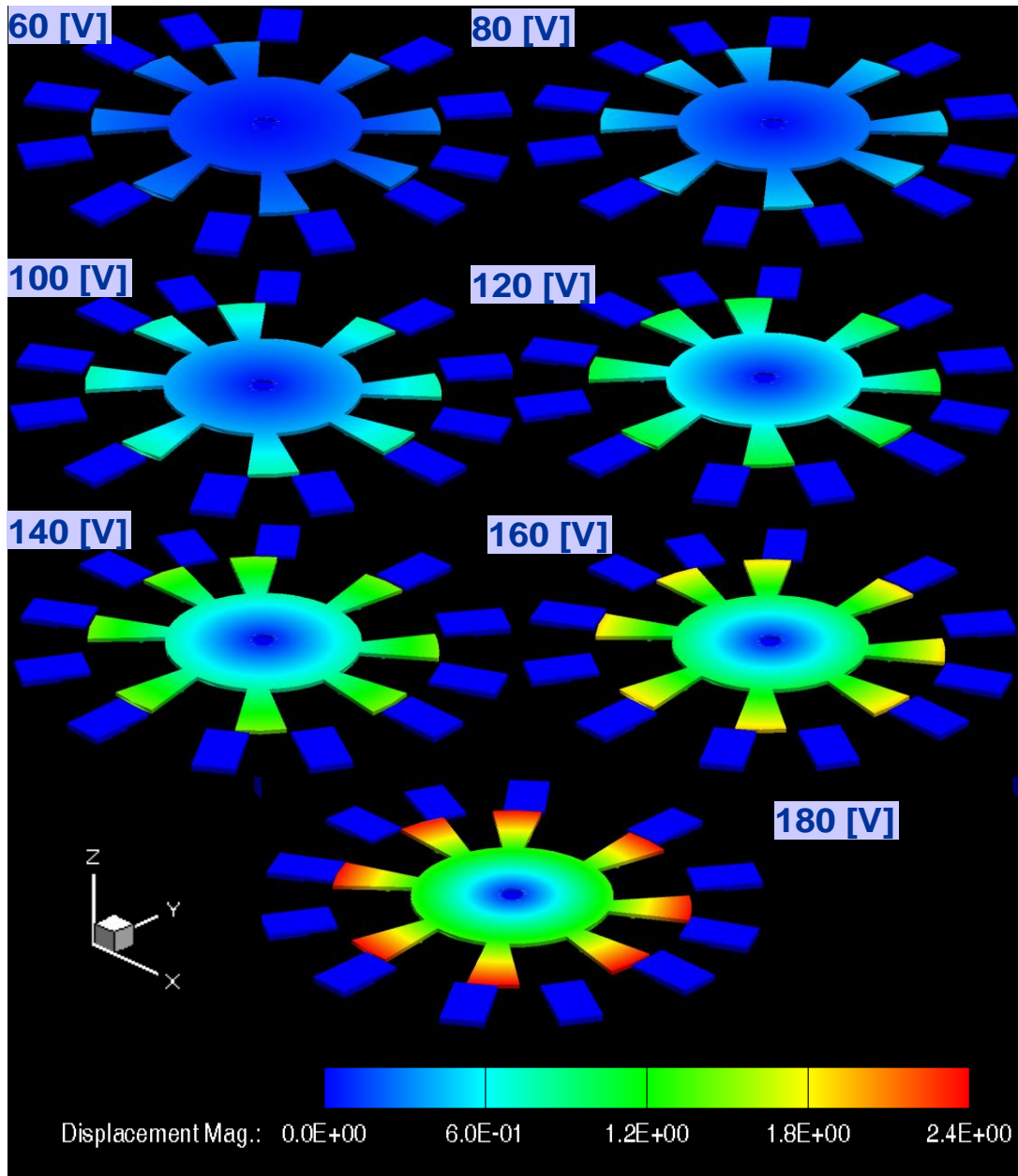


Fig. 3.25: Desplazamientos obtenidos para micro-motor de 400  $\mu m$  de rotor.

Con relación a los resultados de la tabla 3.3, se observa que al aplicar 100 V se obtiene un desplazamiento de 0.7095  $\mu m$ . De manera similar que para el caso de 200  $\mu m$ , con 400  $\mu m$  la magnitud del desplazamiento que se obtiene con 100 V, equivale a una cuarta parte del movimiento angular que se obtiene con 100  $\mu m$ . Con 180 V el desplazamiento que se obtiene es 2.4  $\mu m$ .



Una ventaja de utilizar un rotor con estas dimensiones es que si la fabricación de un micro-motor de 200  $\mu m$  tiene altas probabilidades de hacerse sin errores, las probabilidades de construir el micro-motor de 400  $\mu m$  sin errores son mayores.

### 3.3.4 Micro-motor de rotor de 200 $\mu m$ de diámetro y doble espesor

Ahora se explora la posibilidad de variar el espesor de las capas de metal con que definen el rotor y el estator. De esta manera, al aumentar la capa se aumenta el área que define la capacitancia, por lo que de esta manera se busca conocer si es posible disminuir el voltaje de actuación y/o aumentar la magnitud del desplazamiento. Se realizan nuevamente simulaciones en los modelos con rotor de 200 y 400  $\mu m$  de diámetro. En consecuencia, el espesor del rotor y del estator será entonces de 5  $\mu m$ . En esta sección se presentan los resultados para el micro-motor de 200  $\mu m$ , se aplica una trayectoria de voltajes: 60, 80, 100, 120, 140 y 180 V

En la tabla 3.4 se muestran los resultados de las simulaciones del micro-motor de 200  $\mu m$  y doble espesor.

<b>Simulación No</b>	<b>Voltaje V</b>	<b>Desplazamiento <math>\mu m</math> (magnitud)</b>
<b>No. 1</b>	60	0.1379
<b>No. 2</b>	80	0.2424
<b>No. 3</b>	100	0.3734
<b>No. 4</b>	120	0.5283
<b>No. 5</b>	140	0.7044
<b>No. 6</b>	160	0.898
<b>No. 7</b>	180	1.10

Tabla 3.4: Desplazamientos para el caso de rotor de 200  $\mu m$  doble espesor.

En la Figura 3.26 se muestran gráficamente los resultados.

Con base en los resultados de la tabla 3.4, se tiene que al aplicar 100 V se obtiene un desplazamiento  $0.3734 \mu\text{m}$  el cual es prácticamente la mitad del que se obtiene con el micro-motor con el espesor original al aplicar el mismo voltaje (ver tabla 3.2). Para tener un desplazamiento similar al del modelo original se necesita aplicar 160 V para obtener  $0.7044 \mu\text{m}$  de desplazamiento.

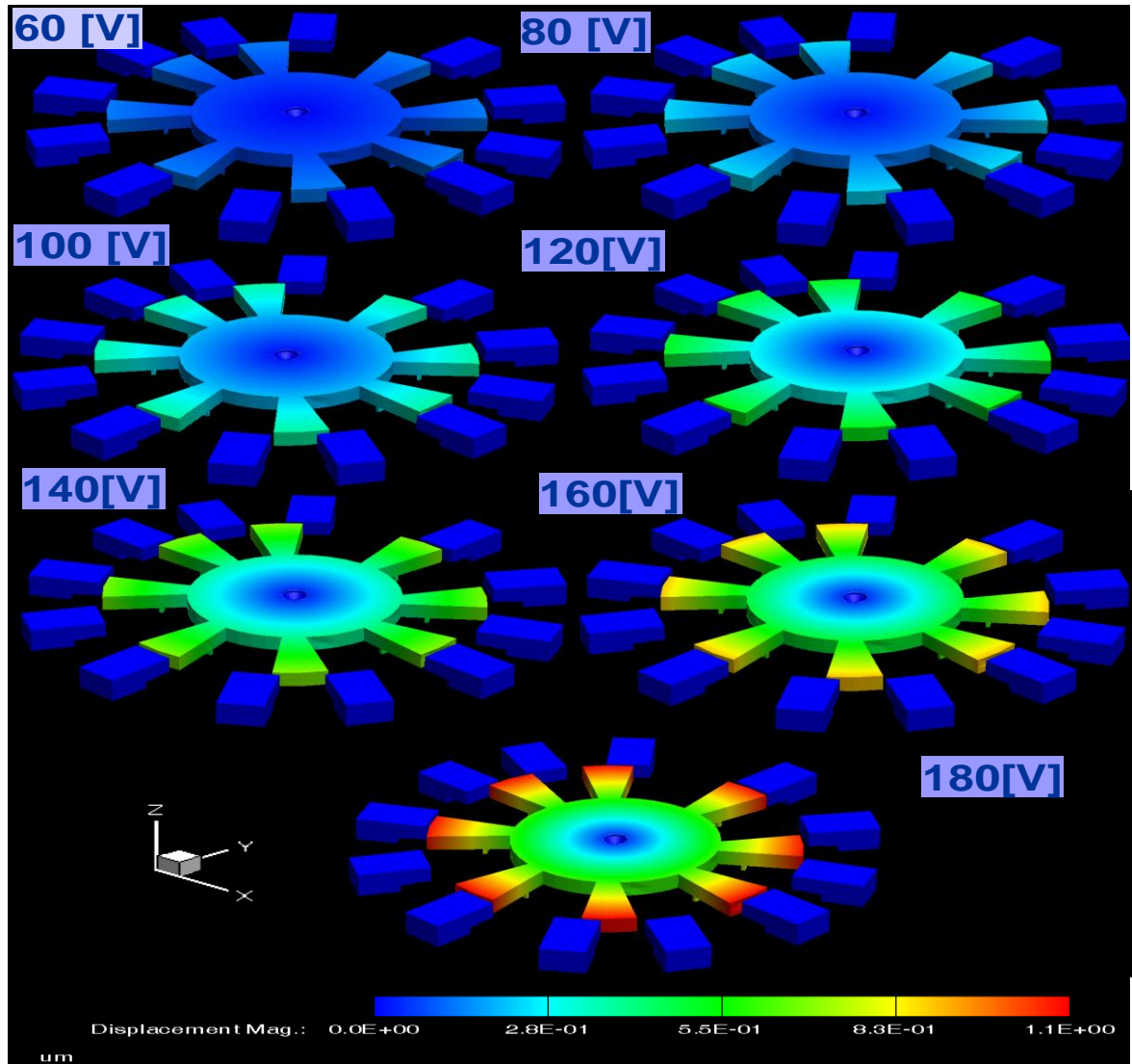


Fig. 3.26: Desplazamiento obtenido con micro-motor de  $200 \mu\text{m}$  de diámetro del rotor y doble espesor con respecto al original.

