

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey

Campus Ciudad de México
División de Ingeniería y Arquitectura



**TECNOLOGICO
DE MONTERREY.**

Ingeniería Mecatrónica
Departamento de Mecatrónica

DIA

“Diseño de antenas reconfigurables por arreglos de fase en MEMS”

Autores:

Jorge Martínez Rivera [REDACTED]
Julio César Sánchez Alva [REDACTED]
Luis Alfonso Haro Márquez [REDACTED]
Marvin Salas Véjar [REDACTED]

IEC

Asesor: Dr. Rogelio Bustamante

Profesor: M. en C. Edgar Omár López Caudana

Sinodales: Dr. Luis Neri Vitela
Dr. José Ramon Alvarez Bada



**TECNOLOGICO
DE MONTERREY.**

BIBLIOTECA
Campus Ciudad de México

1000

INDICE

1. Introducción	3
1.1. Problemática	3
1.2. Objetivo	3
1.3. Descripción	3
1.4. Importancia del proyecto	3
1.5. Componentes de proyecto	4
1.6. Fases del proyecto	4
1.7. Diagrama del proyecto	5
2. Marco Teórico	7
2.1. Antenas	7
2.1.1. Introducción a la teoría de antenas	7
2.1.2. Funcionamiento elemental de las antenas	8
2.1.3. Tipos de antenas	10
2.1.4. Dipolo	16
2.1.5. Parámetros	17
2.1.6. Teoría de Arreglo de antenas	22
2.2. <i>Microelectromechanical Systems</i> (MEMS)	36
2.2.1. Sistemas Micro Electromecánicos de Radiofrecuencia (RF MEMS)	36
2.2.2. Fabricación en MEMS	38
2.2.2.1. Procesos de deposición en MEMS	39
2.2.2.2. Litografía	40
2.2.2.3. Procesos de Grabado	40
2.2.2.4. Materiales usados en MEMS	40
2.2.3. Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica	42
2.2.3.1. Materiales usados en el INAOE	43
2.2.3.2. Procesos de fabricación del INAOE	43
2.3. Software de simulación y pruebas	46
2.3.1. Sistema de antenas UniTr@in - I	46
2.3.2. <i>MMANA</i>	52
2.3.3. Diseño de MEMS	60

2.3.4. <i>CoventorWare</i> TM	60
2.3.4.1. <i>Designer</i>	62
2.3.4.2. <i>Analyzer</i>	65
2.3.4.3. <i>Architect</i>	66
3. Desarrollo y Resultados de arreglos	69
3.1. Arreglo lineal de 20 elementos	69
3.2. Arreglo bidimensional de 36 elementos	76
3.3. Arreglo bidimensional de 16 elementos	84
3.4. Arreglo bidimensional de 4 elementos 1	91
3.5. Arreglo bidimensional de 4 elementos 2	99
3.6. Desarrollo de arreglos 2x2 en macro escala	107
3.7. Diseño preeliminar de un arreglo de 4x4	115
3.8. Desarrollo y resultados de arreglo 4x4 en macro escala	119
3.9. Diseño del Arreglo 2x2 en <i>CoventorWare</i> TM	141
3.10. Diseño de arreglo 4x4 en <i>CoventorWare</i> TM	147
4. Conclusiones	157
Referencias	161
Anexos	163
I. Tutorial desarrollado de <i>CoventorWare</i> TM	163
II. Tutorial desarrollado de <i>MMANA</i>	180
III. Resultados de análisis electrostático y simulaciones de antenas	190
Glosario	193
Poster	195

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Problemática

En la actualidad existe la necesidad de contar con antenas que tengan patrones de radiación altamente directivos, donde se pueda reconfigurar el patrón de radiación sin tener que cambiar de posición las antenas. Este tipo de antenas satisface la necesidad de tener patrones de radiación móviles sin utilizar motores que cambien de posición físicamente la antena. De igual manera la tendencia actual demanda que nuevos dispositivos trabajen a frecuencia más alta y que posean una mayor escala de integración, lo que implica la realización de dispositivos muy pequeños y por esto nos referimos a los MEMS.

1.2 Objetivos

Diseñar, simular, desarrollar y evaluar de nuevos modelos de antenas reconfigurables por arreglos de fase.

Diseñar y desarrollar un modelo de antena reconfigurable en un MEMS.

1.3 Descripción

Diseño de nuevos arreglos de antenas y defasadores que por medio de micro interruptores se controle la fase de la señal de entrada para obtener patrones de radiación con una directividad y ganancia deseadas, e implementar éste diseño a una escala de MEMS utilizando el software *CoventorWare*TM.

1.4 Importancia del proyecto

Éste proyecto es la integración otros proyectos de ingeniería que se han realizado anteriormente: Microswitches para RF Mems y Antenas basadas en MEMS. El objetivo

principal es desarrollar la parte de transmisión y recepción de datos por medio de arreglos de antenas de un sistema diseñado en un MEMS. La relevancia de éste proyecto es que proporcionará una completa investigación en el área de antenas que servirá como un pilar necesario para investigaciones futuras.

1.5 Componentes del proyecto

Bibliografía especializada: libros de teoría de antenas, artículos actualizados de MEMS y antenas.

Software *CoventorWare*TM (para el diseño de MEMS) y MMANA para las simulaciones de antenas.

Equipo didáctico para mediciones de patrones de radiación: Equipo UNITR@IN.

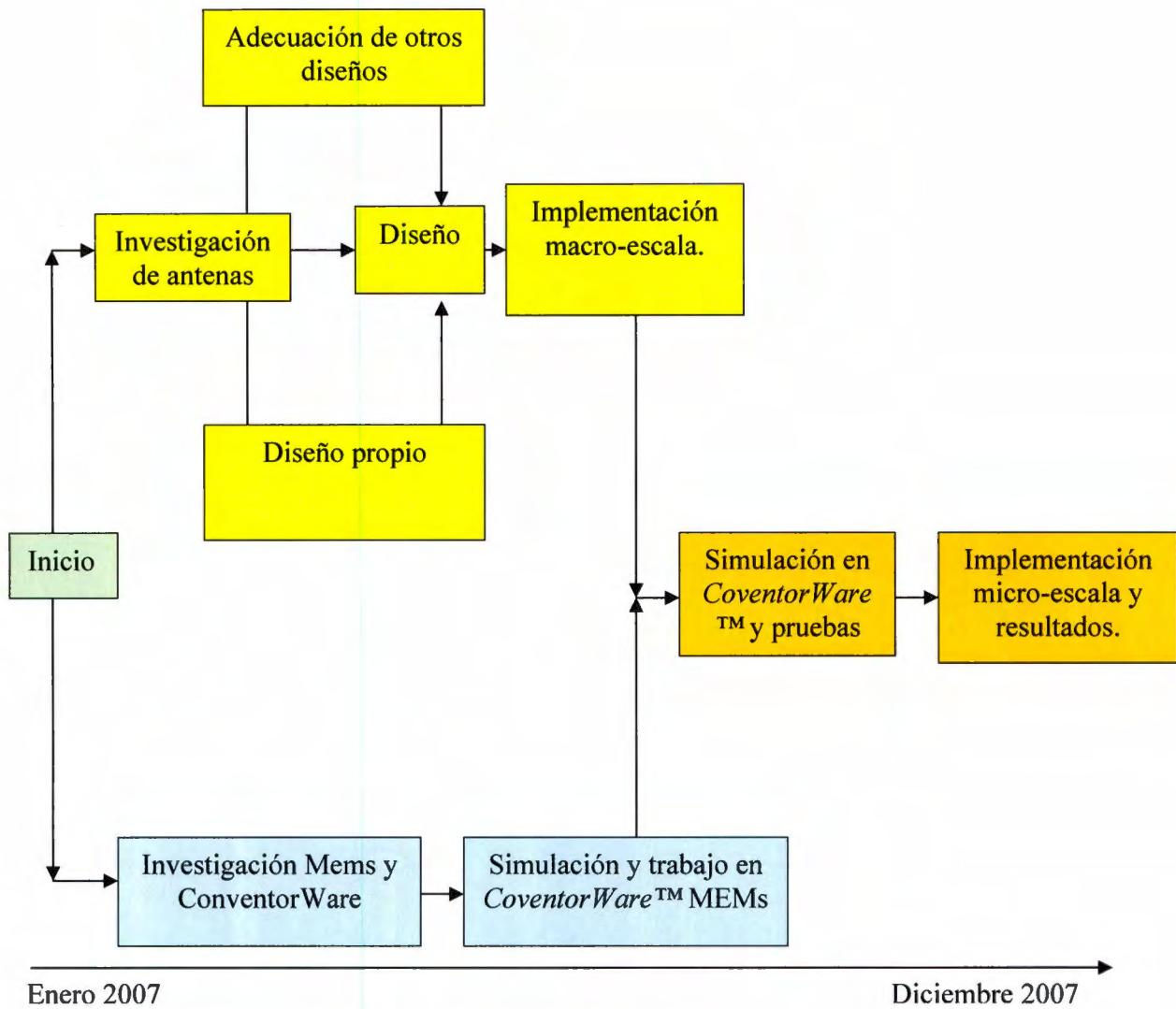
1.6 Fases del proyecto

El proyecto se divide en 4 fases y 2 grupos:

1. Investigación
2. Diseño
3. Simulación
4. Implementación

Grupo de investigación y grupo de simulación.

1.7 Diagrama del Proyecto



En el tiempo en el que se realizará la investigación se formarán 2 equipos investigación de antenas e implementación en macro escala y diseño en micro escala. Al final se conjuntará el trabajo de ambas partes en los últimos 2 bloques del diagrama.

2 MARCO TEÓRICO

2.1 ANTENAS

2.1.1 Introducción a la teoría de Antenas

Dentro del ámbito de las telecomunicaciones desde el siglo XIX se comenzó a investigar acerca del electromagnetismo. James Clerk Maxwell fue quien definió las teorías de la electricidad y el magnetismo, así como la relación entre ellas bien conocidas como las Ecuaciones de Maxwell; su trabajo fue publicado por primera vez en 1873[8].

En 1886 Hertz pudo demostrar el primer sistema inalámbrico en su laboratorio, utilizando un arco eléctrico sobre un dipolo de media onda y que fue detectado por un pequeño receptor cerca de ahí. En 1901 Marconi trazó un parte aguas en el desarrollo de las telecomunicaciones y específicamente de las antenas, fue la primera transmisión trasatlántica, la antena era demasiado aparatosa y grande sin embargo se logró el cometido.

Durante esos años no hubo mucho avance tecnológico, fue hasta la segunda guerra mundial cuando comenzó la investigación y avances tecnológicos en la materia de las antenas. En ésta época se introdujeron varios tipos de elementos como los reflectores, las guías de onda con apertura así como la invención de las microondas que podían transmitir a frecuencias mayores a 1Ghz.

En los 60's se introdujeron muchos métodos numéricos que hicieron posible el cálculo de diseños que antes era muy difícil de modelar, con esto se dio el comienzo de la época moderna de el diseño de las antenas [12]. Con los avances en simulación y predicción gracias a los métodos numéricos hasta la fecha, nos llevan más a la parte de ingeniería, ya que con base a modelos simples se comienzan a hacer modificaciones y se prueban antes de implementarlos en simuladores, esto facilita y hace mucho más rápido el diseño el cual queremos hacer más eficiente y corregir sus defectos de manera rápida.

Es prudente comentar que en los sistemas de comunicaciones, si bien es muy importante el equipo transmisor y receptor así como la modulación y los códigos de línea que se utilizan para enviar la información y reconocerla más fácilmente, la parte de la transmisión y del medio es tan importante como el sistema en conjunto. De aquí que las antenas han jugado en el papel de las telecomunicaciones el rol más importante pues sin una buena antena el mejor sistema de comunicación no funciona. Por eso para este escrito se considera fundamental la comprensión de todas las características de las antenas así como sus parámetros y tipos. En el siguiente apartado llevaremos a nuestro amigo lector de la mano desde la definición general de una antena, hasta conocer los parámetros tipos y métodos de diseño así como de simulación y fabricación. Estos conceptos serán la base para dar un punto de vista a la investigación y a los diseños que hemos de presentarles en el siguiente trabajo.

2.1.2 Funcionamiento elemental de las antenas

Una antena según el *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* (IEEE Std 145-1983) [4] se define como “un medio para radiar o recibir ondas de radio”. En otras palabras la antena es un medio de transición (el cual lleva información) entre una línea de transmisión y el espacio libre. La función principal de la antena es radiar la energía que lleva la línea de transmisión al espacio como ondas electromagnéticas para que llegue a otro punto en donde está una antena receptora y haga la función de captar esas señales electromagnéticas y convertirlas en la energía que será transmitida hacia el receptor. Dentro de ésta función hay ciertas consideraciones dependiendo de la aplicación, ya sea direccionalidad, potencia, polarización, etc.

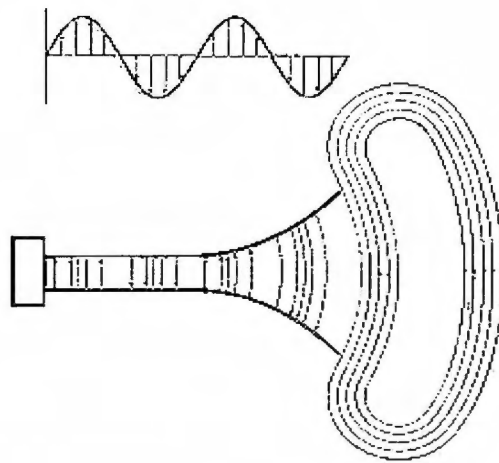


Figura 2-1 Esquema de un sistema de transmisión (Balanis,1982)

Como podemos ver en la figura 2-1 tenemos la fuente, que genera la información, ésta viaja como una onda por la línea de transmisión y al llegar a la antena éste funge como medio transitorio que hace que esa energía se propague en forma de onda electromagnética por el espacio libre.

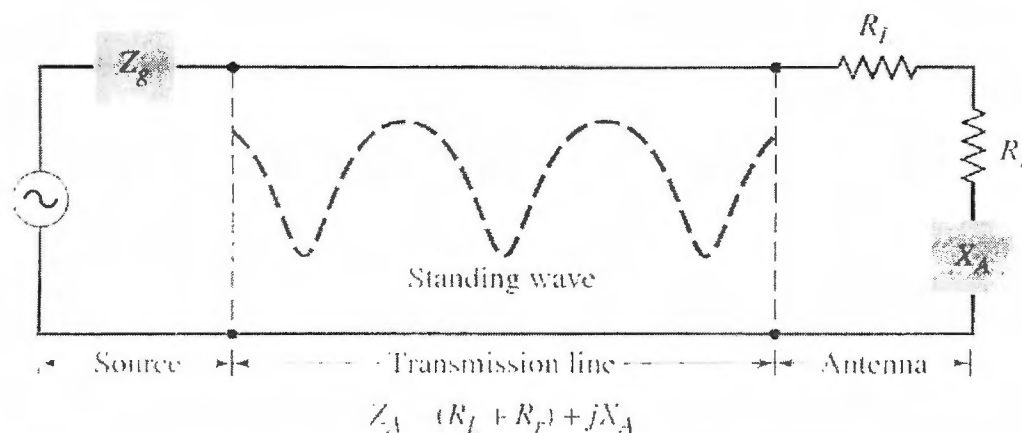


Figura 2-2 Circuito equivalente de un sistema de transmisión con antena (Balanis,1982)

Esto también se puede ver como un modelo de circuitos eléctricos teniendo en cuenta un equivalente de Thevenin. Como podemos ver en la figura 2-2 la fuente es de voltaje, y hay una cierta impedancia dentro de la fuente así como impedancia de la línea de transmisión y la antena se representa como una impedancia también $Z_A = (R_l + R_r) + jX_A$.