### 3.3.5 Micro-motor de rotor de 400 $\mu\text{m}$ de diámetro y doble espesor

Ahora se examinan los resultados de desplazamiento que se obtienen con un rotor de 400  $\mu\text{m}$  de diámetro y con un espesor de 5  $\mu\text{m}$ . Estos resultados se muestran en la tabla 3.5 y en la figura 3.27.

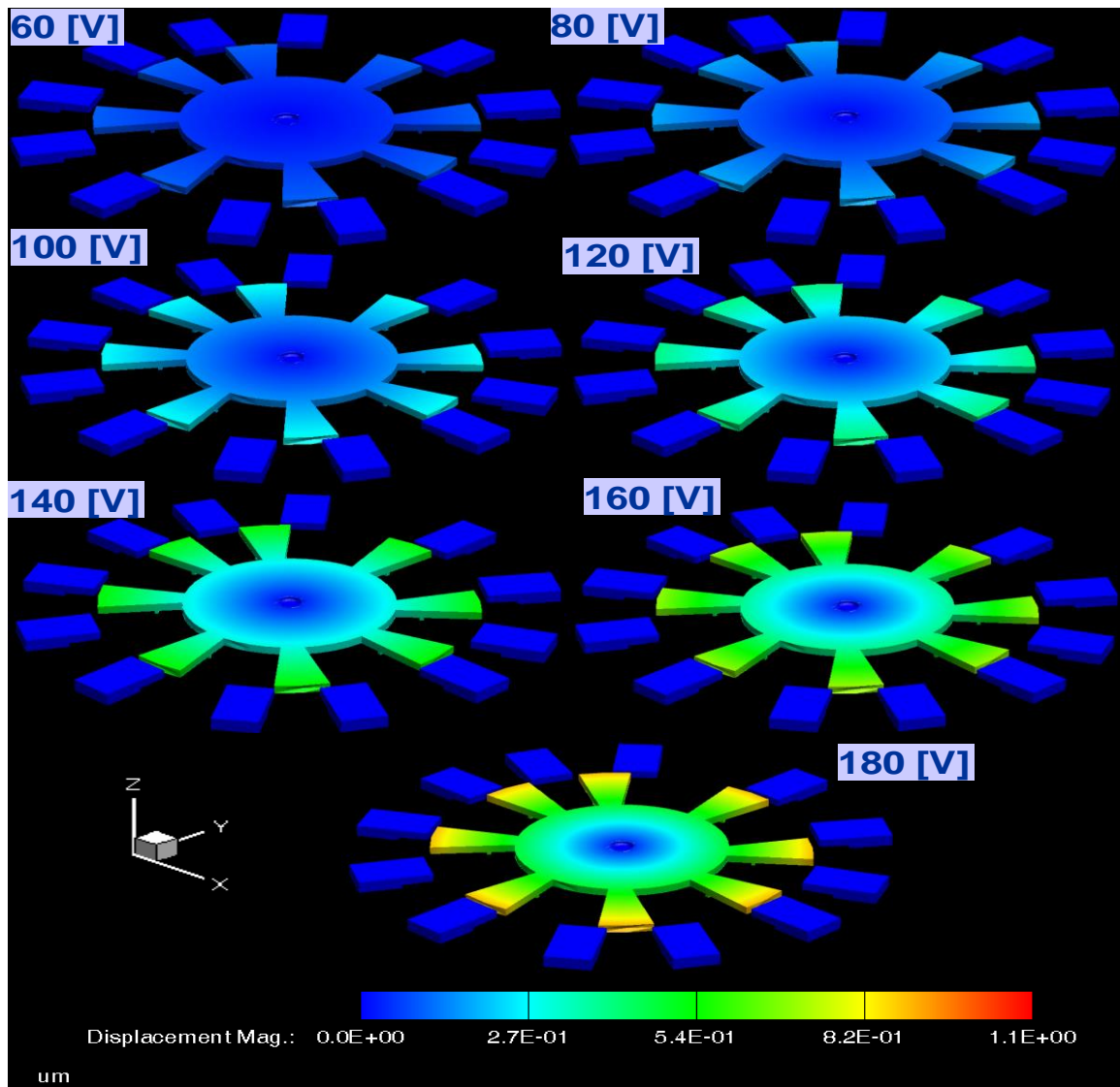


Fig. 3.27: Resultados para el micro-motor de 400  $\mu\text{m}$  y espesor de 5  $\mu\text{m}$ .

Simulación No.	Voltaje V	Desplazamiento $\mu\text{m}$ (magnitud)
No. 1	60	0.1032
No. 2	80	0.1835
No. 3	100	0.2835

<b>No. 4</b>	120	0.4079
<b>No. 5</b>	140	0.5508
<b>No. 6</b>	160	0.7129
<b>No. 7</b>	180	0.8928

Tabla 3.5; Resultados para el micro-motor de 400  $\mu m$  y espesor de 5  $\mu m$ .

Con base en los resultados de la tabla 3.5, al aplicar 100 V se obtiene un desplazamiento de 0.2835  $\mu m$ , el cual es menor que el que se obtiene con el rotor de 200  $\mu m$  y doble espesor. Para obtener el desplazamiento de 0.7129  $\mu m$ , similar al obtenido con los modelos de espesor original, es necesario aplicar 160 V.

En la siguiente tabla se presenta un resumen de los resultados más importantes que se obtienen de las simulaciones de los micro-motores.

<b>Espesor de 2.5 <math>\mu m</math></b>			
<b>Diámetro del rotor <math>\mu m</math></b>	<b>Voltaje V</b>	<b>Desplazamiento <math>\mu m</math></b>	
<b>100</b>	100	0.770	
<b>200</b>	100	0.645	
	120	0.899	
	180	1.789	
<b>400</b>	100	0.709	
	120	0.940	
	120	0.940	
	180	0.240	
<b>Espesor de 5 <math>\mu m</math></b>			
<b>200</b>	100	0.373	
	140	0.704	
	180	1.10	
<b>400</b>	100	0.285	
	140	0.550	
	180	0.892	

Tabla 3.6: Resumen de los micro-motores simulados.

Con base en la tabla 3.6, se puede concluir que aumentar el espesor de la capa de aluminio sobre la cual se definen el rotor y el estator, tiene como consecuencia que el

voltaje de actuación aumenta más de 40 V, por lo que se desecha esta opción. Tomando en cuenta el desplazamiento no depende del tamaño del diámetro de rotor y que entre más grande sea el dispositivo más eficiente será la fabricación se opta por utilizar un micro-motor de 400  $\mu m$  de diámetro y espesor original de 2.5  $\mu m$ .

### **3.4 Segundo diseño del micro-motor**

Es deseable disminuir el voltaje de trabajo y manteniendo las condiciones de desplazamiento esperadas del micro-motor. Por esta razón se hace un rediseño de micro-motor con rotor con diámetro de 400  $\mu m$ .

El segundo diseño consiste en utilizar las caras superiores de los polos de estator para que interactúen con las caras inferiores de los polos del rotor. Para realizar esto se necesita hacer modificaciones al proceso de construcción del modelo original. En pocas palabras, estas modificaciones se refieren a que el rotor se colocará por encima del estator. Al estar el rotor encima del estator es necesario incrementar la longitud de los polos de éste último de tal manera que éstos cubrirán parte del área donde originalmente se encuentra el rotor en el primer diseño.

En la figura 3.28 se muestra la modificación que tiene el proceso para la simulación del segundo diseño.

Comparando el proceso de la figura 3.10 y el de 3.28, se tiene que hasta el paso ocho son idénticos, utilizan los mismos materiales con las mismas características y las mismas máscaras. Para el paso ocho la máscara utilizada solo definirá los polos del estator. A continuación se hace una descripción resumida de los cambios introducidos en el proceso para el segundo diseño. El paso nueve se muestra en la figura 3.29.

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Depth
0	Substrate	Substrate	Substrate	SILICA	50	SubstrateMask		
1	Planar Fill	Planar Fill	Layer 1	THERM_OXIDE	1			
2	Planar Fill	Planar Fill	Layer 1		1			
3	Planar Fill	Planar Fill	Layer2	POLYSILICON	0.35			
4	Straight Cut	Straight Cut				shield	+	
5	Conformal Shell	Conformal Shell	Layer3	LTO	2.3			
6	Straight Cut	Straight Cut				eje	-	1.8
7	Straight Cut	Straight Cut				sacr	+	
8	Planar Fill	Planar Fill	alum	ALUMINUM	2.5			
9	Straight Cut	Straight Cut				cort	+	
10	Planar Fill	Planar Fill	2scar	LTO	1.3			
11	Straight Cut	Straight Cut				baserotor	+	
12	Planar Fill	Planar Fill	rot	ALUMINUM	2.3			
13	Straight Cut	Straight Cut				giro1	-	
14	Straight Cut	Straight Cut				rotorv	+	2.3
15	Planar Fill	Planar Fill	ejee	SILICON	1			
16	Straight Cut	Straight Cut				bearing	-	
17	Straight Cut	Straight Cut				ejee	+	
18	Planar Fill	Planar Fill	relleno	material	0			
19	Straight Cut	Straight Cut				relleno	+	
20	Delete	Delete		LTO				

Fig. 3.28: Proceso para el segundo diseño del micro-motor.

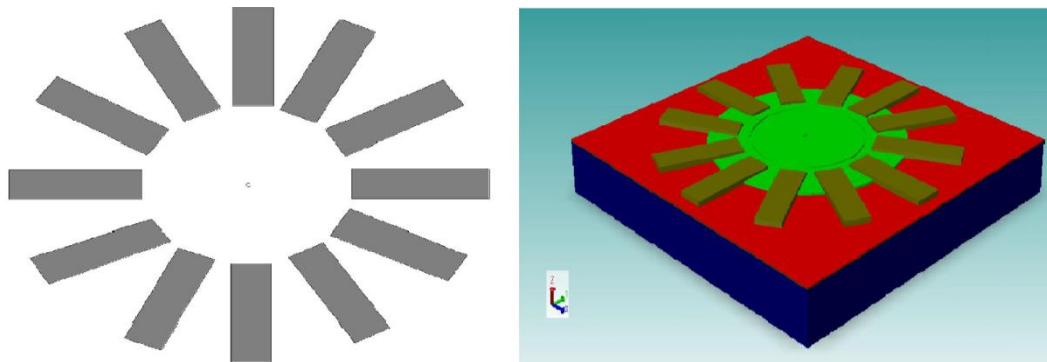
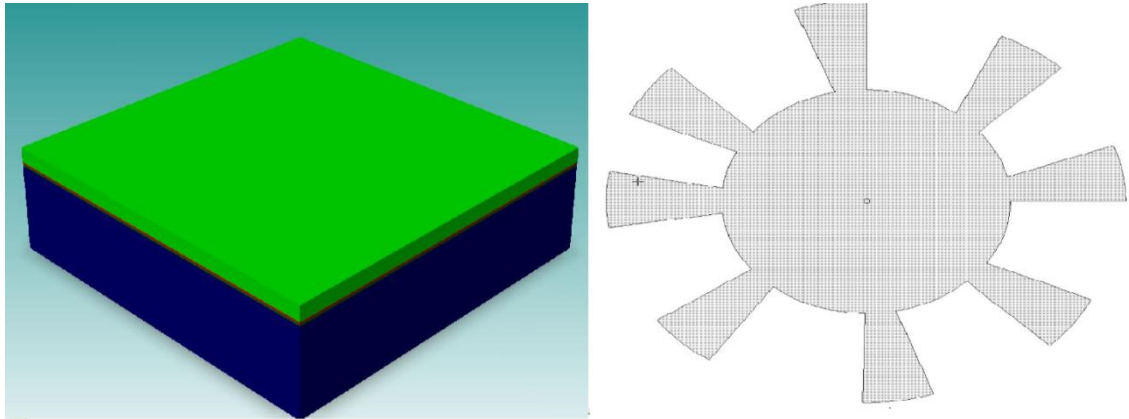


Fig. 3.29: Paso número ocho del proceso del segundo diseño del micro-motor.

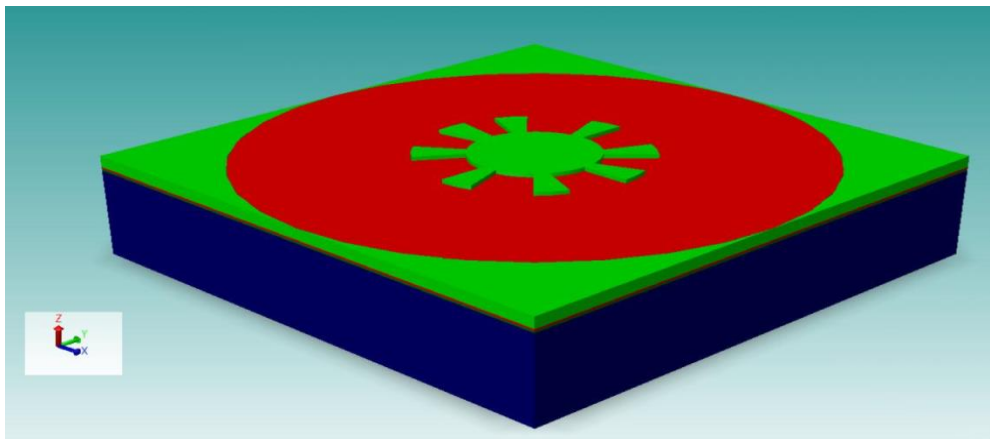
La parte izquierda de la figura 3.29 es la máscara que se utiliza en esta parte del proceso. Se observa que los polos del rotor están colocados circularmente, de tal forma que el círculo que se forma tiene un diámetro de  $240 \mu m$ . Considerando que el diámetro del rotor es  $400 \mu m$ , la zona de interacción entre el rotor y el estator es de  $160 \mu m$ . Esto quiere decir que  $80 \mu m$  de longitud de cada polo de rotor interactuarán con  $80 \mu m$  de longitud de los polos de estator para una determinada fase.

El siguiente paso es hacer un depósito de una segunda capa de sacrificio con la cual se define los postes que sostendrán el rotor y que definen la distancia que habrá entre las caras del rotor y la del estator, esta distancia es  $1.5 \mu m$ . A continuación se hace un depósito de aluminio de  $2.5 \mu m$  de espesor, como se muestra en la figura 3.30.



*Fig. 3.30: Depósito y aluminio y máscara utilizada para definir el rotor.*

De esta manera se define el rotor, el cual está colocado por encima del estator, el cual en este punto del proceso se encuentra cubierto por capa de sacrificio.



*Fig. 3.31: Definición del rotor para el segundo diseño del micro-motor.*

Después de eliminar las capas de sacrificio, la construcción del modelo 3-D para el segundo diseño de micro-motor está completo, Este modelo se muestra en la imagen 3.32.

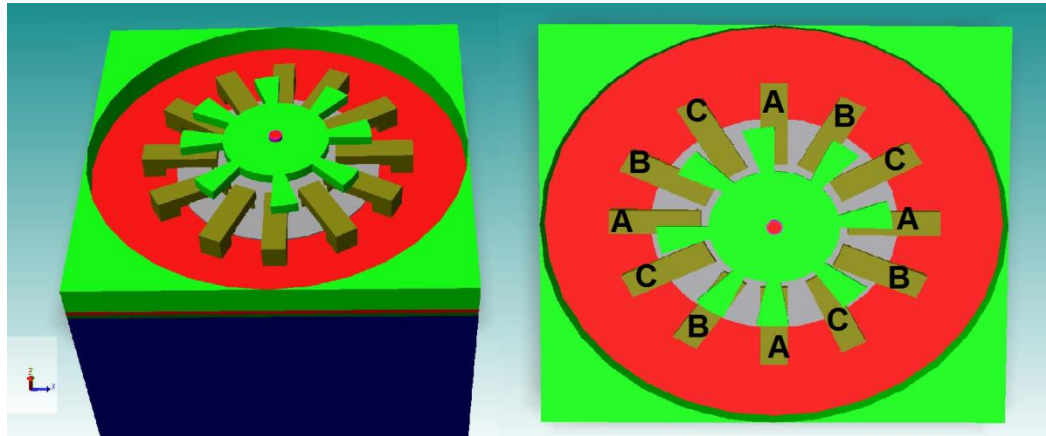


Fig. 3.32: Segundo diseño del micro-motor.

De acuerdo con la figura 3.32 las letras A, B y C señalan las caras del estator que interactuarán con el rotor, cada letra representa una fase del micro-motor, de esta manera, con forma a la expresión 3.2, el área que define al capacitor de placas planas y paralelas es mayor que con el primer diseño, por lo que se conseguirá una capacitancia más grande y por la expresión 3.4 un torque más grande.

Se realizó la simulación aplicando 20, 40 y 60 V, se obtuvieron los resultados que se muestran en la tabla 3.7:

No. Simulación	Voltaje V	Desplazamiento (magnitud)
		$\mu m$
No. 1	20	2.2
No. 2	40	4.3
No.3	60	7.6

Tabla 3.7: Resultados de simulación del segundo diseño del micro-motor.

Los resultados obtenidos con el segundo diseño son alentadores. El desplazamiento que se obtiene es significativamente mayor que con el primer diseño y además se obtiene con un voltaje de menor intensidad.

Comparando el primer diseño con el segundo, tomando en cuenta el mismo diámetro del rotor ( $400 \mu m$ ), se tiene que con el primero se necesita de 180 V para tener un desplazamiento de apenas  $2.4 \mu m$ . Mientras que con el segundo diseño se tiene casi el doble de desplazamiento con 40 V es decir,  $4.3 \mu m$ , que es un mayor desplazamiento



que el necesario ( $3.09 \mu m$ ) para obtener el mismo movimiento angular que el primer diseño con diámetro de rotor de  $100 \mu m$ .