En la vida real existen pérdidas en cada uno de éstos elementos que no son deseables para nosotros, sin embargo tendremos que vivir con ellas pues no es posible hacer elementos ideales. Las aplicaciones son muchas y para cada tipo de aplicación se requieren ciertos parámetros y características, es por ello que hay varios tipos de antenas, cada uno enfocado a la aplicación específica y que se explicarán brevemente a continuación.

2.1.3 Tipos de antenas

Antenas de tipo hilo (wire antennas)

Este tipo de antenas nos son muy familiares ya que las encontramos en cualquier lado, ya sea en automóviles, en edificios, etc.

Hay muchos diseños de estas antenas como la monopolo vertical, el dipolo y su evolución que es la antena yagi, de tipo espira y hélice.

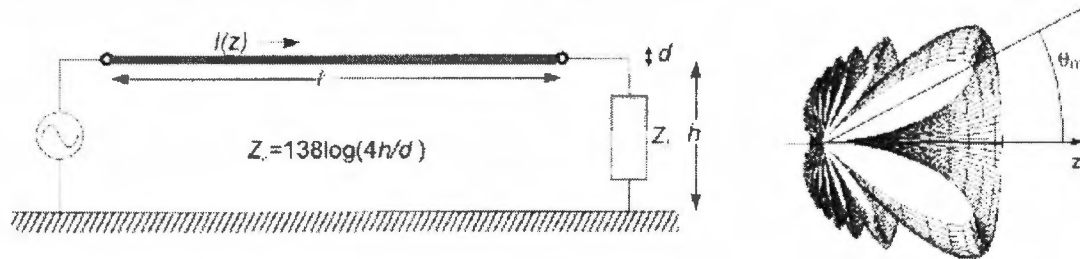


Figura 2-3 Antena tipo hilo con alimentación [21].

Antenas de apertura

Este tipo de antenas es más utilizado para altas frecuencias y su aplicación es muy útil en aplicaciones aéreas y espaciales, puesto que son fáciles de instalar en la superficie de los aviones así como pueden ser cubiertas de un material dieléctrico para protegerlas de condiciones extremas.

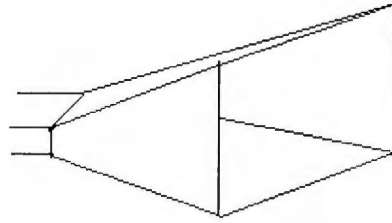


Figura 2-4 Antena de apertura [22].

Antenas microstrip

Se volvieron muy populares en los 70's para aplicaciones aeroespaciales, son unas antenas que comúnmente les dicen de parche pues son una placa metálica con un sustrato de dieléctrico y puede tener muchas configuraciones. Son muy populares porque son muy fáciles de analizar y también de fabricar. Son muy versátiles en términos de resonancia, polarización e impedancia. Tiene aplicaciones hasta en teléfonos celulares.

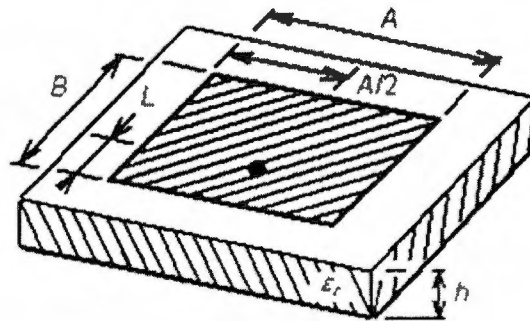


Figura 2-5 Antena Microstrip [23].

Arreglos de antenas

La mayoría de las antenas mencionadas anteriormente tienen patrones de radiación que no son controlables, a menos de que la antena se cambie de posición o se vuelva a construir otra con las características deseadas. Para eso sirven los arreglos de antena, que nos permiten sin tener que mover de lugar las antenas cambiar el patrón de radiación ya sea por medio de la fase, la amplitud, la distancia, o la forma de configuración geométrica (circular, linear, esférica, rectangular). Este tipo de configuraciones de antenas son en los

que basaremos nuestra investigación debido a las limitaciones del proyecto de no tener movilidad nos llevan a utilizar estos arreglos, además de tener características versátiles con respecto a las demás antenas.

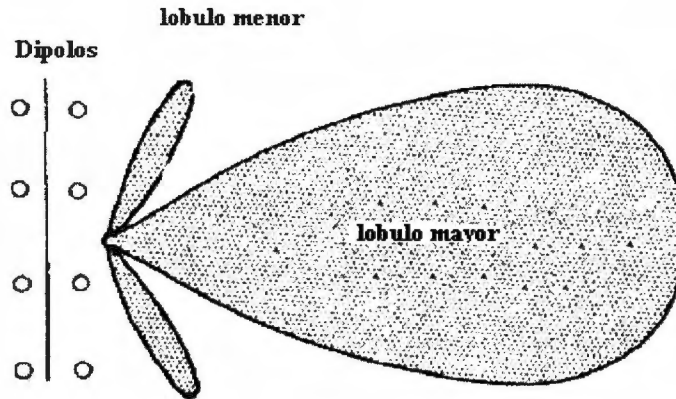


Figura 2-6 Arreglo de antenas con lóbulo mayor y dos lóbulos menores [24].

Antenas reflectoras

Comúnmente llamadas antenas parabólicas se utilizan particularmente para aplicaciones espaciales o para aplicaciones de comunicación satelital sin embargo la antena parabólica es uno de los tantos diseños que existen de antenas reflectoras. La característica principal es que pueden enviar y recibir señales que viajan millones de kilómetros.

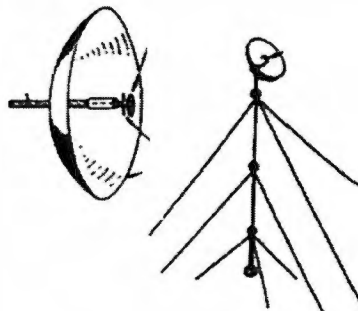


Figura 2-7 Antena reflectora [25].

Antenas de lente

Son muy similares a las reflectoras, y se utilizan para concentrar la energía en una sola dirección y prevenir la fuga de energía a otros lugares. Las aplicaciones son muy similares a las parabólicas ya que también se utilizan para aplicaciones en alta frecuencias.

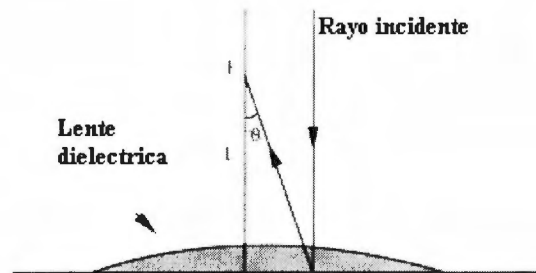


Figura 2-8 Antena de lente [26].

Antena de un solo cable

Si tenemos un cable por donde fluye una corriente, el cual es un flujo de electrones a una cierta velocidad medida con respecto al tiempo, y este cable es muy delgado sabiendo que la corriente que circula por ese cable es:

$$I_z = qv \quad (2-1)$$

Donde q es la carga por unidad de longitud, (esto sabiendo que es un cable muy delgado, haciendo que se desprece el volumen). Y si la corriente está en función del tiempo si derivamos la corriente tendremos una aceleración. Y si el cable tiene una longitud l podremos escribir la ecuación siguiente:

$$l \frac{dI}{dt} = lq \frac{dv}{dt} \quad (2-2)$$

Ésta ecuación lo que nos dice es que para crear radiación debe haber una corriente que varíe con el tiempo o una aceleración o desaceleración de la carga.

Al tener un cable podemos crear esas variaciones de velocidad doblándolo, mediante discontinuidades, o cortándolo. Por lo tanto se pueden tener estos conceptos básicos para los cables que radian [8]:

1. Si la carga no se está moviendo, no hay corriente creada por lo tanto no hay radiación.
2. Si la carga se está moviendo a una velocidad uniforme
 - a. No hay radiación si el cable es largo y no tiene ninguna deformación.
 - b. Existe radiación si el cable está doblado, cortado o tiene alguna discontinuidad.
3. Si la carga oscila en el tiempo (un ejemplo es corriente alterna), existe radiación aunque el cable sea recto.

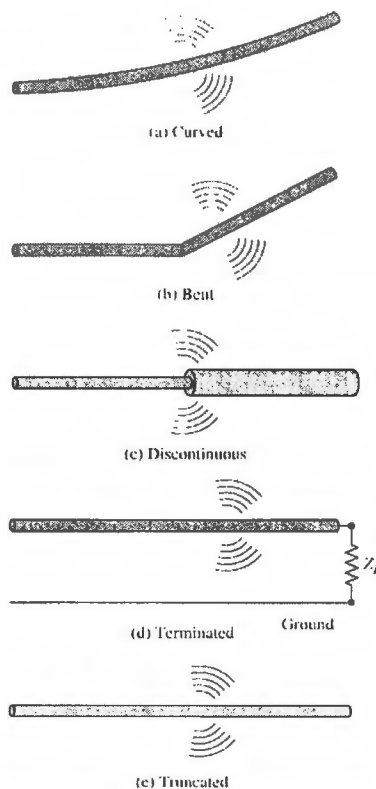


Figura 2-9 Tipos de deformaciones que propician la radiación (Balanis,1982).

Antena de dos cables

Para este caso suponiendo que tenemos una fuente conectada a una línea de transmisión con una antena. Como sabemos que una diferencia de potencial entre 2 conductores genera un campo eléctrico, si tenemos una fuente de voltaje senoidal el campo irá cambiando con el tiempo, el que el campo cambie con el tiempo también hace que se cree

una corriente que a su vez por la ley de inducción de Faraday, al haber una variación en la corriente también se genera un campo magnético. Sin embargo aquí lo que nos interesa es ver las líneas de campo eléctrico. Como podemos ver en la figura 2-10, las líneas de campo van cambiando de dirección con respecto al periodo y la frecuencia del voltaje senoidal. Al llegar a la antena este mismo patrón sigue y se desprende del medio o de la antena y sigue el campo eléctrico viajando por el espacio libre a la misma razón de frecuencia que el voltaje.

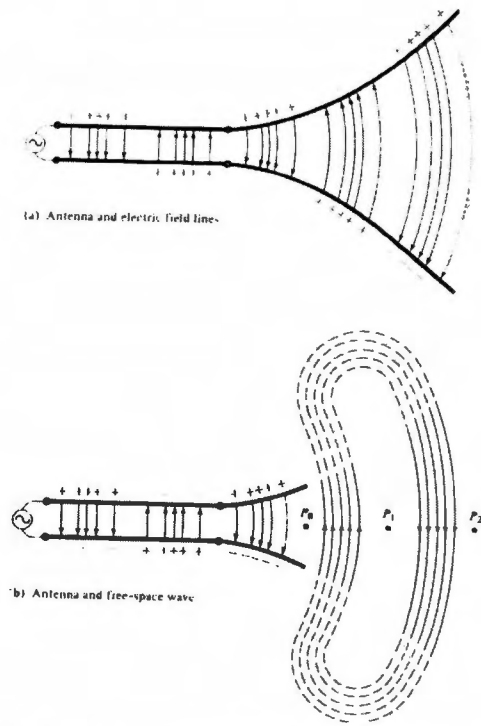


Figura 2-10 Esquema de propagación (Balanis,1982).

Ahora la explicación de cómo es que las ondas se desprenden de la antena y siguen viajando se podría explicar de una manera muy sencilla pensando en las ondas en el agua.

Cuando uno tira una piedra y crea una perturbación en el agua, las ondas se comienzan a propagar, y aunque la perturbación deje de existir las ondas siguen viajando. De igual manera pasa con las ondas electromagnéticas. Por lo tanto podemos concluir que las cargas eléctricas son necesarias para excitar los campos, sin embargo no son necesarios para que sigan existiendo estos campos y éstos campos pueden existir una vez creados sin la necesidad de las cargas [8].

Ahora que se tiene un panorama básico de los tipos de antena y de las aplicaciones en las que se utilizan nos podremos preguntar ¿Cómo es que una antena puede radiar? Para esto daremos una explicación de cómo funcionan de manera muy general los diferentes tipos de radiadores y para finalizar nos enfocaremos en el dipolo elemental que es la base de construcción de los arreglos con los cuales vamos a trabajar en el proyecto.

2.1.4 Dipolo

La explicación antes dada se enfoca más a una variación de la señal con el tiempo, ahora lo aterrizaremos más con un dipolo que es un tipo de antena muy común. Y para esto nos apoyaremos en la figura 2-11.

Sabemos que los campos eléctricos se generan por una diferencia de potencial entre 2 placas, si tenemos un dipolo y una señal que varía con el tiempo el campo como podemos ver en la primera figura tiene una dirección, y va viajando conforme el tiempo por el dipolo, como podemos observar el dipolo está cortado de tal manera que su longitud sea un cuarto de la longitud de onda de la señal, por lo tanto al terminar el primer cuarto de periodo la señal cambia de polarización o de dirección, y la primera sigue desplazándose por el dipolo. Una vez que se ha cumplido la mitad del periodo podemos ver como la polarización del primer cuarto con la del segundo se unen, ahora ya en el espacio no necesitan de un material que esté dándoles el potencial porque ya tienen su contra parte y como podemos ver en la última figura se unen formando un frente de onda que como en el caso de los dos cables se puede concluir que una vez que se genera el campo, aunque la fuente deje de generar la excitación éste sigue existiendo. Y como lo vemos aquí es que se propaga a través del espacio libre con su propia energía y una dirección.

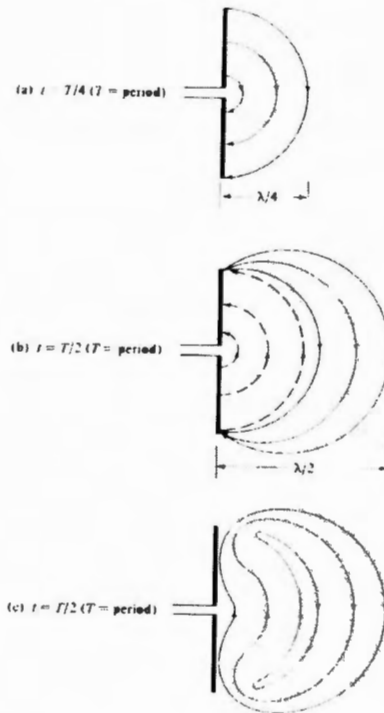


Figura 2-11 Propagación de un dipolo (Balanis,1982)

2.1.5 Parámetros

Patrón de radiación

El patrón de radiación es una representación en dos o tres dimensiones de la forma de la radiación de la antena con respecto a una dirección. Generalmente se utilizan en dos dimensiones. Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo normal que los diagramas se refieran al campo eléctrico. Generalmente la antena se localiza en el centro y es como si se viera desde un punto muy lejano y se representa ya sea en coordenadas esféricas o cartesianas. La densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, por lo que la representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo.

El campo se debe de representar de forma absoluta o relativa, normalizando el valor máximo a la unidad, con lo cual también se tiene a representar el diagrama con escala en decibeles.