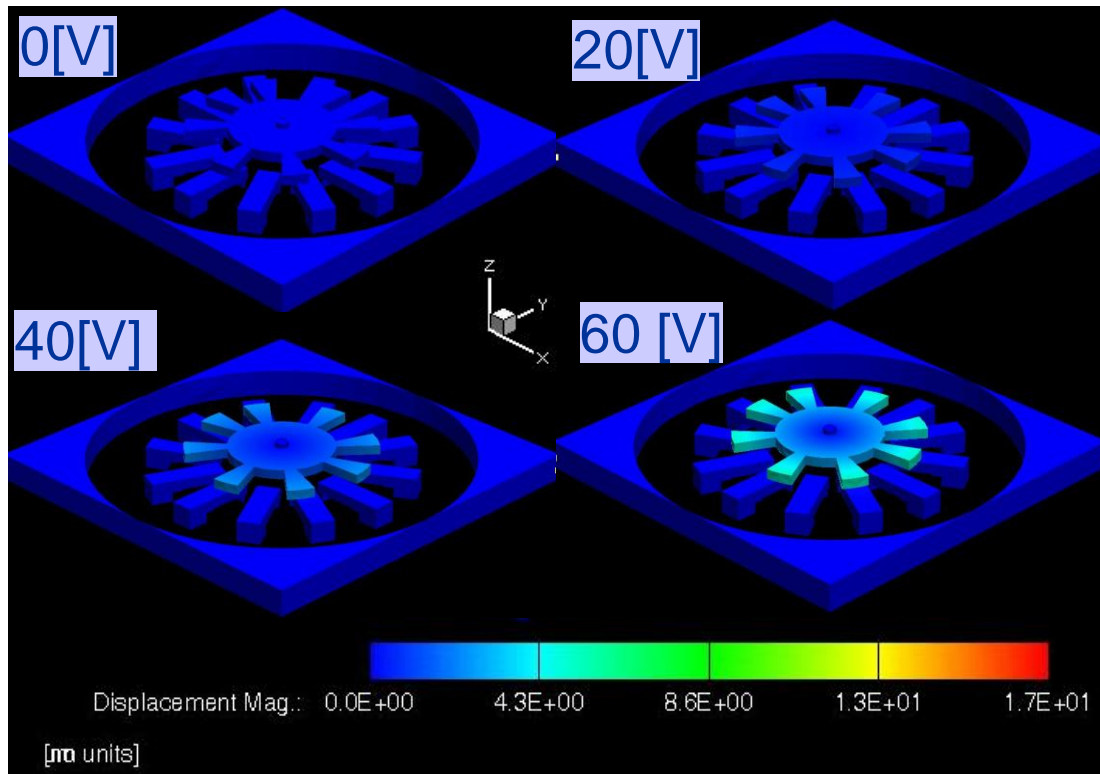


Fig. 3.33: Resultados de la simulación del segundo diseño del micro-motor.

En la figura 3.33 se observa el aumento en la magnitud del desplazamiento que sufre el micro-motor al aplicarle 20, 40 y 60 V. Con este diseño es posible obtener desplazamientos más grandes en comparación del primer diseño además, por ser de un diámetro de  $400 \mu m$  se tiene la posibilidad construir el micro-motor con menos posibilidad de error.

## 3.5 Conclusiones

Este capítulo consistió en buscar un dispositivo que genere el desplazamiento angular requerido en los arreglos reflectivos tipo espirafase. Las características que este dispositivo debe de cumplir son que sea económico, eficiente y que permita conservar las ventajas de los arreglos reflectivos, principalmente el bajo peso. La búsqueda del dispositivo impulsó a que este trabajo se enfocara en utilizar dispositivos fabricados con tecnología MEMS.

La tecnología MEMS ofrece características que invitan a explorar la posibilidad de utilizarla para diseñar un micro-motor que genere la es movimiento angular. Con esta tecnología es posible fabricar dispositivos a menor costo en comparación al costo que resultaría de comprar mini-motores comerciales. Además de que es una tecnología que, por las dimensiones características de los dispositivos fabricados con esta tecnología son de bajo peso. Características ideales para trabajar en altas frecuencias.

De los principios de actuación para micro-motores que se pueden utilizar (electrostático y magnético), para este trabajo, se optó por utilizar el principio electrostático porque la geometría del micro-motor fabricado con este principio es más simple que el de actuación magnética.

Se realizó la simulación del micro-motor de actuación electrostática variando algunos parámetros (diámetro del rotor y espesor de las capas) con respecto al modelo original y se valoró el efecto que producen estos cambios en el desplazamiento resultante.

En el caso del micro-motor con  $100 \mu m$  de diámetro de rotor, al aplicar  $V_e=100 V$ , la magnitud del desplazamiento que se obtuvo es  $d_1=0.770 \mu m$ , mientras que para un rotor de  $200 \mu m$  se necesita el mismo voltaje para obtener el mismo desplazamiento, sin embargo, en necesario aplicar  $1.6*V_e$  ( $160 V$ ) para obtener  $1.48 \mu m$  de desplazamiento que es  $2*d_1$  y que representa aproximadamente el mismo movimiento angular que para el rotor de  $100 \mu m$ .

Para el caso de rotor de  $400 \mu m$ , se aplican  $100 V$  para obtener  $7.09 \mu m$ , desplazamiento muy cercano a  $d_1$ , pero al aplicar  $1.8*V_e$  resulta un desplazamiento de  $2.40 \mu m$  que representa  $3.11*d_1$  que es inferior a los  $4d_1$  que se necesitan.

Para los casos de duplicar el espesor de las capas de metal que conforman el rotor y el estator, los resultados no son alentadores, por ejemplo, con  $200 \mu m$  al aplicar  $V_e$  (100mV) se obtiene  $0.373 \mu m$ , equivalente a  $0.48*d1$ . Al aplicar  $1.8V_e$  se obtiene  $1.1 \mu m$  de desplazamiento, equivalente a  $1.42*d1$ . Estos resultados, comparados con los que se tienen con espesor original, son significativamente menores, se requiere de un mayor voltaje para obtener el movimiento angular que se requiere.

Con el objetivo de disminuir el voltaje de actuación se realizó un segundo diseño del micro-motor con rotor de  $400 \mu m$ . Los resultados de la simulación para el segundo diseño arrojan que solo es necesario aplicar  $0.4*V_e$  (40V) para obtener  $4.3 \mu m$  de desplazamiento, el cual representa más que el  $4*d1$  que se requiere. Si se aplica  $0.6*V_e$  (60 V), se obtiene un desplazamiento de  $9.8*d1$ , es decir de  $7.6 \mu m$ .

Con base en los resultados del segundo diseño, se decidió para utilizarlo en un arreglo reflectivo tipo espirafase, por lo que es necesario conocer las posibilidades que se tienen para la fabricación del micro-motor.

## 3.6 Referencias

- [1] Ahn Chong H., Kim Young J. y Allen Mark G.; “A planar Variable Reluctance Magnetic Micromotor With Fully Integrated Stator and Wrapped Coils”, Microelectronics Research Center. 1993.
- [2] CoventorWare ANALYZER “Reference Standard Capabilities” Versión 2012.
- [3] CoventorWare Designer “Reference MEMS and Microsystems Physical Design” Versión 2012.
- [4] CoventorWare “Using Coventor ware” Versión 2012.
- [5] Krishnamurthy M., Jindal A. y Fahimi B.; “ Operational characteristics of Variable Capacitance Micromotor Drives: A Preliminary Investigation”; IEEE; 2005.
- [6] Liu Chang; “ Foundations of MEMS”, Pearson- Prentice Hall, 2006.
- [7] Mehregany Mehran, Bart Stephen F.,Tavrow Lee S., “ Principles in desing and microfabrication of variable-capacitance side-drive motors”. Journal of Vacuum Science and Technology. Vol 8, 1990.

# Capítulo 4

## Posibilidades para la fabricación

En el tercer capítulo se definió el diseño del micro-motor que se utilizará para integrarlo en un arreglo reflectivo tipo espirafase. Se tiene el espesor de las capas de materiales que se utilizarán y las dimensiones del micro-motor, sin embargo, el modelo se debe de ajustar a los recursos que se tienen en el laboratorio UNAMems para la fabricación.

Dentro de los ajustes que se deben de hacer, está la del cambio de materiales que se utilizarán en la fabricación. En este sentido, en el laboratorio UNAMems se tiene la posibilidad de utilizar los siguientes materiales:

- CYCLOTENE (BCB) como dieléctrico.
- Fotorresina como capa se sacrificio
- Cobre para las capas del estator y del rotor.

La fotorresina es un material sensible a la luz ultravioleta, dentro del proceso de construcción del micro-motor, se utiliza como capa de sacrificio y para transferir el patrón de una máscara a algún material mediante la técnica de fotolitografía.

### 4.1 Proceso fotolitográfico

El proceso fotolitográfico consiste en transferir la forma o el patrón de una máscara sobre algún material. El primer paso en el proceso fotolitográfico es dibujar la máscara, la cual generalmente se imprime sobre un acetato o algún vidrio transparente.

El material al que se quiere transferir el patrón de las máscara, debe de estar limpio y seco, a continuación se hace una deposición de fotorresina, generalmente de 6  $\mu\text{m}$ . El depósito de la fotorresina debe de ser uniforme, por lo que éste se realiza mediante fuerza centrífuga. El equipo que se utiliza para hacer el depósito de fotorresina se llama spinner.