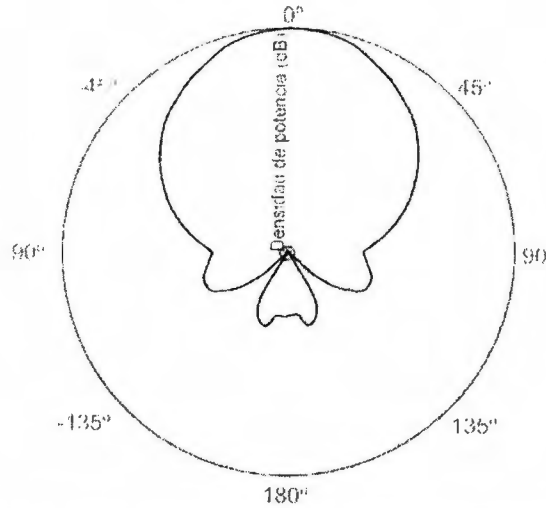


Figura 2-12 Patrón de radiación polar y cartesiano (Cardama,1999).

Hay varios tipos de patrones según su forma y son los siguientes:

- *Patrón isotrópico*: es aquel que se obtiene de una antena que radia uniformemente en todas las direcciones del espacio formando una superficie esférica perfecta. Esto quiere decir que si se mide la intensidad eléctrica del campo imaginario en todos los puntos de una superficie esférica con la antena en el centro ésta medición sería la misma para todos los puntos.

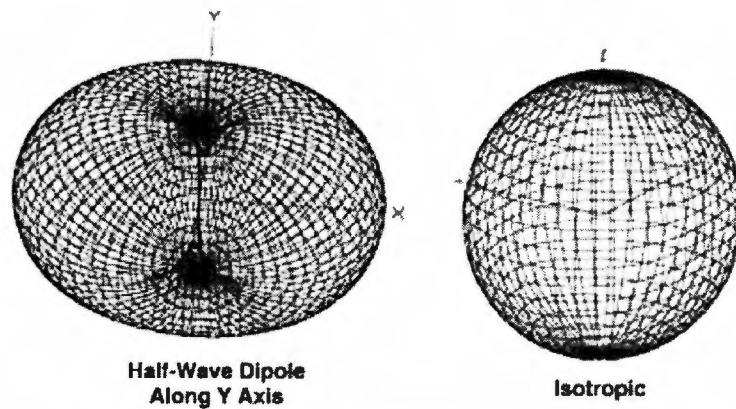


Figura 2-13 Patrón isotrópico [13].

- *Patrón omnidireccional*: es aquel que radia uniformemente en todas las direcciones en un plano transversal a la antena.

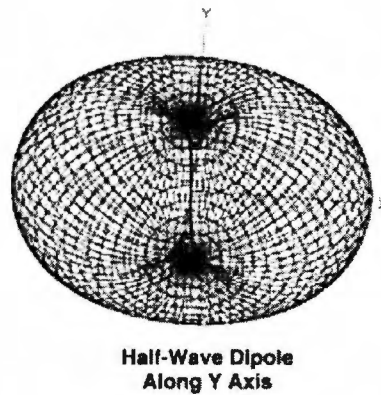


Figura 2-14 Patrón omnidireccional [13].

- *Patrón direccional*: es aquel en el que el haz radia la máxima potencia hacia un solo lado, como podemos ver un ejemplo muy común es una antena Yagi en donde su energía se concentra en una sola dirección.

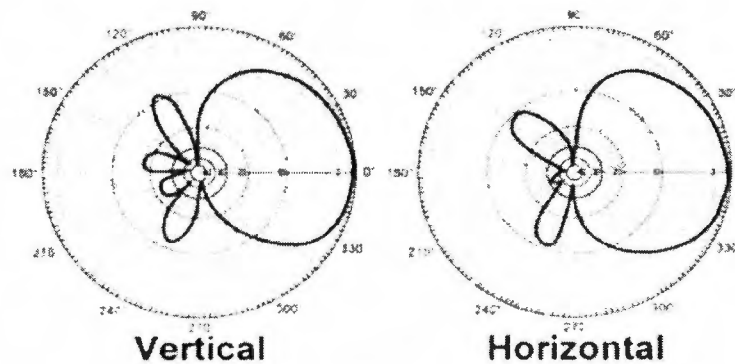


Figura 2-15 Patrón direccional [14].

Densidad de potencia radiada

Sabemos que las ondas electromagnéticas llevan información de un lado a otro, y es natural que estas ondas tengan una potencia y energía debido a los campos electromagnéticos, la cantidad que se utiliza para medir la potencia de una onda electromagnética es el vector de Poynting de forma instantánea.

Definido por $\mathbf{W}=\mathbf{H}\times\mathbf{E}$.

- Donde \mathbf{W} es el vector instantáneo de Poynting [W/m^2].
- \mathbf{H} es el campo magnético instantáneo [A/m].
- \mathbf{E} es el campo eléctrico instantáneo [V/m].

Si integramos el vector de Poynting con respecto a una superficie cerrada sabremos cual es la potencia total a través de esa superficie. Si tomamos la parte reales de éstas variables podremos tener el promedio en el tiempo del vector de Poynting que se le conoce como densidad de potencia promedio:

$$W_{av}=\frac{1}{2}\text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (2-3)$$

Si integramos ésta nueva densidad de potencia promedio podremos obtener la potencia radiada por la antena descrita como:

$$P_{rad}=\frac{1}{2} \iint \text{Re}(\mathbf{E}\times\mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} \quad (2-4)$$

Intensidad de radiación

Se define como la capacidad de una antena para radiar con una cierta direccionalidad, es decir, concentrar su energía radiada en direcciones específicas del espacio.

La intensidad de radiación en el campo lejano se puede obtener simplemente multiplicando la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia:

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2-5)$$

Y la potencia total radiada también se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio.

$$P_{rad}=\iint_{4\pi} k(\theta, \phi) d\Omega \quad (2-6)$$

Donde

$$d\Omega = \frac{ds}{r^2} = \text{sen}\theta d\theta d\phi \quad (2-7)$$

Directividad

El hecho de que la antena concentre más la potencia radiada en cierta área del espacio o el absorber más efectivamente la energía incidente de un área del espacio, se denomina directividad.

La razón de la densidad de potencia máxima al promedio radiada por la antena isotrópica, también en base a la misma potencia total radiada, se le define como la ganancia direccional máxima, o directividad [Antenas de Ángel, Cardama].

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2-8)$$

- D= directividad (sin dimensión)
- U= intensidad de radiación [W/uas]
- U₀= intensidad de radiación de una fuente isotrópica [W/uas]
- P_{rad}= potencia total radiada [W]

Polarización

Se define como la polarización de la onda transmitida, y es la propiedad de una onda electromagnética que al viajar en el tiempo describe la dirección y la magnitud relativa del vector de campo eléctrico. Para ondas con variación temporal senoidal la figura que se forma es en general una elipse, sin embargo hay dos casos particulares, la onda linealmente polarizada y la de polarización circular.

La polarización lineal se cumple cuando el vector del campo eléctrico está apuntando a la misma dirección en todo tiempo. Esto se cumple solamente cuando hay un solo componente o si hay más de 2 que sean ortogonales, es decir a 180° de defasamiento.

La polarización circular se da cuando el vector de campo eléctrico traza un círculo a medida que el tiempo transcurre. Para que se cumpla esto deben de tener el campo dos componentes ortogonales entre si, con la misma magnitud y el defasamiento debe de ser en múltiplos noes de 90°.

La polarización elíptica es similar a la circular, sin embargo ocurre cuando las magnitudes de los componentes no son iguales y se debe de cumplir esto cuando la fase entre ellos no sea 0° o 180° pues se convertiría en una polarización lineal. Y si tiene la misma magnitud no debe de tener la misma fase que la circular [8].

La polarización es muy importante ya que al tener una transmisión si las polarizaciones están desalineadas o la polarización de una antena es diferente de la otra, hay pérdidas considerables en la potencia de la transmisión.

2.1.6 Teoría de arreglo de antenas

Los arreglos de antenas sirven para poder incrementar la directividad sin tener que incrementar el tamaño de los elementos individuales. Un arreglo es un conjunto de elementos radiadores en una configuración eléctrica y geométrica. Se suelen hacer los elementos del arreglo iguales para tener mayor facilidad en el manejo de mismo. Estos elementos individuales pueden tener cualquier forma, lo más común es que sean cables o aberturas.

Si se niega el acoplamiento entre elementos, el campo total del arreglo es el vector de suma de los campos radiados por los elementos individuales. Para poder brindar la directividad que deseamos es necesario que los elementos interfieran entre ellos constructivamente en la dirección deseada, y destructivamente en el resto del espacio.

En arreglos de elementos idénticos existen cinco formas para modelar el patrón general de la antena, estos son:

1. La configuración geométrica del arreglo en general (lineal, circular, rectangular, esférica)
2. El desplazamiento relativo entre elementos
3. La excitación de la amplitud de los elementos individuales
4. La excitación de la fase de los elementos individuales
5. El patrón relativo de los elementos individuales

El campo total para un arreglo de elementos iguales en el campo lejano es igual al campo de un solo elemento multiplicado por el factor de arreglo.

$$E_{\text{(total)}} = [E_{\text{(un solo elemento en el punto de referencia)}}] * [\text{factor del arreglo}]$$

El factor de arreglo es una función del número de elementos, su arreglo geométrico, sus magnitudes relativas, sus fases relativas, y la distancia entre ellos. Dado que el factor de arreglo no depende de las características direccionales de los elementos radiadores, estos pueden ser reemplazados con fuentes isotrópicas.

Si se supone que todos los elementos tienen amplitudes idénticas, pero cada uno tiene un adelanto progresivo en la fase de la corriente de excitación con respecto al elemento anterior, entonces nos referimos a un arreglo uniforme. Un arreglo uniforme es un arreglo de elementos iguales, con la misma magnitud pero cada uno con un adelanto en la fase de alimentación con respecto al anterior.

El factor de arreglo para un arreglo lineal de N elementos esta dado por:

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (2-9)$$

$$\psi = kd \cos \theta + \beta$$

Desarrollándolo se puede llegar a una expresión más sencilla para el factor de arreglo normalizado:

$$(AF)_n = \frac{\text{sen}\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{N \frac{\psi}{2}} \quad (2-10)$$

Existen diversos métodos para lograr una mayor radiación hacia determinada dirección, estos se analizan a continuación.

En el arreglo de apertura amplia se busca tener la máxima radiación en la dirección normal al eje del arreglo ($\theta=90^\circ$). El máximo del factor de arreglo se logra cuando:

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = 0 \quad (2-11)$$

Dado que $\theta=90^\circ$, la fase que debe ser alimentada para obtener la máxima radiación en la dirección normal es:

$$\beta=0 \quad (2-12)$$

Esto significa que todos los elementos estarán en fase. La separación entre los elementos puede ser de cualquier valor, pero para asegurar que no existan máximos en otras direcciones, la separación entre los elementos no debe ser igual a múltiplos de la longitud de onda cuando $\beta=0$. Si esto no se cumpliera, cuando tenemos $\beta=0$ y la distancia como múltiplo de la longitud de onda, entonces además del máximo en la dirección normal, tendríamos máximos en la dirección del eje del arreglo ($\theta=0, 180^\circ$).

Podemos ver el patrón de radiación de este tipo de arreglos en la figura 2-16.

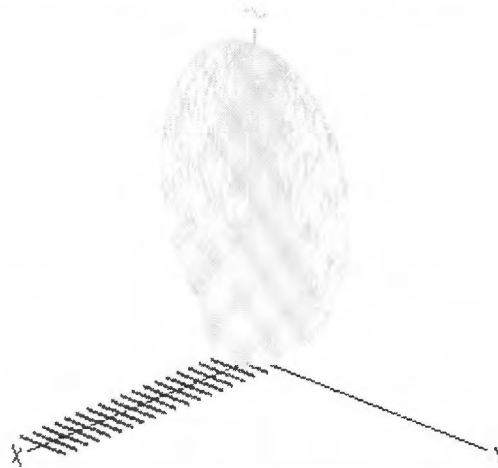


Figura 2-16 Patrón de radiación cuando $\beta=0$.

El factor de arreglo para este tipo de arreglo es:

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{Nkd \cos \theta}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{kd \cos \theta}{2}\right)} \right] \quad (2-13)$$

El cual para poco espacio entre los elementos ($d \ll \lambda$) se puede reducir a:

$$(AF)_n = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{Nkd \cos \theta}{2}\right)}{\left(\frac{Nkd \cos \theta}{2}\right)} \right] \quad (2-14)$$

La directividad de este tipo de arreglos esta dada por:

$$D = 2N \left(\frac{d}{\lambda}\right) = 2 \left(1 + \frac{L}{d}\right) \left(\frac{d}{\lambda}\right) \quad (2-15)$$

Donde L es la longitud del arreglo y esta dada por $L = (N-1)d$. Para arreglos largos ($L \gg d$) esta se puede reducir a:

$$D \approx 2N \left(\frac{d}{\lambda}\right) = 2 \left(1 + \frac{L}{d}\right) \left(\frac{d}{\lambda}\right) \approx 2 \left(\frac{L}{\lambda}\right) \quad (2-16)$$

En el arreglo de apertura centrada se busca tener la máxima radiación en la dirección del eje del arreglo. Por esto debemos elegir solo una dirección para radiar ($\theta=0$ o 180°).

Para dirigir el máximo en la dirección $\theta=0$:

$$\begin{aligned} \psi &= kd \cos \theta + \beta = kd + \beta = 0 \\ \beta &= -kd \end{aligned} \quad (2-17)$$

Si se deseará tener el máximo en $\theta=180^\circ$:

$$\begin{aligned}\psi &= kd \cos\theta + \beta = -kd + \beta = 0 \\ \beta &= kd\end{aligned}\tag{2-18}$$

Si la separación entre los elementos es múltiplo de la longitud de onda, además de tener la radiación en la dirección del eje del arreglo, también tendríamos un máximo en la dirección normal al arreglo. Se debe notar que la radiación se daría en ambos ejes del arreglo ($\theta=0$ ó 180°).

Por lo tanto si la distancia entre los elementos es múltiplo de la longitud de onda, existirán cuatro máximos: dos en la dirección normal del arreglo y otros dos sobre el eje del arreglo.

Podemos ver el patrón de radiación de este tipo de arreglos en la figura 2-17.

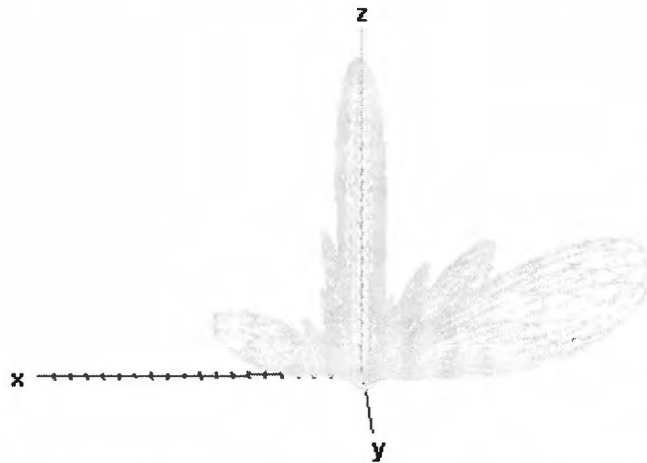


Figura 2-17 Patrón de radiación con distancia entre elementos múltiplo de λ .