Después de que se deposita la fotorresina, se introduce en un horno para fijar la fotorresina al material al que se quiere transferir el patrón de la máscara. No hay un tiempo exacto en el que se debe aplicar el horneado, generalmente se calcula con base en experiencias previas. Del tiempo que se horneó depende el cambio de las características de la fotorresina, como la dureza y la susceptibilidad a la luz ultravioleta. En este sentido, si se hornea más de lo necesario, la resina se endurece y no es posible hacer el revelado. A este proceso de le llama curado suave.

Considerando que se ha hecho un buen horneado, lo que sigue es alinear la máscara con el patrón que se quiere transferir. La máscara se coloca sobre la fotorresina depositada. Cuando se dibujan las máscaras, a éstas se les incorporan marcas de alineación, con el objetivo de que en los diferentes procesos litográficos que se realicen en la fabricación del dispositivo tengan el mismo marco de referencia y en consecuencia el proceso general de construcción se realice de manera correcta. Si es la primera máscara que se utiliza no es necesario realizar alineación, ya que esta máscara es la que marcará la posición de referencia para las máscaras posteriores.

En el proceso de construcción real, en contraste con el simulado en Coventor Ware, el material de las resinas que se utilicen son las que llevan la polaridad. La fotorresina utilizada en el laboratorio UNAMems es de polaridad positiva, por lo que al exponerla a luz ultravioleta, las partes que no son cubiertas por las máscaras, serán atacadas por la luz UV, después la exposición a la luz UV las partes oscuras de la máscara son conservadas. A continuación se realiza un proceso llamado revelado, el cual consiste en sumergir el dispositivo en una solución que elimina la sensibilidad de la fotorresina a la luz UV. Después del revelado, la resina tiene la el patrón de la máscara.

A continuación se realiza un ataque húmedo (químico), en el cual se sumerge la oblea en una substancia, generalmente peróxido de hidrógeno y ácido clorhídrico, para eliminar el material que no está cubierto por la fotorresina transferida. El tiempo en que el objeto se sumerge en la substancia depende del grado en que el material no deseado se haya eliminado, esto se verifica por inspección visual con ayuda de un microscopio. De esta manera el material adopta la forma de la máscara.

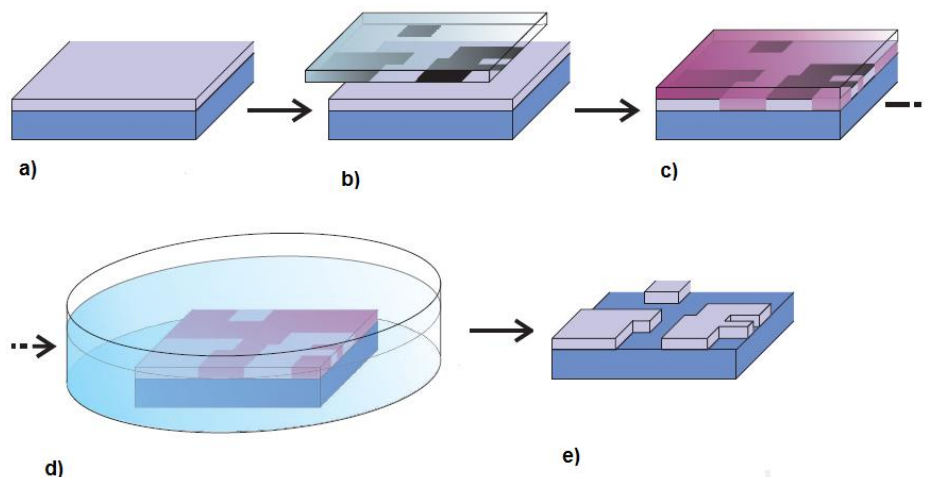


Fig. 4.1: Ejemplo de proceso fotolitográfico [1].

La figura 4.1 se muestra el proceso de fotolitografía. En a) se muestra el material con el depósito de fotorresina. En b) la alineación de las máscara con el patrón deseado. c) la exposición a la luz ultravioleta. En d) está representado el ataque húmedo para quitar el material que no está cubierto por la fotorresina con la forma de las máscaras. En e) se muestra el resultado final del proceso fotolitográfico.

Cuando la fotorresina se utiliza como capa de sacrificio, se emplea como un molde sobre el cual se hará la deposición de algún material que tomará la forma de molde de fotorresina, cuando el material depositado tiene la forma del molde se elimina la fotorresina, generalmente con acetona.

Hasta ahora se han definido los pasos requeridos para realizar el proceso fotolitográfico, este proceso es impórtate porque se utiliza en la fabricación de dispositivos MEMS.

A continuación se describe como sería el proceso de construcción del segundo diseño del micro-motor presentado en el capítulo anterior. Este proceso toma en cuenta las capacidades que se tienen en el laboratorio UNAMems.

La construcción se realiza sobre una lámina cuadrada de cobre, con longitud de 600  $\mu\text{m}$  de lado y 10  $\mu\text{m}$  de espesor. La figura 4.2 se muestra una vista lateral de esta lámina.



Fig.4.2: Lámina de cobre.

Sobre la lámina de cobre se realiza el proceso fotolitográfico. En este paso se utiliza para definir los postes que polarizarán el rotor. Se utiliza la una máscara como la que se muestra en la figura 4.3.

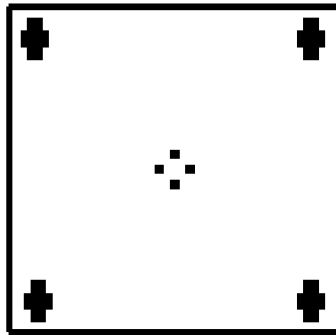


Fig. 4.3: Máscara para definir los postes.

En el proceso fotolitográfico para definir los postes, se requiere que el ataque húmedo alcance una profundidad de  $6\ \mu\text{m}$  que es la longitud que es necesario que tengan los postes. En la figura 4.4 se muestran los postes definidos.

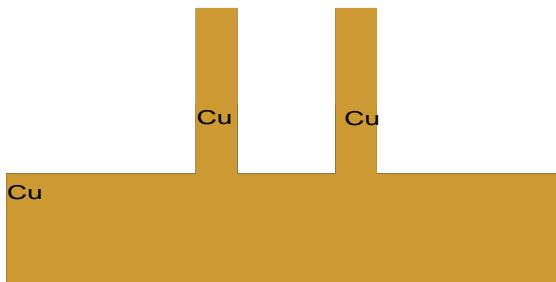
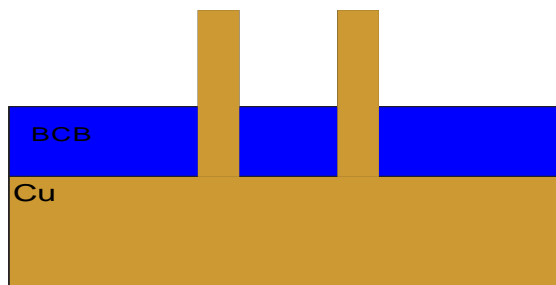


Fig.4.4: Definición de los postes de polarización, sin marcas de polarización para simplificar el dibujo.

El siguiente paso es un depósito de BCB de  $2.5\ \mu\text{m}$  de espesor. El proceso para hacer el depósito de este material, es similar al de la fotorresina, solo que para depositar



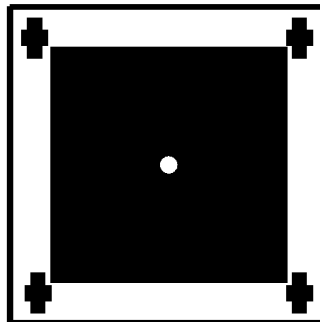
BCB es necesario utilizar un adhesor especial para este material, con el objetivo de mantener firme la unión entre el cobre y el BCB.



*Fig. 4.5: Deposición de BCB.*

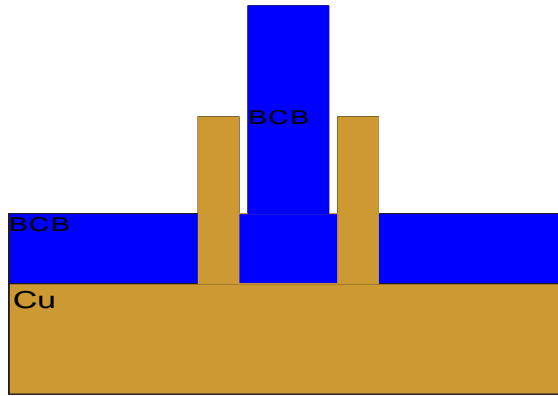
Para el BCB es necesario además del curado suave, hacer un horneado a mayor temperatura y por más tiempo. A este tipo de horneado se llama curado fuerte y se utiliza para que el BCB adquiera una consistencia más dura. El depósito de BCB se muestra en la figura 4.5.

A continuación se hace un segundo depósito de BCB de  $7.6 \mu\text{m}$  y se utiliza fotolitografía para definir un poste de BCB alrededor del cual girará el rotor. El eje de BCB es de forma circular, con diámetro de  $100 \mu\text{m}$ . Se utiliza la máscara que se muestra en la figura 4.6.