El factor de arreglo para este, considerando que la máxima radiación es en la dirección $\theta=0$, es:

$$(AF)_n = \left[\frac{\text{sen}\left[\frac{Nkd(\cos\theta - 1)}{2}\right]}{N\text{sen}\left[\frac{kd(\cos\theta - 1)}{2}\right]} \right] \quad (2-19)$$

El cual para poca distancia entre los elementos ($d \ll \lambda$), se puede aproximar a:

$$(AF)_n \approx \left[\frac{\text{sen}\left[\frac{Nkd(\cos\theta - 1)}{2}\right]}{\left[\frac{Nkd(\cos\theta - 1)}{2}\right]} \right] \quad (2-20)$$

La directividad de este arreglo esta dada por:

$$D = 4N\left(\frac{d}{\lambda}\right) = 4\left(1 + \frac{L}{d}\right)\left(\frac{d}{\lambda}\right) \quad (2-21)$$

Para un arreglo muy largo ($L \gg d$) se puede reducir a:

$$D \approx 4N\left(\frac{d}{\lambda}\right) = 4\left(1 + \frac{L}{d}\right)\left(\frac{d}{\lambda}\right) \approx 4\left(\frac{L}{\lambda}\right) \quad (2-22)$$

En el arreglo de fase se busca tener un arreglo que sea capaz de orientar su máxima radiación en cualquier dirección. Se asume que la máxima radiación del arreglo necesita ser orientada en un ángulo θ ($0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$). Para lograr esto, la excitación de fase β entre los elementos necesita ser ajustada a:

$$\begin{aligned} \psi &= kd \cos\theta + \beta = 0 \\ \beta &= -kd \cos\theta \end{aligned} \quad (2-23)$$

Podemos ver que al controlar la diferencia de fase entre los elementos, podemos cambiar la máxima radiación en cualquier dirección deseada.

Además de poner los elementos radiadores a lo largo de una línea (arreglo lineal), podemos ubicar los radiadores a lo largo de un rectángulo, con lo que formamos un arreglo rectangular o plano. Los arreglos planos proveen un patrón más simétrico con menos lóbulos laterales. Estos tienen la característica de poder mover el lóbulo principal a cualquier dirección del espacio.

El factor de arreglo de un arreglo rectangular es el producto de los factores de arreglo en la dirección x y y . Si la amplitud de excitación de todo el arreglo es igual, entonces se puede expresar el factor de arreglo como:

$$AF = I \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x)} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y)} \quad (2-24)$$

La forma normalizada se puede escribir como:

$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\text{sen}\left(\frac{M}{2} \psi x\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2} \psi y\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi y}{2}\right)} \right\} \quad (2-25)$$

Donde :

$$\psi x = kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x$$

$$\psi y = kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y$$

Para evitar que se formen lóbulos laterales en los planos x - z y y - z , la distancia entre los elementos en la dirección x y y debe ser menor que λ ($dx < \lambda$ y $dy < \lambda$).

Las fases βx y βy son independientes entre si. Si se desea tener solo un lóbulo principal en la dirección θ y ϕ , la diferencia de fase entre los elementos en la dirección x y y debe ser:

$$\begin{aligned} \beta x &= -kdx \sin \theta \cos \phi \\ \beta y &= -kdy \sin \theta \sin \phi \end{aligned} \quad (2-26)$$

Para un arreglo plano se define un ángulo sólido Ω_A como:

$$\Omega_A = \frac{\Theta_x \Theta_y \sec \theta}{\left[\sin^2 \phi + \frac{\Theta_y^2}{\Theta_x^2} \cos^2 \phi \right]^{1/2} \left[\sin^2 \phi + \frac{\Theta_x^2}{\Theta_y^2} \cos^2 \phi \right]^{1/2}} \quad (2-27)$$

Donde Θ_x y Θ_y representan el ancho de banda de la potencia media de un arreglo lineal de apertura amplia de M y N elementos respectivamente. Estos se pueden calcular como:

$$\Theta_x = \frac{Lx + dx}{\lambda} \quad (2-28)$$

$$\Theta_y = \frac{Ly + dy}{\lambda} \quad (2-29)$$

La directividad se puede calcular como:

$$D = \frac{\pi^2}{\Omega_A(\text{rads}^2)} = \frac{32400}{\Omega_A(\text{grados}^2)} \quad (2-30)$$

Ω_A esta expresada como radianes al cuadrado o como grados al cuadrado.

En la figura 2-18 se muestra en el patrón de radiación de un arreglo plano.

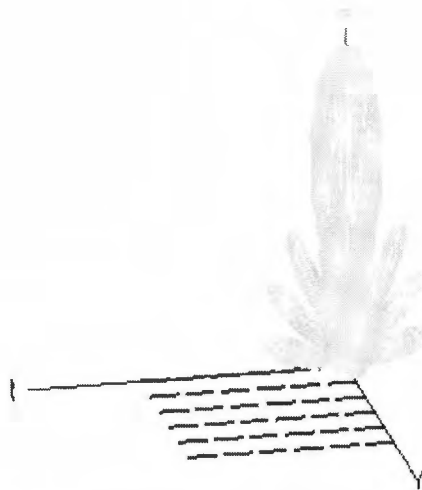


Figura 2-18 Patrón de radiación de un arreglo plano.

La característica de estos arreglos es que también presentan una gran directividad en su lóbulo principal, sin embargo al aumentar en número de elementos radiadores, también se incrementa el número de lóbulos parásitos.

A continuación se muestra paso a paso y de manera gráfica el modo como se dan las sumas constructivas y destructivas, para esto se representa el patrón de radiación de cada elemento individual y luego se muestra el patrón de radiación del arreglo en conjunto. Se utilizará un arreglo planar de 4 elementos.

Para el primer elemento se tiene la gráfica de la figura 2-19.

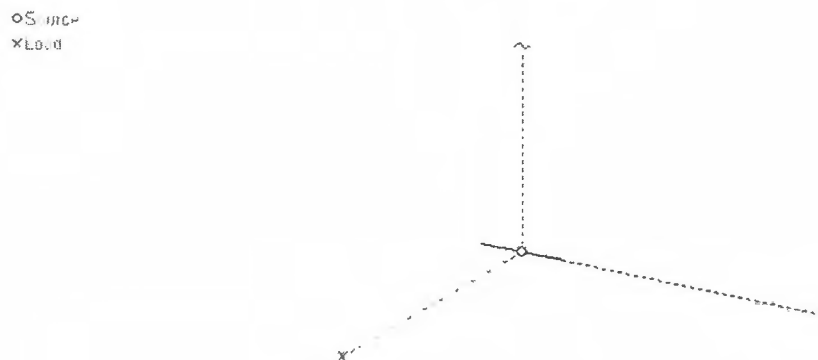


Figura 2-19 Primer elemento del arreglo planar de 4 elementos.

Este dipolo tiene el patrón de radiación que se muestra en la figura 2-20.

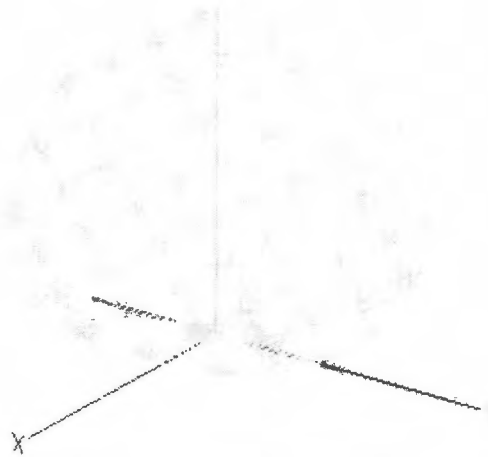


Figura 2-20 Patrón de radiación del primer elemento del arreglo.

El segundo elemento del arreglo lineal se puede ver en la figura 2-21.

○ Source
× Load

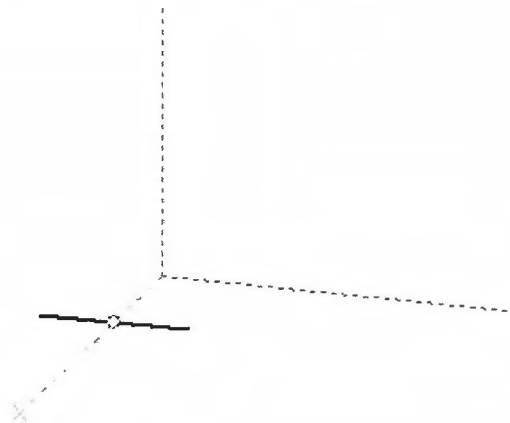


Figura 2.-21 Segundo elemento del arreglo planar de 4 elementos.

El patrón de radiación de este segundo elemento del arreglo se muestra en la figura 2-22.

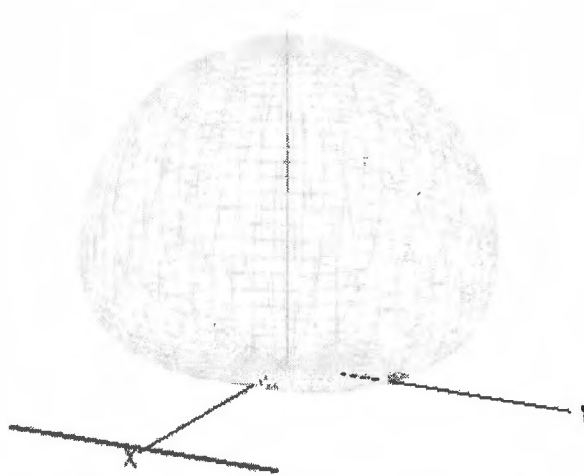


Figura 2-22 Patrón de radiación del segundo elemento del arreglo.

El tercer elemento de este arreglo se presenta en la figura 2-23.

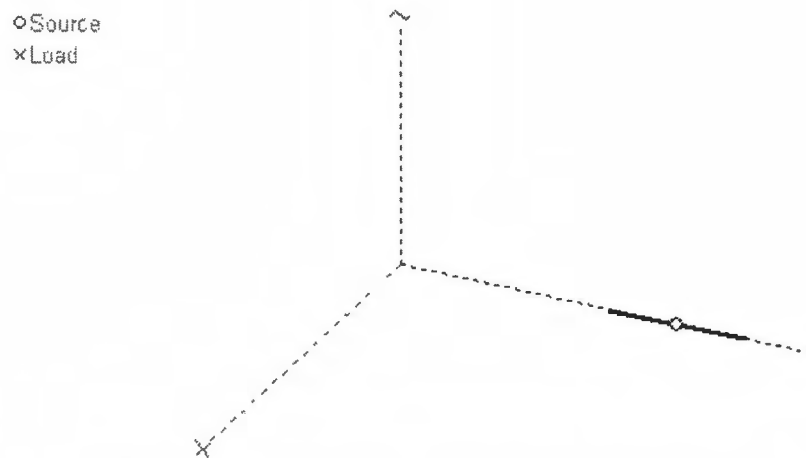


Figura 2-23 Tercer elemento del arreglo planar de 4 elementos.

El patrón de radiación de este tercer elemento se presenta en la figura 2-24.

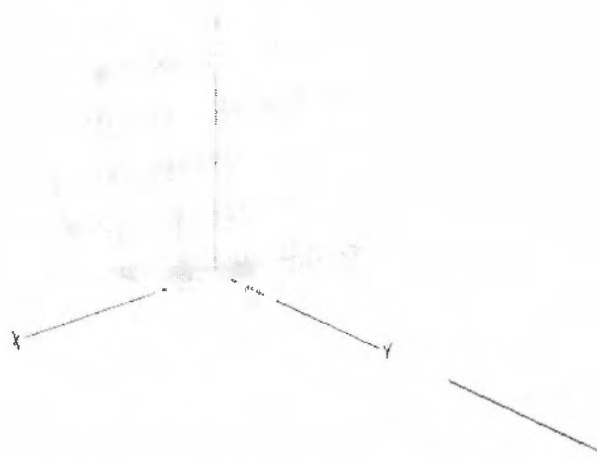


Figura 2-24 Patrón de radiación del tercer elemento del arreglo.

El cuarto elemento de este arreglo se presenta en la figura 2-25.

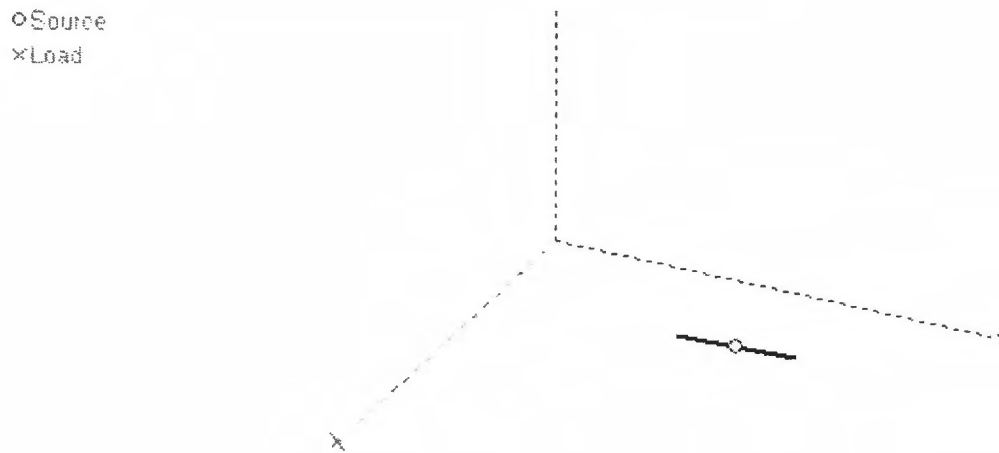


Figura 2-25 Cuarto elemento del arreglo planar de 4 elementos.

Su patrón de radiación se presenta en la figura 2-26.

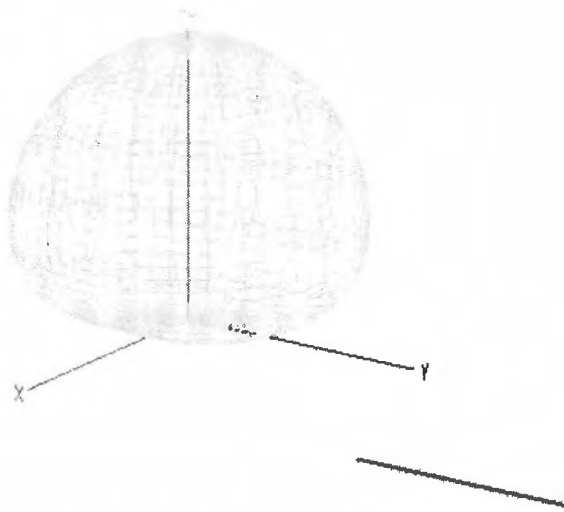


Figura 2-26 Patrón de radiación del cuarto elemento del arreglo.

El arreglo con todos los elementos se presenta en la figura 2-27.

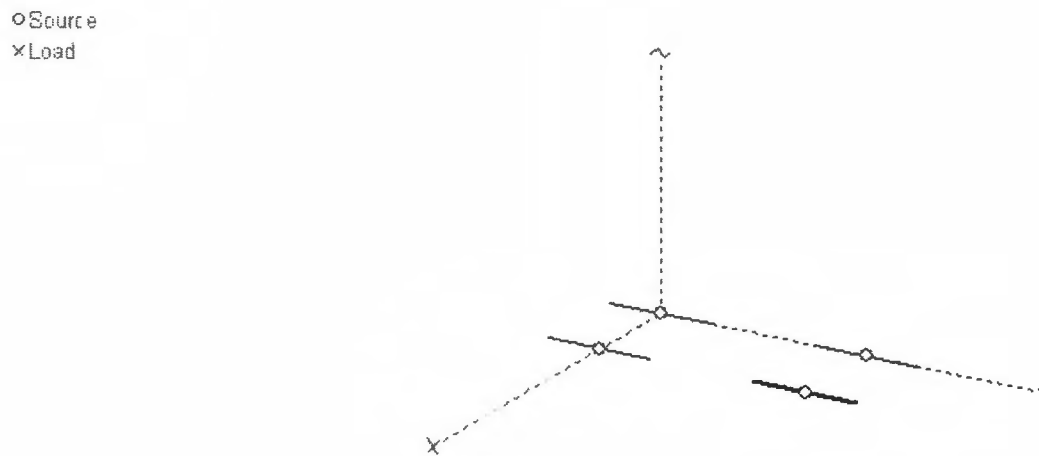


Figura 2-27 Arreglo de 4 elementos.