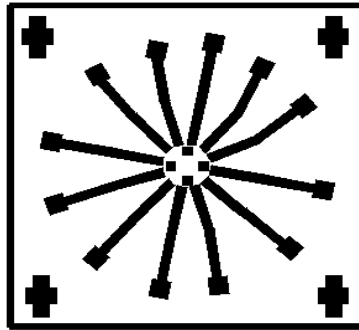
*Fig. 4.6: Máscara para el poste de BCB.*

EL BCB es una resina negativa, por lo que la parte oscura de la máscara de la figura 4.6 es lo que se ataca. En la figura 4.7 se muestra el resultado de este proceso.



*Fig. 4.7: Resultado del poste de BCB.*

El siguiente paso es definir los polos del estator, para esto se hace un depósito de cobre de  $2.5\ \mu\text{m}$ . La forma que de los polos del estator se muestra en la figura 4.8; en esta imagen se observa que se cubren los postes de polarización para evitar que se afecten con el ataque.



*Fig. 4.8; Máscara para definir polos del rotor.*

En la figura 4.9 se observa el resultado de este paso en la definición de los polos del estator.

Los dos siguientes pasos implican el depósito de dos capas de sacrificio. La primera capa de sacrificio es de un espesor de  $2.3\ \mu\text{m}$ . El resultado del depósito de esta capa se muestra en la figura 4.10.

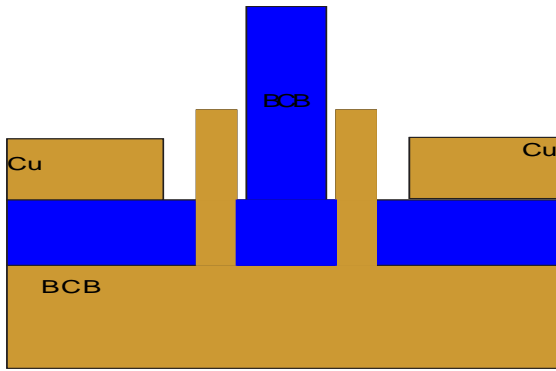


Fig.4.9: Definición de los polos del estator.

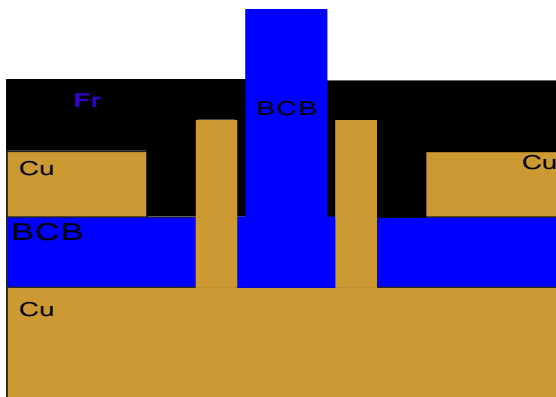


Fig. 4.10: Primer capa de sacrificio.

La segunda capa de sacrificio tiene un espesor de  $2.5 \mu\text{m}$  y toma la forma de la máscara de la figura 4.11:

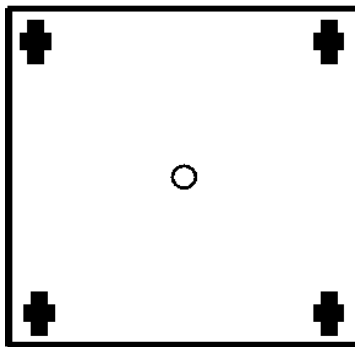


Fig. 4.11: Máscara para la segunda capa de sacrificio.

La máscara de la figura 4.11 es un aro de  $18 \mu\text{m}$  de ancho, la capa de sacrificio que se define con el patrón de esta figura se utiliza para mantener una separación entre el

rotor y el poste sobre el que girará. En la figura 4.12 se observa el resultado de la segunda capa de sacrificio.

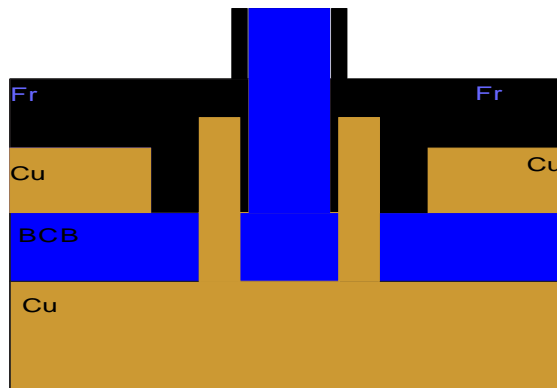


Fig. 4.12: Definición de la segunda capa de sacrificio.

El siguiente paso es un depósito de cobre sobre el cual se definirá el rotor. Recordando que el rotor tiene un diámetro de  $400\ \mu\text{m}$ . Para definir el rotor se utiliza la máscara que se muestra en la figura 4.13. La longitud de los polos del rotor es de  $132\ \mu\text{m}$ , mientras que el círculo interno que define el espacio del eje sobre el que girará el rotor es de  $136\ \mu\text{m}$ .

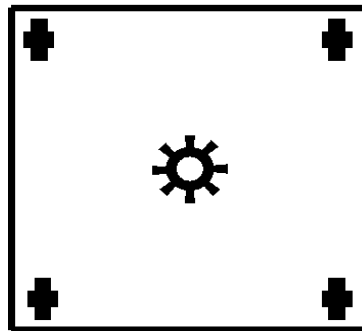


Fig. 4.13: Máscara para el rotor.

En la figura 4.14 se muestra el resultado de la definición del rotor. En esta figura se observa cómo la segunda capa de sacrificio mantiene una separación entre el rotor y el eje de BCB.

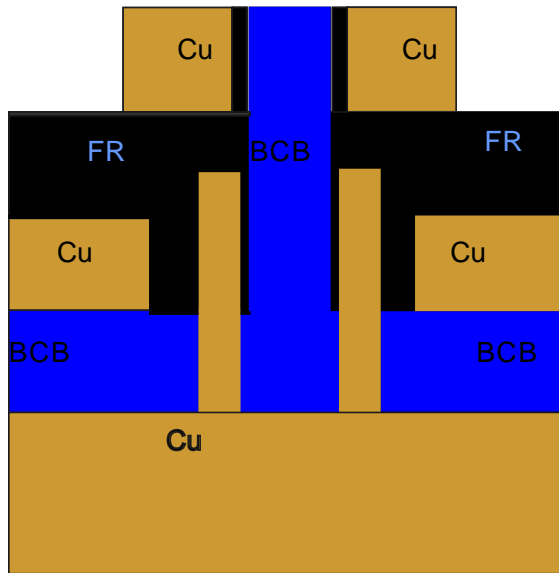


Fig. 4.14: Definición del rotor.

Hasta este punto queda definido el micro-motor, sin embargo es necesario agregar dos pasos adicionales para asegurar que el rotor no se desprenderá del eje sobre el que gira. Estos pasos adicionales incluyen un depósito de capa de sacrificio y uno de cobre.

La capa de sacrificio tiene un espesor de  $3\ \mu\text{m}$  y adopta la forma de la máscara que se muestra en la figura 4.15. Esta máscara está definida como un aro con diámetro exterior de  $400\ \mu\text{m}$  y diámetro interior de  $60\ \mu\text{m}$ .

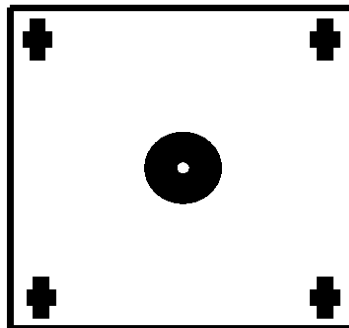
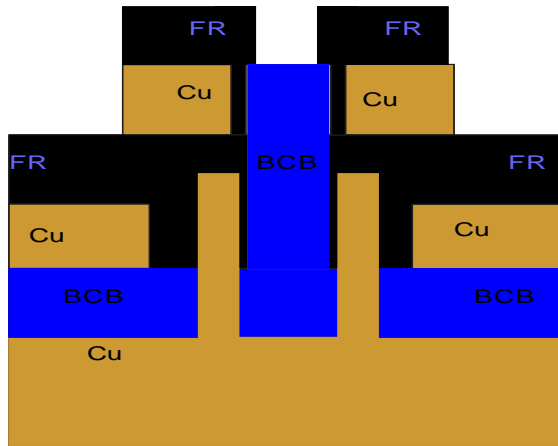


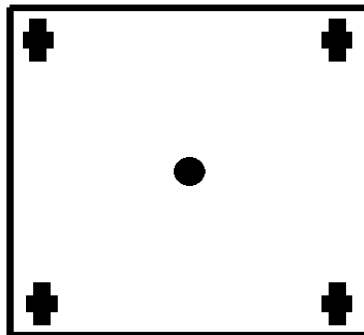
Fig. 4.15: Máscara de la tercera capa de sacrificio.

La capa de sacrificio con la forma de la máscara 4.15 sirve como un molde para la capa de cobre que se depositará posteriormente. En la figura 4.16 se muestra la forma que se obtiene para la tercera capa de sacrificio.



*Figura 4.16: Tercera capa de sacrificio.*

El siguiente paso es el depósito de cobre que tendrá un espesor de  $1\ \mu\text{m}$ . Esta capa rellena el espacio que queda libre de la capa de sacrificio definida en el punto anterior y tendrá que tomará la forma de la máscara 4.17.



*Fig. 4.17: Máscara para el depósito de cobre.*

En la figura 4.18 se muestra el micro-motor terminado, las capas de color negro son capas de sacrificio que deberán ser eliminadas como procedimiento final. En esta misma imagen se observa más claro la manera en que la última capa de cobre funciona como una especie de una tapa.