El patrón de radiación de este arreglo tomando la contribución de los 4 elementos queda como se muestra en la figura 2-28.

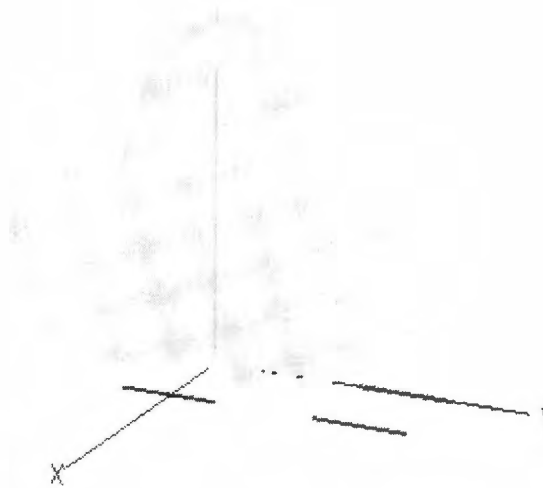


Figura 2-28 Patrón de radiación del arreglo de 4 elementos.

Podemos ver que el patrón de radiación de cada elemento por individual es en general un solo lóbulo centrado en el origen, con mayor o menor apertura del haz; sin embargo, al ponerlos todos juntos en un arreglo de planar de 4 elementos, se logra que el lóbulo principal sea más estrecho y direccionable al ir cambiando la fase con la que se alimentan los elementos radiadores, también se observa la creación de lóbulos secundarios que son indeseables pues significan pérdidas. Se puede hacer una primera suposición, de que al aumentar más el número de elementos radiadores, se puede hacer que el lóbulo principal sea más estrecho y direccionable, sin embargo, se tendrá el inconveniente de la aparición de lóbulos secundarios que pueden ir creciendo o disminuyendo dependiendo de la diferencia de fase entre los elementos radiadores.

Esta es la teoría básica necesaria para entender los conceptos de antenas y de sus configuraciones de arreglos. Ahora continuamos a explicar la teoría básica sobre los sistemas micro electro mecánicos (MEMS).

2.2 *Microelectromechanical systems* (MEMS)

Microelectromechanical systems (MEMS) por sus siglas en inglés fueron desarrolladas en los Estados Unidos alrededor de los años 80. Alrededor de esa misma fecha, los europeos utilizaron la frase *Microsystems Technology* (MTS).

Los sistemas Micro electro mecánicos (MEMS) son la integración de elementos mecánicos, sensores, actuadores y electrónica en un sustrato común de Silicio por medio de tecnología de microfabricación. Los componentes micro electro mecánicos son fabricados utilizando procesos compatibles de micromaquinado que selectivamente graban partes de la oblea de silicio o agregan nuevas capas estructurales de diversos materiales para formar los dispositivos electro mecánicos.

2.2.1 RF MEMS (Micro Sistemas Electromecánicos de Radiofrecuencia)

En las dos últimas décadas el mercado de los dispositivos personales inalámbricos ha tenido un crecimiento indiscriminado, lo que ha llevado a que actualmente las investigaciones de microondas y ondas milimétricas se centren en aplicaciones para los consumidores y no en productos de defensa como cuando surgieron estas tecnologías. El volumen de producción de este tipo de dispositivos se ha incrementado dramáticamente, mientras que su tamaño y energía requerida son cada vez más pequeños. Estos avances tecnológicos han abierto el camino para el uso de sistemas micro electro mecánicos (MEMS) en muchos de los sistemas actuales y futuros de radio frecuencia (RF). A este tipo de sistemas se les ha denominado RF MEMS, a pesar de que este término engloba todos los sistemas miniaturizados sin importar si estos son operados electromecánicamente, fabricados por micromaquinado o ambos. Las técnicas de procesamiento para MEMS han tenido un avance significativo con el paso de los años y existe una tendencia de inclinación hacia su aplicación en sistemas de microondas y ondas milimétricas e incluso en sistemas ópticos.

La necesidad de sistemas basados en MEMS para aplicaciones de RF surge de las limitaciones inherentes de los dispositivos existentes. Las principales motivaciones que

han llevado al uso de MEMS para estas aplicaciones se pueden dividir en tres. La primera es que para poder manejar frecuencias muy altas los componentes de un sistema de microondas deben ser muy pequeños. De esta forma es necesario que la fabricación de los componentes sea de alta precisión. El micromaquinado es una opción que permite una gran precisión de fabricación además de que ofrece la capacidad de integración. La segunda razón aplica en el caso de frecuencias bajas (longitudes de onda del orden de 1 a 2 cm), ya que mediante la implementación de técnicas de micromaquinado se puede reducir la constante dieléctrica efectiva del sustrato de la antena. El micromaquinado de estos sustratos no sólo mejora la eficiencia de radiación de la antena, sino también incrementa el ancho de banda. Muchos componentes de microondas basados en MEMS tienen el propósito de reducir las pérdidas por inserción e incrementar el ancho de banda. Este tercer aspecto es válido para dispositivos de superficie micro maquinados como el caso de los switches RF, varicaps y micro inductores. Actualmente se investiga acerca de sistemas RF basados en MEMS que conmutan con voltajes de actuación muy bajos. A frecuencias de microondas los componentes micro maquinados pueden reemplazar a los componentes distribuidos con una gran flexibilidad de integración y un ancho de banda mayor. Los defasadores basados en MEMS pueden reemplazar las configuraciones existentes que tienden a tener valores de pérdida por inserción muy altos a frecuencias del orden de los gigahertz.

Los MEMS tradicionalmente se dividen en dos clases: actuadores y sensores. Los primeros son una especie de mecanismo de movimiento activado por una señal eléctrica como un micro motor. Actualmente los microsensores se usan en una gran cantidad de aplicaciones. Gracias a su facilidad de fabricación estos fueron los primeros microsistemas que se fabricaron. Una de las razones por las cuales los actuadores no han sido tan populares históricamente, es que la cantidad de energía que generan no causa un gran impacto en el sistema asociado. A pesar de lo anterior se puede mostrar que para sistemas de microondas las fuerzas que producen son suficientes para cambiar las propiedades del sistema.

Los elementos pasivos que se fabrican con MEMS pueden ser líneas de transmisión, filtros o acopladores. En el caso de los elementos activos estos pueden incluir switches,

sintonizadores y varicaps. La fuerza electromotriz utilizada para mover las estructuras en la superficie de la oblea comúnmente es de tipo electrostática aunque también se pueden utilizar fuerzas magnéticas, térmicas e incluso se han desarrollado estructuras de micro actuadores a base de gas.

El desarrollo de RF MEMS a la fecha puede ser clasificado en tres categorías dependiendo si se toma desde el punto de vista de los dispositivos RF o de los MEMS. La primera categoría son los sistemas RF extrínsecos en donde la estructura de MEMS se localiza fuera del circuito RF y actúa o controla otros dispositivos en el circuito RF. En esta clase, se pueden considerar los ejemplos de una línea de transmisión sintonizable y arreglos de fase asociados.

La segunda categoría son los RF intrínsecos en donde la estructura de MEMS se localiza dentro del circuito RF y tiene la función de actuador y de circuito RF. En esta clase uno puede considerar tradicionalmente los microswitches electrostáticos y capacitores combinados. Con la invención de los polímeros electroactivos (EAPs), este tipo de RF MEMS pueden ser fabricados con mayor facilidad. Estos dispositivos son flexibles, estables, de larga duración y además pueden ser integrados con transistores de capa orgánica delgada.

La última categoría son los RF reactivos en donde la estructura de los MEMS se encuentra dentro, donde tiene una función RF que está acoplada a la atenuación. En esta clase se consideran los filtros capacitivos y los resonadores que proveen la función de radio frecuencia necesaria en los circuitos. Los filtros de onda plana sobre una membrana dieléctrica delgada muestran una pérdida muy baja y los costos de fabricación también son bajos.

2.2.2 Fabricación en MEMS

El micromaquinado en silicio ha sido la clave para el gran progreso de los MEMS. El micromaquinado en silicio se refiere a modelar partes mecánicas microscópicas dentro o sobre un substrato de silicio. El micromaquinado en Silicio comprende dos tecnologías:

el micromaquinado de volumen, en el cual las estructuras son grabadas en el sustrato y el micromaquinado de superficie, en donde capas de micromaquinado son formadas de capas y películas depositadas en la superficie del sustrato.

Micromaquinado de superficie y de volumen son los 2 principales procesos del Silicio; aunque también los enlaces de obleas de Silicio son usualmente necesarios para la micro fabricación.

2.2.2.1 Procesos de deposición en MEMS

Uno de los bloques básicos de construcción en procesamiento de MEMS es la habilidad de depositar capas de material. Las tecnologías de deposición en MEMS pueden clasificarse en dos grupos:

1.- Deposiciones que ocurren debido a una reacción química:

- CVD – Deposición Química de Vapor.
- Electro deposición
- Epitaxia.
- Oxidación térmica.

Estos procesos aprovechan la creación de materiales sólidos directamente de reacciones químicas en composiciones gaseosas o líquidas o con el material de sustrato. El material sólido usualmente no es el único producto formado en la reacción, algunos de los subproductos pueden ser gases, líquidos e incluso otros sólidos.

2.- Deposiciones que ocurren debido a una reacción física:

- PDV – Deposición Física de Vapor.
- Fundido.

Todos estos procesos tienen en común que el material depositado es físicamente movido sobre el sustrato. No existe reacción química que forme el material sobre el sustrato, a excepción del proceso de fundido.

2.2.2.2 Litografía

La litografía en MEMS consiste en la transferencia de un patrón hacia un material fotosensitivo, seleccionando la exposición del material a una fuente de radiación como la luz. Un material fotosensitivo es aquel que sufre cambios en sus propiedades físicas cuando es expuesto a una fuente de radiación. Si se enmascara selectivamente la radiación aplicada a un material fotosensitivo, el patrón de la máscara es transferido sobre el material.

2.2.2.3 Procesos de grabado

Para formar una estructura funcional sobre un sustrato, es necesario grabar las capas de material previamente depositadas sobre el sustrato, o grabar el sustrato mismo. En general hay dos clases de procesos de grabado:

1. Grabado mojado, donde el material se disuelve cuando es sumergido en una solución química la cual hace el grabado.
2. Grabado seco, donde el material es disuelto usando iones reactivos o una fase de vapor grabador.

2.2.2.4 Materiales usados en MEMS

Debido a que en las tecnologías de fabricación raramente se utiliza un solo material, en MEMS se tiene una gran colección de materiales, donde cada uno provee una función crítica. Existen diversos tipos de materiales, cada uno con diferentes características ya sea dieléctrico, conductor o semiconductor. Los principales materiales usados en MEMS son los siguientes:

Silicio monocristalino (Si): Es el material más importante para la micro fabricación en MEMS, ya que el silicio monocristalino es muy versátil para realizar el micromaquinado de volumen y realizar distintos tipos de figuras. Para aplicaciones de micromaquinado de

superficie, el sustrato de silicio es usado como la plataforma mecánica en la cual la estructura es fabricada, ya sea hecha de silicio o de otros materiales.

Polisilicio (Si): El silicio policristalino es sin duda el material más común utilizado en sistemas con micromaquinado de superficie. Los MEMS utilizan el polisilicio como material estructural primario, SiO₂ como material de sacrificio y Si₃N₄ para aislamiento eléctrico de las estructuras.

Dióxido de Silicio (SiO₂): El dióxido de silicio es usado como material de sacrificio y puede ser disuelto fácilmente usando grabador que no perjudica el polisilicio. Por otro lado el dióxido de silicio es usado como máscara de grabado en procesos de grabado seco en películas delgadas de polisilicio, ya que es químicamente resistente a procesos de grabado seco de polisilicio.

Nitruro de Silicio (Si₃N₄): El nitruro de silicio es ampliamente usado en MEMS para aislamiento eléctrico, pasivación de superficies, enmascaramiento de grabados y como material mecánico.

Materiales basados en germanio (Ge): El germanio al igual que el silicio tiene una gran historia en el desarrollo de materiales semiconductores. Para el caso de MEMS el germanio es usado para dispositivos que requieren especialmente procesos de baja temperatura.

Metales: Los metales son usados en diferentes formas, desde máscaras de grabado duro hasta interconexiones con películas delgadas conductoras usadas en microsensores y microactuadores. Capas metálicas pueden ser depositadas con un amplio rango de técnicas de deposición: evaporación, CVD, etc. Algunos de los materiales metálicos son:

- *Aluminio (Al)*
- *Tungsteno (W)*
- *Cobre (Cu)*
- *Níquel (Ni)*
- *Cromo (Cr)*

- *Titanio (Ti)*

Carburo de Silicio (SiC): SiC ha sido reconocido como un semiconductor con potencial para su uso en electrónica de alta temperatura y alta potencia. Es un material polimórfico.

Diamante: El diamante es un aislante de alta calidad con una constante dieléctrica muy alta; sin embargo, puede ser dopado con boro para crear conductividad tipo P. Tiene una separación de bandas muy larga lo cual le permite ser elegible por su estabilidad en operación a alta temperatura.

Materiales III-V: Compuestos de la familia III-V tienen propiedades piezoeléctricas y opto eléctricas favorables, altas constantes piezoresistivas y separación de bandas electrónicas anchas comparadas con el silicio.

Materiales piezoeléctricos: Los materiales piezoeléctricos son usados principalmente para actuación mecánica, pero también tienen aplicaciones de sensores. Un material piezoeléctrico al recibir estrés mecánico, se polariza resultando en la producción de un campo eléctrico. Éste efecto también trabaja de forma inversa, se aplica un campo eléctrico que produce estrés mecánico.

2.2.3 Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica

El Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica es una institución que se dedica a preparar profesores y expertos en astrofísica, óptica y electrónica. Cuenta con un gran laboratorio para el diseño de circuitos integrados, el cual puede ser utilizado para la fabricación de MEMS.

El laboratorio de fabricación de circuitos integrados del INAOE cuenta con el equipo siguiente:

- Sistema de depósito químico en fase vapor a baja presión (LPCVD), para depositar películas de óxidos de silicio, nitruro de silicio y polisilicio.
- Horno de difusión térmica.

- Horno de oxidación térmica.
- Horno de aleación.
- Sistema de CVD Silox para depósito de óxidos a baja temperatura.
- Sistema de CVD activado por plasma PECVD, para obtención de materiales amorfos a baja temperatura.
- Implantador de iones.
- Equipo para diseño e impresión de mascarillas.
- Laboratorio de fotolitografía.
- Equipo de evaporación de aluminio.
- Red de adquisición de datos, para mediciones eléctricas en circuitos integrados.

2.2.3.1 Materiales usados en el INAOE

Para la fabricación de MEMS en el Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica es necesario seguir ciertas reglas estipuladas para apegarse a los procesos que se tienen en ese instituto. Los materiales usados en el INAOE son los siguientes:

1. Polisilicio
2. Óxido de silicio
3. Nitruro de silicio
4. Silicio
5. Vidrio de fosfosilicato (PSG)
6. Aluminio y otros metales.
7. Dieléctricos CVD

2.2.3.2 Procesos de fabricación del INAOE.

El proceso se desarrolla con 9 niveles de mascarillas para fabricar microestructuras. En el proceso se pueden utilizar un nivel en silicio, tres niveles de Polisilicio y un nivel de metal. El desarrollo de las microestructuras implica etapas de interconexión mecánica entre las distintas capas de Polisilicio y una etapa final de liberación de las estructuras.

9 mascarillas necesarias se muestran a continuación:

1ª MASCARILLA:		CAVIDADES
2ª MASCARILLA:		POLY1
3ª MASCARILLA:		BASE/POLY2
4ª MASCARILLA:		POLY2
5ª MASCARILLA:		BASE/POLY3
6ª MASCARILLA:		POLY3
7ª MASCARILLA:		CONTACTOS
8ª MASCARILLA:		METAL
9ª MASCARILLA:		LIBERACIÓN

Figura 2-29. Formato de mascarillas. (Reglas Memos INAOE, 2005)

- 1) La mascarilla de cavidades es donde se grabara el patrón de cavidades sobre el SiO_2 . Solo son necesarias para cierto tipo de dispositivos.
- 2) La mascarilla de POLY1 es el primer nivel de polisilicio, que permite generar las bases y soportes para diversos tipos de microestructuras, también es una placa conductora que permite polarizar los elementos (electrodos inferiores).
- 3) La mascarilla BASE/POLY2 sirve como soporte para algunas estructuras.
- 4) La mascarilla POLY2 determina los patrones geométricos de las estructuras en el segundo nivel de polisilicio.
- 5) La mascarilla BASE/POLY3 permite la unión física entre el segundo y tercer nivel de polisilicio.
- 6) La mascarilla POLY3 sirve para generar el tercer nivel de polisilicio, sirve principalmente para estructuras de tensión como puentes dobles.
- 7) La mascarilla de contactos permite la apertura de diversos contactos eléctricos en las capas de polisilicio. Se pueden elegir las capas de polisilicio donde se grabarán los contactos.
- 8) La mascarilla de metal define las pistas de metal que se usaran para unir los contactos de la capa anterior.
- 9) La mascarilla de liberación es una mascarilla que sirve como protección para la capa de metal, solamente deja al descubierto a todas las estructuras.

Un ejemplo de todas las mascarillas en conjunto, listas para el proceso de fabricación se muestra a continuación:

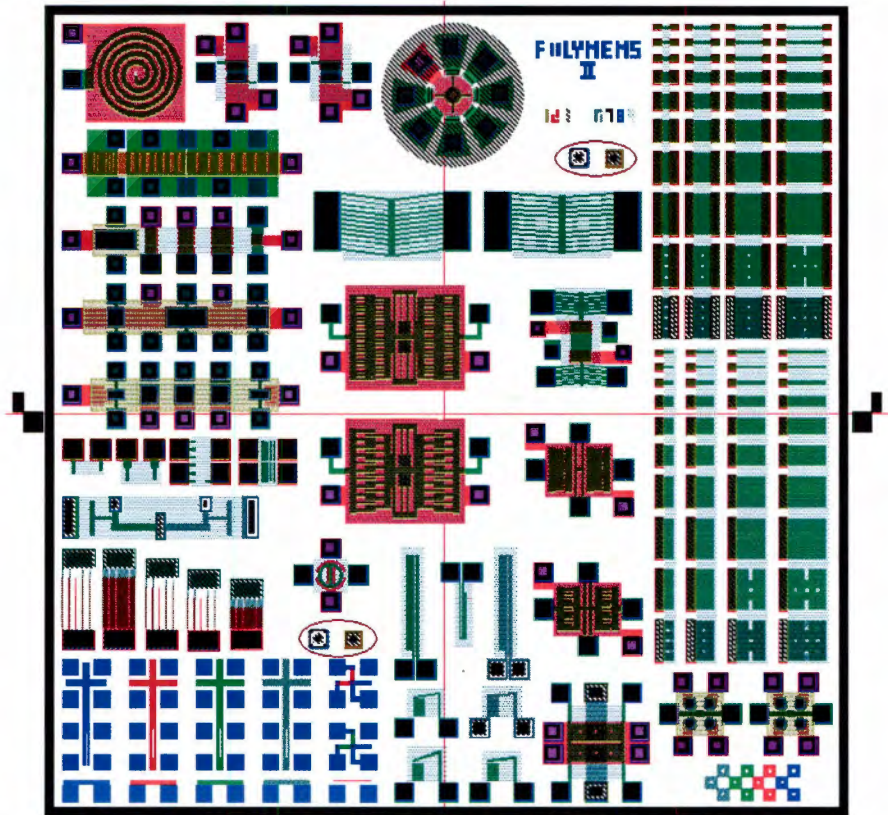


Figura 2-30 Patrón geométrico final de un chip desarrollado en el INAOE. Reglas Mems INAOE)

Es importante tener en consideración que las dimensiones máximas del chip deben de ser de $4000\mu\text{m} \times 4000\mu\text{m}$ y la dimensión mínima permitida por el INAOE es de $10\mu\text{m}$. La fabricación del prototipo para el proyecto, se realizará apegándose a las reglas del INAOE, al igual que usando los materiales disponibles en esa institución.

2.3 Software de simulación y pruebas

2.3.1 Sistema de antenas UniTr@in - I

El sistema complejo de antenas *Unitr@in -I* es un conjunto de antenas para realizar la simulación de antenas y observar los distintos patrones de radiación que presentan en diversas configuraciones, en conjunto con el software *L@bsoft*.

	Software de chequeo y pruebas	
	Sistema de diseño libre	
	Administración L@bsoft	
Cursos temáticos con tarjetas de experimentación y software de aprendizaje	Software de simulación y diseño TINA	E-Trainer
	Colección de componentes	
	L@bsoft como explorador de cursos, acceso a experimentos reales con instrumentos y fuentes virtuales.	
	Hardware UniTr@in - I para medición, control y experimentaciones reales.	

Tabla 2-1 Arquitectura del sistema complejo de antenas.

Cuenta con una gran variedad de antenas que se listan a continuación:

- Antena dieléctrica
- Antena de bocina de diferentes ganancias
- Antena microstrip
- Antena parabólica
- Antena helicoidal de polarización circular hacia la izquierda y derecha.
- Antena patch de diferentes configuraciones.
- Antena dipolo
- Antena Yagi
- Antena de Ranura configurable



Figura 2-31 Antenas del sistema Unitr@in. (Curso L@bsoft, 2006)

El sistema cuenta con un conjunto de dispositivos que permiten la interconexión entre las antenas, la tarjeta de adquisición, los dispositivos posicionadores y la computadora.

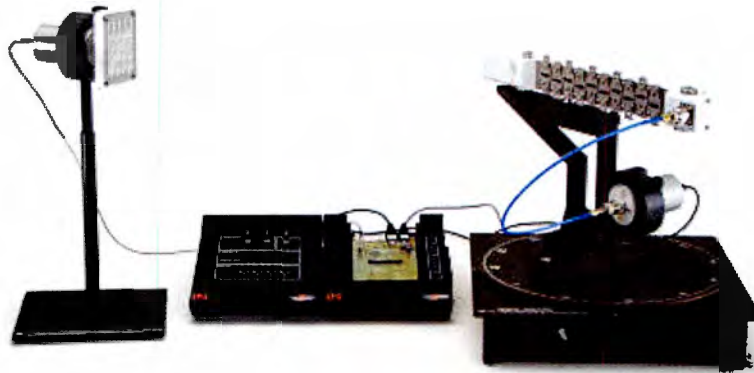


Figura 2-32 Equipo de Unitr@in armado. (Curso L@bsoft, 2006)

Uno de los componentes principales es la tarjeta de interfaz “X-Band-Interface Wideband”, que funciona como interfaz de medida y de control para todos los componentes interactivos de medición Unitr@in. La tarjeta está diseñada para trabajar en el rango de frecuencias de los 8 a 9.8 GHz.



Figura 2-33 Tarjeta "X-Band-Interface Wideband". (Curso L@bsoft, 2006)

Las características técnicas de la tarjeta son:

- Voltaje de servicio de +5V y $\pm 15V$.
- Ancho de banda de 2GHz.
- Dinámica garantizada de 60 dB.
- Sensibilidad de -70dB.
- Medición de frecuencia de -5dB a 8-10Ghz.

Los componentes mecánicos del sistema de antenas son la plataforma giratoria con motor de paso a paso que funciona como la plataforma de montaje para las antenas y como posicionador angular. Soportes de 3 varillas para el transmisor y receptor así como ciertas antenas pequeñas como la microstrip.



Figura 2-34 Plataforma giratoria y varillas para montaje de antenas. (Curso L@bsoft, 2006)

Otros componentes son los soportes rectangulares especiales para el montaje de antenas parabólicas y antenas de ranura, así como bases para colocar el soporte de antenas fijas en la parte del transmisor.



Figura 2-35 Soportes rectangulares para antena de ranura y bases para transmisor. (Curso L@bsoft, 2006)

El sistema de antenas cuenta con un dispositivo transmisor y uno receptor. El transmisor es un dispositivo Oscilador Resonante Dieléctrico (DRO), que trabaja a una frecuencia fija.

Las características técnicas de estos transmisores son un voltaje de servicio de 15V y un rendimiento aproximado de $0 \text{ dBm} \pm 3 \text{ dBm}$ con 50Ω .

Existen 3 transmisores con tres frecuencias de emisión:

- Transmisor X-Band DRO 8.5 GHz.
- Transmisor X-Band DRO 9.0 GHz.
- Transmisor X-Band DRO 9.5 GHz.

El receptor es la parte principal del bloque de recepción, trabaja como los conversores de bajo nivel de ruido (LNC) usados en los receptores satelitales. Sus características técnicas son:

- Voltaje de servicio de 15 V.
- Sensibilidad de -90 dBm.
- Rango de recepción en la entrada de 8 a 10 GHz.
- Amplificación propia aproximada de 12 dB.
- Rango de la frecuencia intermedia de salida de 0.1 a 2 GHz.
- Dinámica aproximada de 80 dB.



Figura 2-36 Transmisor y receptor del equipo de antenas. (Curso L@bsoft, 2006)

El equipo cuenta con una gran variedad de componentes para poder realizar el estudio de diversos temas, como eco, reflexiones, cambio de polarización, aplicaciones de radar, etc. También el equipo cuenta con una serie de conectores que permiten la conexión entre diversos dispositivos como el transmisor y receptor con las diferentes antenas, terminaciones y codos que funcionan como guías de onda, etc.



Figura 2-37 Otros componentes para el estudio de microondas. (Curso L@bsoft, 2006)

En conjunto con el equipo de antenas, el sistema integra el software *L@Bsoft V 3.58* que ofrece una gran variedad de funciones como desplegar patrones de radiación, utilizar todos los instrumentos de laboratorio disponibles se encuentran presentes en forma de instrumentos virtuales para se empleados para mediciones en tiempo real o para la generación de señales de salida.

L@Bsoft pone a disposición del usuario todas las herramientas, en forma de instrumentos virtuales, para medir, evaluar, comprobar y generar señales.

Algunos de los instrumentos virtuales que *L@Bsoft* puede ofrecer son: generadores de funciones, pulsos, curvas y voltajes, osciloscopio, voltímetro, amperímetro, decibelímetro, entradas y salidas digitales entre otros.

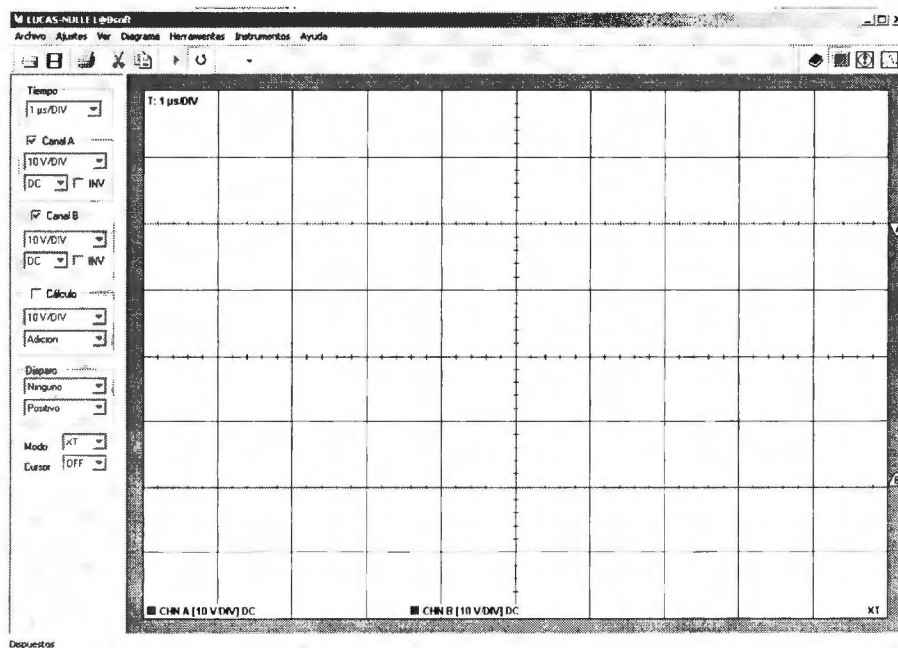


Figura 2-38 Osciloscopio virtual en *L@bsoft*. (Curso *L@bsoft*, 2006)

2.3.2 *MMANA*

MMANA es un programa gratuito desarrollado por JE3HHT Makoto Mori traducido al inglés por Gontcharenko Gary. Esta aplicación es una herramienta para el análisis de antenas basado en el método de momento. Está escrito en C++ lo cual le permite tener una interfaz gráfica amigable al usuario.

MMANA tiene las siguientes funciones:

- Editor basado en tablas para el diseño y definición de antenas.
- Visualizador gráfico de antenas (muestra la segmentación y la distribución de corrientes).
- Visualizador de patrón de radiación horizontal y vertical.
- Comparador de dos o más resultados de computo.
- Editor de elementos de la antena.
- Editor de cables de la antena.
- Herramientas para definir la combinación de tubos con diferentes diámetros.
- Optimizador de antena automático con respecto a jX , SWR, Ganancia, F/B, Elevación y Corriente.
- Explorador optimizado de hojas de resultados con capacidad de configuración manual.
- Características de frecuencia.
- Generador de archivo de datos.

MMANA utiliza los siguientes tipos de archivo:

- El archivo de definición de antena es un archivo de texto.
- Un archivo en formato binario con los resultados de cómputo.
- Hoja de optimización en formato binario.
- Archivo con el flujo de las corrientes en formato de texto CSV.
- Archivo con datos del campo cercano en formato de texto CSV.
- Archivo con datos del campo lejano en formato de texto CSV.

- Archivo con las características de frecuencia en formato de texto CSV.

MMANA tiene ciertas limitaciones de parámetros, algunos de ellos son:

- Máximo número de pulsos 8192 (por default son 1280)
- Máximo número de cables 512
- Máximo número de fuentes 64
- Máximo número de cargas 100

El software cuenta con 4 ventanas principales donde se pueden configurar las características de las antenas y poder visualizar su patrón de radiación. Las cuatro partes son:

Geometry

MMANA provee diferentes herramientas para definir un modelo de antena. La forma más fácil de modelar una antena es ingresando las coordenadas de los elementos que la conforman en la tabla que aparece en la pestaña de Geometry tab. En la tabla se pueden definir los parámetros de la antena incluyendo la dimensión de los cables, fuentes y cargas.