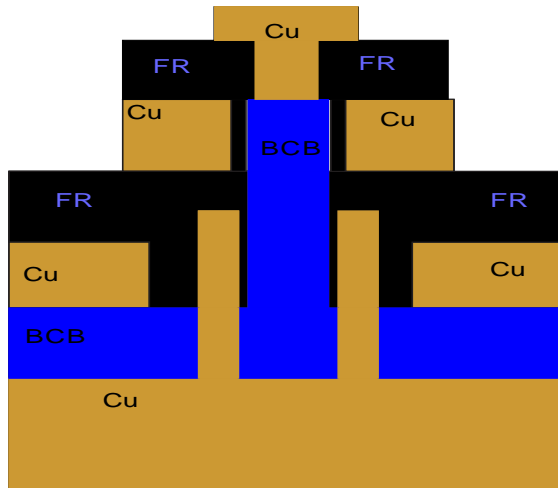


Fig. 4.18: Micro-motor.

A continuación se muestra el modelo 3-D que se construyó en Coventor Ware con el objetivo de comprobar que el sistemas de máscaras propuesto es correcto. Se muestra, en resumen, la secuencia de construcción de este modelo 3-D. Para lo cual se sigue los mismos pasos que la secuencia explicada con anterioridad y se utilizan las mismas máscaras. En consecuencia se hace un sustrato de cobre, como se muestra en la figura 4.19.

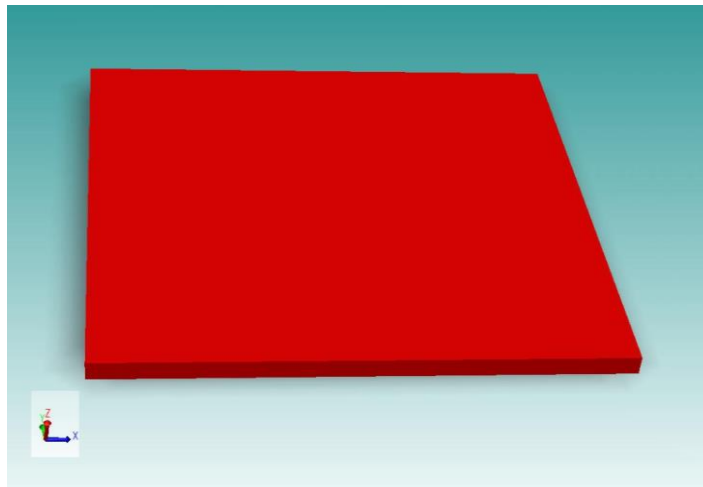
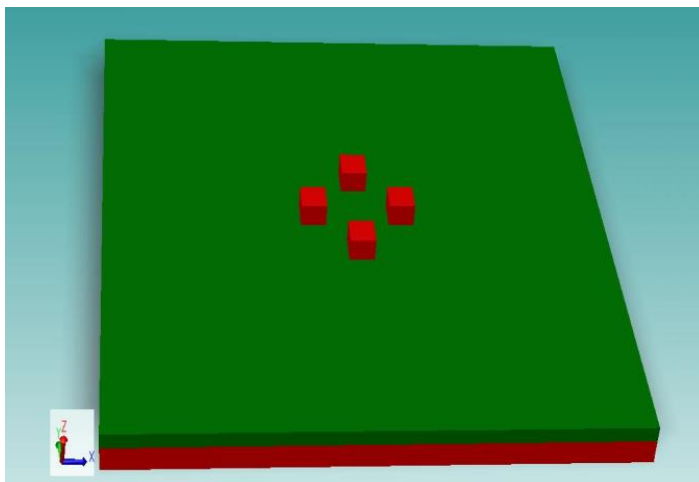


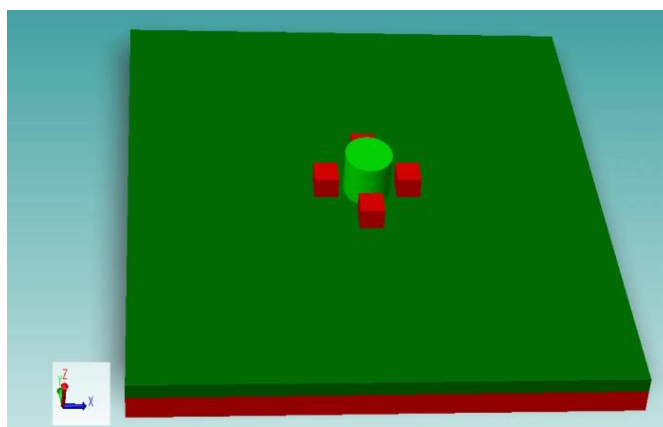
Fig. 4.19: Sustrato de cobre.

A continuación sigue la definición de los postes de polarización y de soporte para el rotor y el depósito de BCB. Estos pasos se muestran en la figura 4.20.



*Fig. 4.20: Definición de postes de polarización y capa de BCB.*

En la figura 4.21 se muestra la definición del poste de BCB sobre el cual girará el rotor.



*Fig. 4.21: Poste de BCB.*

El siguiente paso es la definición con cobre de los polos del estator, como se muestra en la figura 4.22.



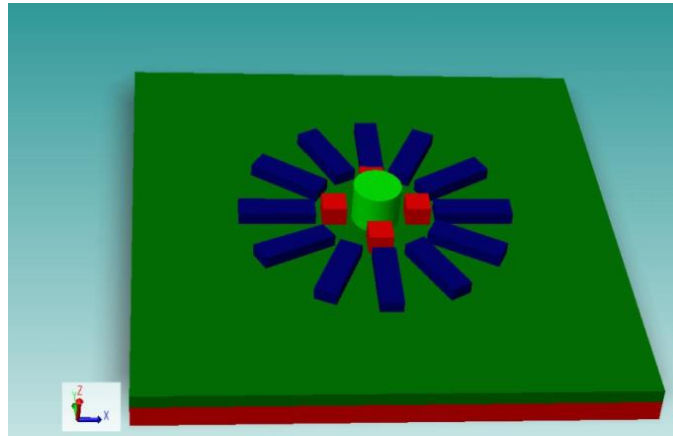


Fig. 4.22: Definición de los polos del rotor.

Los pasos que siguen son los depósitos de fotorresina con la que se define la distancia entre los polos del rotor y del estator. Posterior a la fotorresina se deposita una capa de cobre sobre la cual se define el rotor. Este paso se muestra en la figura 4.23.

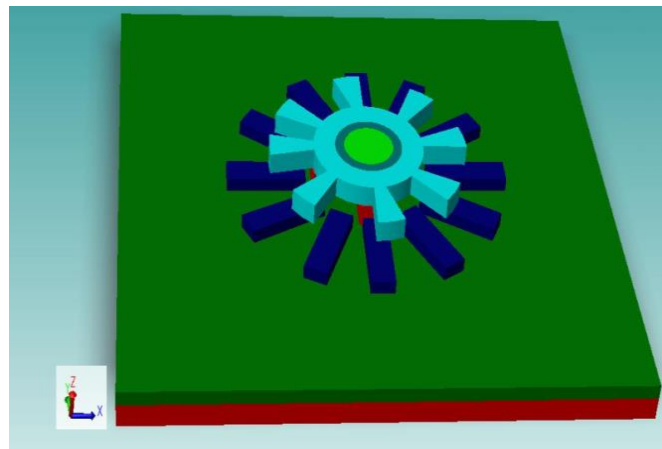


Fig. 4.23: Definición del rotor.

El tercer depósito de fotorresina utilizada como capa de sacrificio. En este caso, la fotorresina se utiliza como moldear la el depósito de cobre que será depositado y será utilizado como un tapa para evitar que el rotor se desplace fuera de la posición que le corresponde. En las figuras 4.24 y 4.25 se observa el resultado de estos pasos del proceso de construcción. En la figura 4.24 se modifica la escala en Z con el objetivo de observar con más detalle la distancia entre el rotor y el estator.

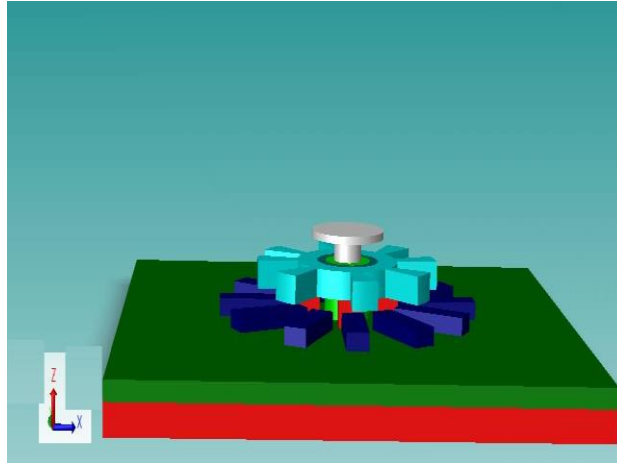


Fig. 4.24: Definición de la *tapa* para rotor.

En la figura 4.25 se muestra el resultado final del micro-motor electrostático que se pretende fabricar. En esta figura se observa la definición de los polos del rotor y del estator, además de la última capa de cobre.