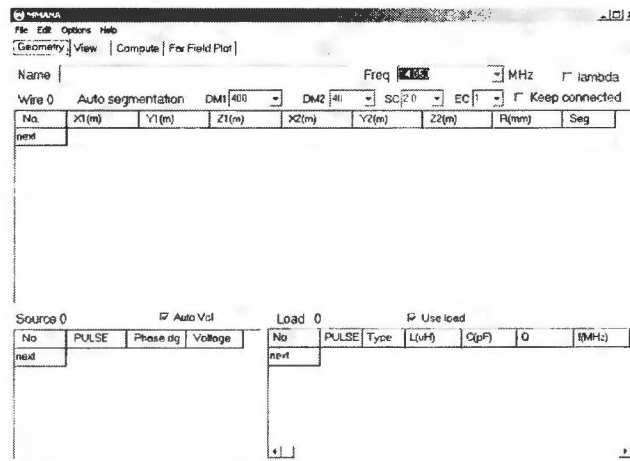


Figura 2-39 Geometry en *MMANA*. (*MMANA*, 2007)

Definición de cables

En esta parte se definen los cables que componen la antena:

X1	Posición de inicio en el eje X del cable (En metros o λ)
Y1	Posición de inicio en el eje Y del cable (En metros o λ)
Z1	Posición de inicio en el eje Z del cable (En metros o λ)
X2	Posición final en el eje X del cable (En metros o λ)
Y2	Posición final en el eje Y del cable (En metros o λ)
Z2	Posición final en el eje Z del cable (En metros o λ)
R	Radio del cable (En milímetros o λ)
SEG	Método de segmentación

En R se pone un valor negativo para modelar un elemento que está compuesto de dos o más tubos de diferentes radios.

Para poder conectar dos o más cables en un punto se deben dar las posiciones de inicio y fin exactamente en las mismas coordenadas, si esto no se hace así el tratamiento que se les dará será el de dos cables separados.

Fuentes (Punto de alimentación)

Parámetros:

Pulse	Posición del pulso
Phase	Fase de alimentación
Voltage	Voltaje de alimentación

Se usa la siguiente convención para definir la posición de los pulsos:

W#C(#)	Offset desde el centro del cable
W#B(#)	Offset desde la posición de inicio de pulso asignada al cable
W#E(#)	Offset desde la posición final de pulso asignada al cable.

Ejemplos:	W1C	Centro del cable 1
	W3C1	Un punto adelante del centro del cable 3
	W2C-2	Dos puntos atrás del centro del cable 2
	W2B	La posición de inicio del cable 2
	W5E3	Tres puntos atrás de la posición final del cable 5

Desde un punto de vista microscópico el cable se toma como aislado con una pequeña brecha en la fuente y dos cables que salen de sus terminales.

Cargas

Opciones:

PULSE:	La posición del pulso
Type:	LC, R+jX, o S

Para definir la posición del pulso se utiliza la misma convención que para la fuente. Las diferentes cargas que se pueden elegir son: LC donde se pone L (uH), y C (pF). L y C generan una resonancia paralela. *MMANA* automáticamente calcula y despliega la frecuencia de resonancia dada por L y C. Una vez que se ha seleccionado una frecuencia *MMANA* automáticamente cambia L y C para mantener la frecuencia de resonancia constante.

Cuando se usa una carga del tipo R+jX los valores R y X están en Ohms. Este tipo de cargas son convenientes para modelar una resistencia de terminación y para agregar cierta reactancia al circuito.

Cuando la selección es S, se pone el parámetro de la siguiente forma: A0 - An y B0 - Bn de la carga. La clase n se da automáticamente en el punto de entrada. Este tipo de carga se utiliza para modelar circuitos que tienen resonancia en serie y paralelo que no se ve afectada por la frecuencia.

Antenna view

Se puede ver la silueta de la antena dando clic sobre la opción Antenna View. Después de hacer los cálculos de acuerdo a los valores de la Geometry Tab muestra la distribución de los cables.

El cable dibujado en la línea delgada es el cable donde se coloca el cursor en la parte de definición de cables. Para seleccionar otro cable, se da un clic sobre él. El cable seleccionado se hace delgado y el cursor se mueve hacia éste en la tabla de definición de cables. Este método es muy útil cuando se modelan antenas complicadas.

Con clic derecho se despliega un pop-up menú con el cual se puede centrar la vista en las coordenadas indicadas, agregar/borrar fuentes, mover el cable, etc.

Se recomienda que se verifique si la definición de los cables se hizo en forma correcta o no mediante la revisión de la distribución. Si la distribución es diferente de lo que se esperaba se debe verificar la definición de la antena otra vez.

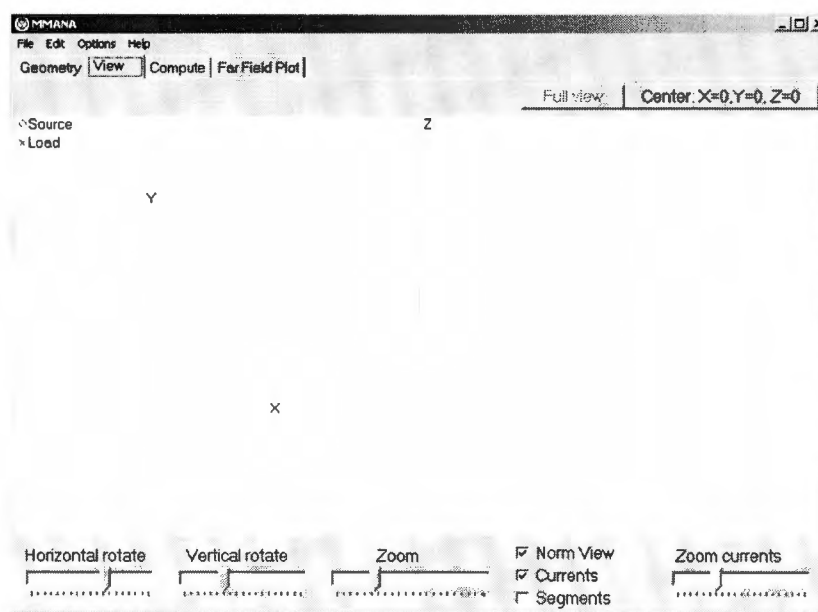


Figura 2-40 Antenna View en MMANA. (MMANA, 2007)

Compute

En la pestaña de Compute se realizan los cálculos del modelo de la antena. La operación empieza cuando se da clic sobre el botón Start.

Siempre se deben definir los siguientes parámetros:

Frequency	Frecuencia para los cálculos
Ground	Condición de tierra
Height	Altura de la antenna desde la tierra
Ground set	Tipo de tierra
Wire	El material del cable

El algoritmo MININEC3 toma en cuenta el parámetro de tierra real solo para el cálculo de campo lejano, el cual es usado para obtener el patrón de radiación. Se asume una conductividad perfecta en la tierra para el cálculo de la impedancia. En caso de que la antena esté enganchada en una altura baja comparada con la longitud de onda, los cálculos arrojan una Z menor que la real.

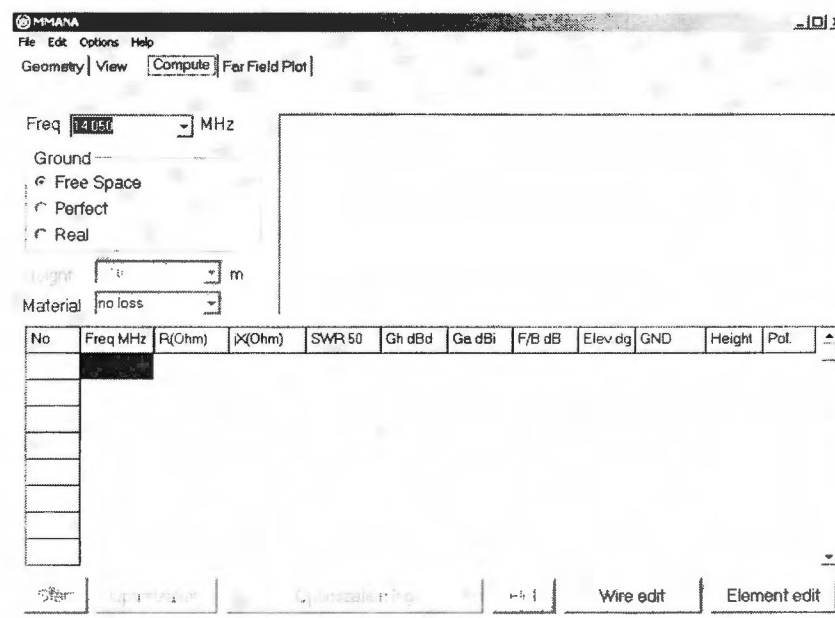


Figura 2-41 Compute en MMANA. (MMANA, 2007)

Si *MMANA* no puede empezar los cálculos por alguna razón, se verá un mensaje en la parte de la derecha arriba de la ventana. La mayoría de las veces la causa de esto se debe a que algo está mal en la definición de la antena. Si tienes un error de punto flotante es recomendable verificar la definición de la antena.

El resultado de los cálculos se muestra en la parte alta de la tabla. Esta tabla sólo muestra los resultados, por lo que en esta parte no se puede editar nada. EL SWR es calculado asumiendo 50-Ohm de alimentación como default, sin embargo este valor se puede modificar.

Aun si se definen múltiples fuentes, el resultado sólo muestra la primera fuente. Para revisar las demás fuentes se debe ver la ventana de registro.

Para el cálculo de F/B, *MMANA* usa valores en el rango de 120° y los compara con el peor valor. Este rango puede ser modificado. Ga indica la ganancia absoluta. Gh se obtiene de sustituir 2.15dB en Ga. Gh no se despliega si no se incluye la opción de tierra.

MMANA no toma en cuenta el número de dígitos efectivos. La impedancia se muestra con varios dígitos, pero es sólo para preservar los dígitos efectivos. Esto es importante particularmente para impedancias bajas. Se debe tener presente que puede incluirse una imprecisión.

Entre más grande sea la permeabilidad de los cables utilizados el efecto piel se agudiza. Generalmente no se tiene ningún problema para usar materiales sin pérdidas para antenas estándar de cobre o aluminio. El tiempo para realizar los cálculos es mucho menos si la antena está fabricada con materiales sin pérdidas.

Far Field Plot

La página de Far Field Plot muestra el patrón de radiación de la antena. La gráfica de la izquierda muestra el patrón horizontal, mientras que la de la derecha muestra el vertical.

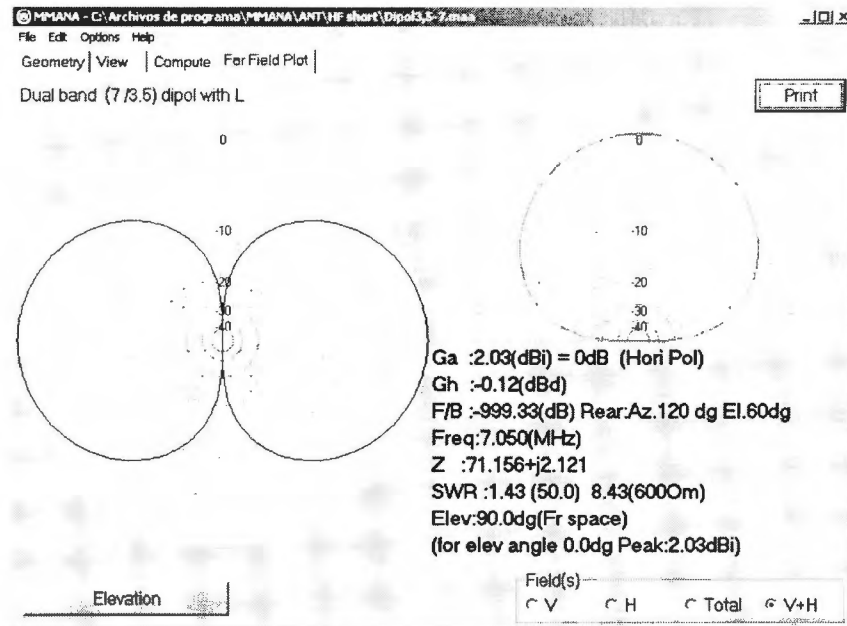


Figura 2-42 Far Field Plot en *MMANA*. (*MMANA*, 2007)

El patrón vertical se obtiene de rebanar el patrón horizontal con el plano vertical que incluye el eje X. El patrón horizontal se obtiene en el plano horizontal que tiene un pico de elevación. Si el ángulo de elevación es mayor a 87 grados, *MMANA* muestra el patrón horizontal a 45 grado de elevación. Para cambiar la elevación debe oprimirse el botón de elevación.

La resolución del ángulo tanto en el patrón horizontal y vertical es de 1 grado. La elevación por otra parte tiene 0.1 grados de resolución. Se debe tener un cuidado especial para antenas que son muy altas comparadas con la λ . Este tipo de antenas puede tener un patrón vertical muy nítido y *MMANA* puede ser que no detecte el pico. Esto suele suceder para frecuencias de 1.2 GHz o mayores.

2.3.3 Diseño de MEMS

Dentro del diseño de MEMS, existen diversos ambientes de simulación con características diferentes. Para el desarrollo de este proyecto, se realizó la comparación entre dos programas diferentes: Sugar y *CoventorWare*TM.

SUGAR es una herramienta de simulación de código abierto para sistemas micro electro mecánicos (MEMS) basado en técnicas de análisis nodal. Vigas, brechas electrostáticas, elementos de circuitos y otros elementos son modelados por pequeños sistemas de ecuaciones diferenciales acoplados.

SUGAR hereda su nombre y filosofía de SPICE. Los diseños de MEMS se pueden describir en formato compacto de netlist y rápidamente poder simular el comportamiento del dispositivo. Está escrito en MATLAB y tiene rutinas precompiladas en C que le permiten trabajar como una función externa de MATLAB. Debido a que no es un software construido especialmente para MEMS, basado en un lenguaje propio con características únicas, hemos decidido descartar el uso de este ambiente de simulación debido a su alcance limitado en cuestión de análisis de dispositivos complejos.

Por otro lado existe el software *CoventorWare*TM que ofrece una gran variedad de funciones para el desarrollo, simulación y análisis de MEMS, el cual fue elegido para el desarrollo de éste proyecto.

2.4 *CoventorWare*TM

*CoventorWare*TM es un software que está diseñado para producir modelos fieles de sistemas MEMS y diseño de micro fluidos. Este programa puede soportar diseños tanto a nivel de sistema como a nivel físico. Para el análisis a nivel de sistema se hace uso de las bibliotecas de modelo de comportamientos con un sistema de simulación de alta velocidad. El diseño a nivel de sistema puede ser utilizado para generar diagramas de 2-D para ser utilizados en una verificación a nivel físico. El análisis a nivel físico empieza con un diagrama de 2-D y conlleva la construcción de un modelo de tres dimensiones, la generación del mallado y la simulación utilizando los solucionadores FEM o BEM.

*CoventorWare*TM tiene un gran número de opciones, incluyendo el diseño de librerías y una gran variedad de modeladores físicos de tres dimensiones. El programa permite importar y exportar archivos de otros programas.