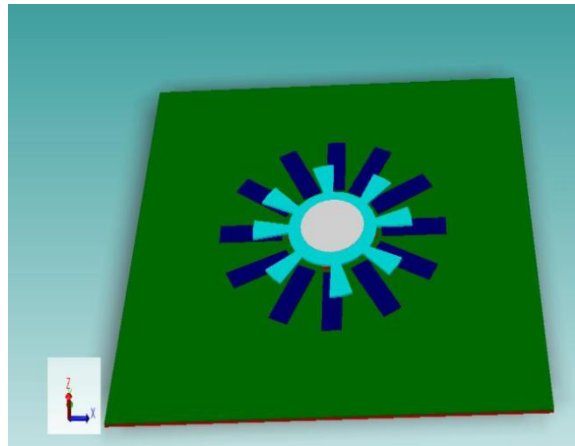


Fig. 4.25: Modelo del micro-motor que se pretende construir.

## 4.2 Conclusiones

El diseño del micro-motor presentado en el tercer capítulo se adaptó a las posibilidades que se tienen de construir en el laboratorio UNAMems. Los cambios introducidos son, principalmente, en los materiales, debido a que el proceso establecido en este laboratorio se tiene el equipo necesario y el pleno control sobre los procedimientos necesarios para los depósitos de estos materiales.

Los materiales que se utilizan en laboratorio y en los que está basada la propuesta de construcción son tres: Cyclotene (BCB) como dieléctrico, fotorresina como capa se sacrificio y cobre para las capas del estator y del rotor. El diámetro del rotor es de  $400 \mu m$ . La construcción de dispositivos de estas dimensiones es susceptible a errores, principalmente en la definición de los patrones de las máscaras a algún material; estos errores se pueden producir por inconsistencias en el proceso fotolitográfico.

La fabricación del micro-motor queda como trabajo futuro. De igual manera la integración en un arreglo reflectivo tipo espirafase, así como valorar el desempeño que tiene el micro-motor en comparación con otras opciones para realizar la rotación de los elementos radiantes del arreglo, ya sea mecánica o electrónica.

## 4.3 Referencias

[1] Villarroya Gaudó María; “Diseño y fabricación de sistemas micro/nano eletromecánicos”, Universidad Autónoma de Barcelona, junio 2005.

# Conclusiones generales

El interés de los sistemas de comunicaciones por utilizar antenas que sean capaces de cambiar la dirección del patrón de radiación y que sean de bajo costo, impulsó el desarrollo de arreglos reflectivos de tipo espirafase. Este tipo de arreglos basan su funcionamiento en la rotación angular de los elementos que lo componen. Para el estudio de este tipo de arreglos, la superficie reflectora se divide en celdas unitarias periódicas, donde cada una contiene un número N de elementos radiantes.

Dependiendo del número N de elementos en la celda unitaria, los elementos adyacentes tendrán una diferencia angular de  $\Delta\gamma = \frac{\pi m}{N}$ , donde m es un número entero. En este sentido, cambiar la diferencia angular de los elementos adyacentes equivale a aumentar m en la expresión anterior. En la práctica, para cambiar la posición angular de los elementos se realiza una rotación. Esta rotación se puede hacer en forma electrónica o mecánica.

Dentro de los arreglos reflectivos tipo espirafase se pueden emplear diferentes elementos radiantes. Para este trabajo se utilizó dipolos. Se realizó la simulación del arreglo reflectivo periódico con celdas unitarias desde tres y hasta ocho dipolos. Todas las simulaciones se hicieron a una frecuencia de 30 GHz. Con estas simulaciones se conoció la magnitud de los coeficientes de reflexión de las ondas que se propagan para cada configuración del arreglo. Con la magnitud de los coeficientes se puede determinar las pérdidas por conversión de la onda que se refleja en la dirección deseada.

El ángulo de reflexión está determinado por el número N de elementos que tenga la celda unitaria. En este sentido, al incrementar N el ángulo de reflexión disminuye. Por ejemplo, con  $\Delta\gamma = \frac{\pi}{3}$ , el ángulo de reflexión es  $37.97^\circ$ , en tanto que con  $\Delta\gamma = \frac{\pi}{5}$  el ángulo es  $22.16^\circ$ , mientras que con  $\Delta\gamma = \frac{\pi}{8}$  el ángulo es  $13.34^\circ$ . Sin embargo, para las configuraciones donde es posible aumentar la diferencia angular, el ángulo aumenta con respecto a  $m=1$ . Por ejemplo, con  $\Delta\gamma = \frac{2\pi}{5}$  el ángulo de reflexión es  $47.8^\circ$ . De esta manera se puede variar los parámetros N y m para obtener diferentes ángulos de reflexión.

Las simulaciones muestran que el arreglo presenta, en general, bajas pérdidas por conversión. La mayoría de los resultados tienen pérdidas menores a -1dB salvo los casos de N=5 con m=2 y N=7 con m=3, que presentan pérdidas por conversión de -1.19 dB y -1.92 dB respectivamente, como se muestra en la siguiente figura.

<i>Número de elementos en la celda unitaria (N)</i>	<i>m</i>	<i>Pérdidas por inserción dB</i>
N=3	1	-0.326
N=4	1	-0.180
N=5	1	-0.350
	2	-1.190
N=6	1	-0.408
N=7	1	-0.176
	2	-0.140
	3	-1.920
N=8	1	-0.212
	3	-0.626

Se mencionó que la rotación de los elementos que integran el arreglo espirafase se puede realizar en forma electrónica o mecánica, para este trabajo se propuso utilizar rotación mecánica utilizando un dispositivo MEMS. El dispositivo que se plantea utilizar para incorporarlo en un arreglo reflectivo es un micro-motor que utiliza el principio actuación electrostática. De esta manera se seleccionó un micro-motor con rotor de 100  $\mu\text{m}$  y se simuló con Coventor Ware para buscar el voltaje de actuación. Se encontró que con  $V_e=100\text{ V}$  la magnitud del desplazamiento que se obtiene es 0.77  $\mu\text{m}$ .

Se modificó la dimensión de algunos parámetros del micro-motor para conocer como como afectan estos cambios en el voltaje necesario para obtener el mismo desplazamiento que con el modelo original.

Los parámetros que se cambiaron del micro-motor son el diámetro y el espesor del rotor. Se observó que cuando se cambia el diámetro del rotor a 200  $\mu\text{m}$  y a 400  $\mu\text{m}$  la magnitud del desplazamiento es prácticamente la misma al aplicar el mismo voltaje. Pero hay que tener en cuenta que para tener un desplazamiento angular equivalente al del modelo original, para el caso de 200  $\mu\text{m}$  es necesario que el desplazamiento sea dos

veces el desplazamiento que se tiene con el modelo original, es decir  $1.54 \mu\text{m}$ . De acuerdo con las simulaciones, con  $160 \text{ V}$  se obtiene  $1.48 \mu\text{m}$  de desplazamiento, lo que significa que hay que aumentar 1.6 veces  $V_e$  para tener el mismo desplazamiento angular en ambos modelos.

Variar el espesor del rotor no resultó conveniente porque el desplazamiento disminuye en forma significativa. Con un diámetro de  $200 \mu\text{m}$  y doble espesor se necesita aumentar en 1.8 veces ( $180 \text{ V}$ )  $V_e$  para obtener apenas  $1.1 \mu\text{m}$  de desplazamiento, que representa 1.42 veces el desplazamiento del modelo original, y que está muy por debajo del  $1.48 \mu\text{m}$  que se obtiene con  $160 \text{ V}$  para el mismo diámetro del rotor pero con el espesor normal.

Con diámetro de  $400 \mu\text{m}$  y doble espesor, el desplazamiento que se obtiene son aún menores, con  $180 \text{ V}$  se obtiene apenas  $0.89 \mu\text{m}$  que representa solamente 1.15 veces el desplazamiento del modelo original, muy por debajo del desplazamiento que se requiere para el rotor de  $400 \mu\text{m}$ , que es  $3.08 \mu\text{m}$ .

Con base en lo anterior, se concluye que aumentar el diámetro del rotor no afecta el desplazamiento que se obtiene, en contraste con la opción de aumentar el espesor de la capa de rotor que el desplazamiento disminuye poco más de la mitad.

Los voltajes que se utilizan alcanzar los desplazamientos descritos resultaron bastantes grandes. Por tal motivo, se propuso un segundo diseño del micro-motor con un rotor de  $400 \mu\text{m}$ . En este segundo diseño, se buscó aumentar el área que define a los capacitores de placas planas, de esta manera el rotor se monta por encima de los polos del estator manteniendo la misma separación entre las caras del rotor y del estator que con el diseño original. Con la simulación del segundo diseño se obtuvieron resultados alentadores. Con tan solo  $0.4 V_e$  ( $40 \text{ V}$ ) se obtiene un desplazamiento de  $4.3 \mu\text{m}$  que representa 5.5 veces el desplazamiento del modelo original. Comparando primer y segundo diseño del micro-motor con  $400 \mu\text{m}$  de diámetro de rotor, el primer diseño requiere de  $1.8V_e$  para alcanzar un desplazamiento de  $2.4 \mu\text{m}$ , mientras que para el segundo diseño con  $0.2V_e$  se obtiene un desplazamiento de  $2.2 \mu\text{m}$ , en otras palabras el voltaje de actuación disminuye 9 veces.

Tomando como referencia el segundo diseño del micro-motor, se valora la posibilidad de fabricarlo, tomando en cuentas los elementos que se tienen en el laboratorio UNAMems, para lo cual se definió los materiales que se utilizarían en la fabricación y se desarrolló proceso de construcción y un conjunto de máscaras que se emplearían en cada paso del proceso de fabricación.