En general este software puede ser descrito como módulos conectados en serie. A continuación se muestra un diagrama de los diferentes módulos del programa (El flujo puede variar dependiendo si el análisis es a nivel físico o de sistema)

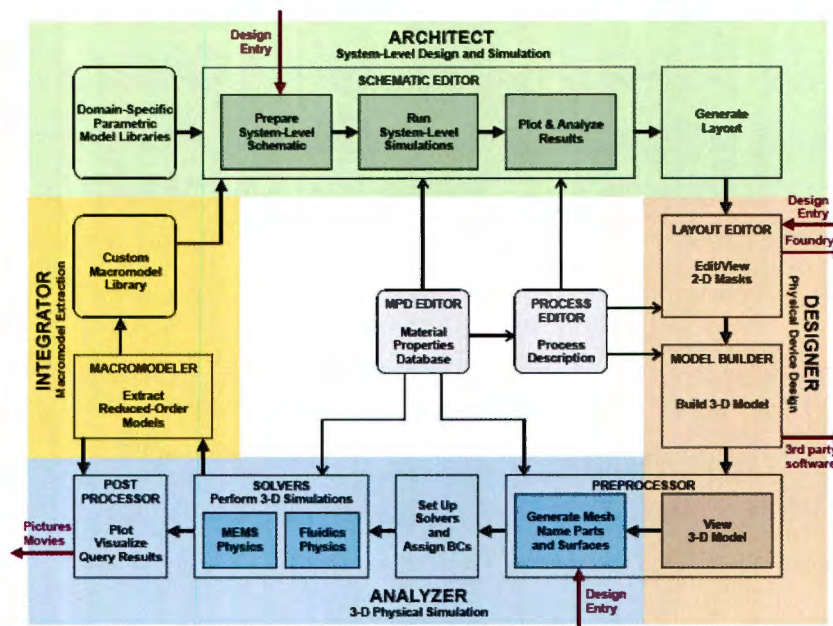


Figura 2-43 Diagrama de Módulos del *CoventorWare*TM (Using *CoventorWare*TM, 2006)

Principales Componentes de *CoventorWare*TM

- *Materials Properties Database*: hace las funciones de una base de datos de los materiales utilizados en el programa.
- *Process Editor*: emula el flujo del proceso de fabricación del diseño de MEMS.
- *Architect*: simula la configuración del diseño utilizando un análisis a nivel de sistema. Este análisis puede incorporar modelos paramétricos de *CoventorWare*TM, modelos genéricos Saber, así como también modelos generados

por el usuario (Utilizando los módulos de macromodelado SpringMM, InertiaMM, DampingMM, and FlowMM).

- *Designer*: diseña un modelo de MEMS utilizando un diagrama de dos dimensiones y genera el modelo de un sólido en 3-D. Todos estos pasos también son conocidos diseño de front-end.
- *Meshing*: crea las capas de mallado en 3-D basado en el modelo sólido. *CoventorWare*TM tiene muchas opciones de mallados incluyendo la de superficie, tetraédrica, de ladrillo y extraído. Este paso prepara el modelo para un análisis FEM.
- *Analyzer Modules*: aquí se delimitan las condiciones de frontera y se elige que método de solución se va a utilizar, FEM y/o BEM. Cada método puede manejar diferentes simulaciones: la solución de datos puede ser post-procesada mediante la variación de parámetros y la iteración de corridas, o mediante los resultados de ajuste de curva y aplicando ecuaciones. Los resultados de la simulación pueden ser vistos en un modelo de 3-D y mediante la función Query se pueden extraer datos adicionales de la solución.
- *Integrator*: extrae macromodelos de orden reducido para el uso en la simulación del sistema. Varios módulos del *Analyzer* están disponibles en su menú para permitir la creación de macromodelos representando tensión de resorte, humedad, inercia y efectos de flujo de fluido.

2.4.1 Designer

Process Editor

El editor de procesos le permite al usuario crear un flujo de los materiales y las diferentes capas que se van a utilizar en el proceso de fabricación de los MEMS. Las principales opciones que tiene son:

- *Materials*: en esta parte se puede elegir que material se va a utilizar en cierta capa. Cabe destacar que la aplicación es muy flexible y se pueden modificar las características de los materiales existentes en la base de datos e incluso permite crear nuevos materiales.

- *Layer name*: permite poner una etiqueta a cada capa que se utiliza en el proceso de fabricación.
- *Mask*: con esta opción se pueden crear y etiquetar máscaras las cuales sirven para hacer diferentes cortes en el material. Se puede elegir la profundidad de cada corte, así como también mediante los símbolos +/-, se puede saber si el corte es hacia afuera (+) o hacia adentro (-).

Los materiales seleccionados en el flujo del proceso son independientes en el MPD, el cual guarda todos los materiales y sus propiedades asociadas que se necesitan para caracterizar completamente el proceso.

A continuación se muestra una figura de la ventana principal del editor de procesos:

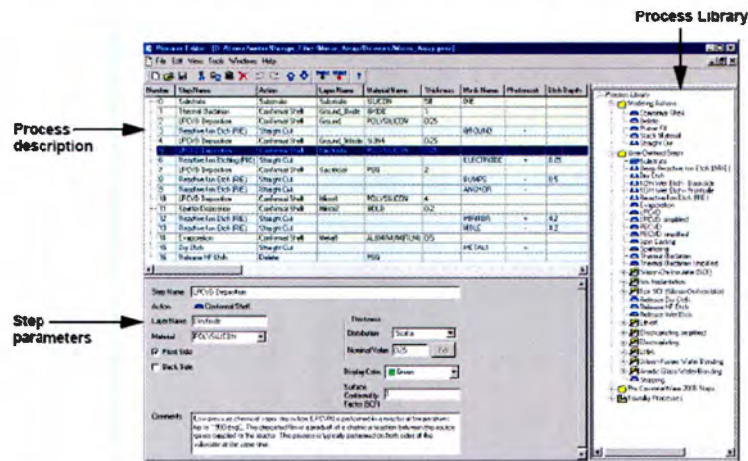


Figura 2-44 Ventana Process Editor (Designer Reference, 2006)

Process Library

Es la única que está activa cuando el usuario crea un nuevo proceso y abre el *Process Editor*. Esta ventana es la misma para todos los archivos de proceso y utiliza una vista de árbol para mostrar los diferentes procesos del *CoventorWare™*.

Process Library tiene cuatro folders:

- *Modeling Actions*: este folder contiene acciones de modelado sólido genérico, incluyendo *Conformal Shell* (Capa de cierto espesor que va al margen de la capa

de abajo), *Delete* (Sirve para borrar capas), *Planar Fill* (Pone una capa plana encima de la anterior), *Stack Material* (Pone una capa en forma de pila sobre el material anterior) y *Straight Cut* (Corte basado en una figura geométrica)

- *User-Defined Steps*: el fólder contiene pasos de procesos predefinidos, así como también procesos definidos por el usuario. Su contenido está determinado por el archivo de procesos diseñado como la librería de procesos ya especificada.
- *Foundry Processes*: este fólder contiene una gran variedad de secuencia de pasos que están reconocidas en los procesos fundamentales, incluidos *Polysilicon* de *IMEPKU*, *MetalMUMPS*, *PolyMUMPS*, *INTEGRAM DRIE basado SOI (DPK)*, *INTEGRAM Metal Nitride (MPK.) INTEGRAM Polysilicion (PPK)*, *SoiMUMPS*, y *Tronics EpiSOI*.

Process Description

Muestra en forma de hoja de cálculo los pasos de los procesos en el archivo de procesos que se está visualizando incluyendo step number, step name, layer name, action, material, layer thickness y más. Cada paso de proceso se muestra en su propia fila. El usuario puede configurar las columnas que se muestran.

Step Parameters

Este panel le permite al usuario editar los parámetros del paso seleccionado. Los parámetros no pueden ser editados en el panel de *Process Description*. Los parámetros que se muestran dependen si el paso de substrato, depósito, grabado o borrado están siendo seleccionados.

Layout Editor

El layout editor es una herramienta gráfica que permite el diseño del esquema del MEMS, donde se tiene un área de dibujo, herramientas con distintas figuras geométricas y funciones para medición de longitudes. Ahora se muestra una imagen del layout editor y un diseño hecho en él:

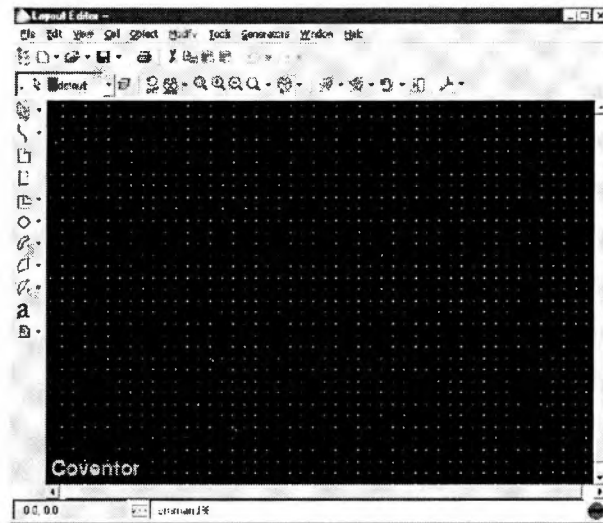


Figura 2-45 Ventana Layout Editor (Designer Reference, 2006)

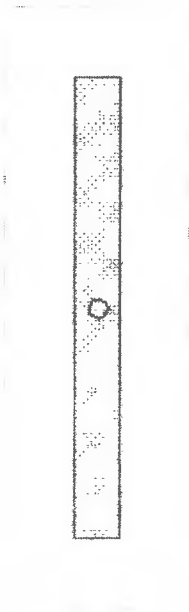


Figura 2-46 Esquema de una viga en Layout Editor (Haro - Salas, 2007)

2.4.2 Analyzer

La principal función de este módulo es fijar las condiciones de frontera y elegir uno o más solucionadores para desarrollar el análisis FEM o BEM.

Mediante esta herramienta se pueden ver los resultados de la simulación en 3-D y usar la función Query para extraer datos adicionales.

Mallado

Con esta herramienta se puede crear capas de malla en 3-D basándose en el modelo sólido. Existen diferentes tipos de mallado pero el que más destaca es el mallado de superficie.

Las mallas que se crean pueden ser utilizadas para hacer un sin fin de simulaciones a través de FEM.

El solucionador del *Analyzer* permite realizar diferentes tipos de soluciones incluyendo:

- Cálculos de capacitancia y carga.
- Deformaciones por aplicación de presión y fuerzas.
- Soluciones usando condiciones de frontera.
- Solución usando stress de gradientes.
- Análisis modal de las frecuencias naturales de vibración de modelos mecánicos.
- Análisis de armónicos
- Solución electrotérmica, termomecánica y electrotermomecánica en estado estable.
- Solución transitoria mecánica y térmica
- Análisis de inductancias.

2.4.3 Architect

La herramienta de *Architect* utiliza la información en el MPD y procesa el archivo para su simulación. En *Architect* en lugar de utilizar el trazado de esquemas para crear modelos en 2-D, se emplean técnicas de diseño de alto nivel para crear un modelo de un dispositivo que puede ser simulado utilizando Saber.

Las librerías paramétricas del *Architect* se desarrollaron para permitir a los diseñadores a nivel sistema similar y evaluar rápidamente diseños múltiples de configuraciones

haciendo uso de un análisis a nivel sistema para determinar el comportamiento exacto de los modelos.

Los componentes paramétricos son bloques con características predefinidas y variables. Estos componentes pueden ser usados para diseñar a dispositivos MEMS eficientemente. El modelo del sistema puede incluir componentes de la librería paramétrica, así como también otros componentes genéricos (que provee *CoventorWare™*) para simular los dispositivos MEMS y su interfase. Este nivel de modelado realiza un análisis incluso más detallado que cualquier otro análisis FEM. Entre las librerías que se incluyen en *Architect* se encuentran electromecánica, dampers, magneto mecánica, óptica, sensores, actuadores y fluidos.

Simulación de MEMS a nivel sistema

Los MEMS comúnmente son simulados usando el método del elemento finito (FEM) y el método del elemento frontera (BEM), donde cada componente es analizado individualmente para producir resultados precisos. Con el uso de una gran variedad de solucionadores de dominio y dominio cruzado mediante una interfaz de software se puede realizar un análisis eficiente de los MEMS. Los métodos mencionados anteriormente tienen problemas de tiempo y ciertas limitaciones. Estas limitantes se puede resolver con métodos alternativos como la simulación a nivel sistema que ofrece *Architect*.

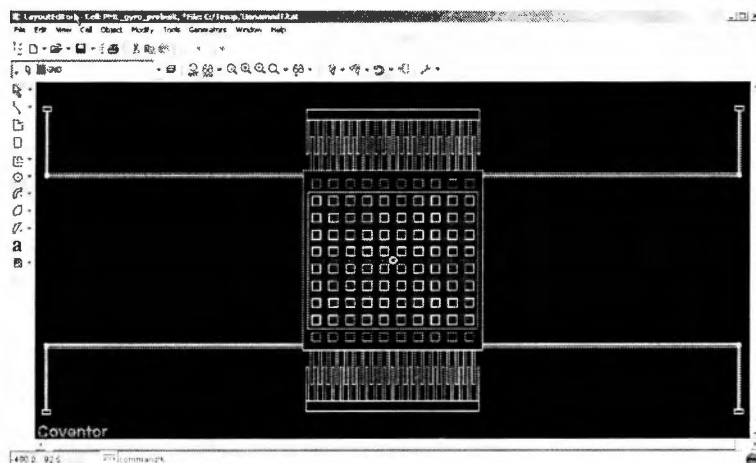


Figura 2-47 Simulación a nivel sistema en Architect (Architect Reference, 2006)

Una herramienta de simulación a nivel sistema desarrolla la simulación basada en el comportamiento de un dispositivo mediante su expresión en ecuaciones de orden reducido. Simula el comportamiento global de un modelo completo en lugar del comportamiento interactivo de varios elementos finitos. La descripción matemática compleja utilizada en modelos a nivel de sistema conlleva a tener un número mucho menor de grados de libertad.

3 DESARROLLO, SIMULACIÓN Y RESULTADOS

3.1 Arreglo lineal de 20 elementos

La aplicación para la que se requiere el arreglo de fase necesita una direccionalidad en el eje Z, también que éste lóbulo principal pueda tener un rango de movimiento.

Para poder tener éste tipo de patrón de radiación se hicieron varias pruebas de arreglos lineales y arreglos bidimensionales. Todas las simulaciones se hicieron con el *MMANA-GAL* a una frecuencia de 9.5 Ghz, con los dipolos de un cuarto de onda y la separación de también un cuarto de onda entre cada uno de ellos.

Dentro de los arreglos lineales probamos diferentes tipos de polarización tanto vertical como la horizontal y éstos fueron los resultados:

$$f = 9.5GHz$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 * 10^8}{9.5GHz} = 0.031578947m$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$d = 0.25\lambda = 0.007894736$$

$$AF = \sum_{n=1}^N a e^{j(n-1)(kdsen\theta \cos\phi + \beta)} = \sum_{n=1}^{20} e^{j(n-1)(kdsen\theta \cos\phi + \beta)} \quad (3-1)$$

$$(AF)_n = \frac{\text{sen}\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\frac{N}{2}\psi} = \frac{\text{sen}(10\psi)}{10\psi} \quad (3-2)$$

$$\psi = kdsen\theta \cos\phi + \beta \quad (3-3)$$

- Arreglo de apertura amplia: $\theta=0, \phi=0$

$$\psi = kd \sin \theta \cos \phi + \beta = 0$$

$$\beta = 0$$

- Arreglo de apertura centrada:

Para $\phi=0, \theta=90$

$$\psi = kd \sin \theta \cos \phi + \beta = 0$$

$$\beta = -kd = -1.5707$$

$$\beta = -89.9^\circ \approx -90^\circ$$

Para $\phi=180, \theta=90$

$$\psi = kd \sin \theta \cos \phi + \beta = 0$$

$$\beta = kd = 1.5707$$

$$\beta = 89.9^\circ \approx 90^\circ$$

- Arreglo de fase:

$$\psi = kd \sin \theta \cos \phi + \beta = 0$$

$$\beta = -kd \sin \theta \cos \phi$$

Para $\phi=0^\circ, \theta=45^\circ$

$$\beta = -kd \sin \theta \cos \phi$$

$$\beta = -1.1106$$

$$\beta = -63.63^\circ$$

Para $\phi=180^\circ, \theta=30^\circ$

$$\beta = -kd \sin \theta \cos \phi$$

$$\beta = 0.7853$$

$$\beta = 45^\circ$$

Arreglo de 20 elementos sobre el eje X.

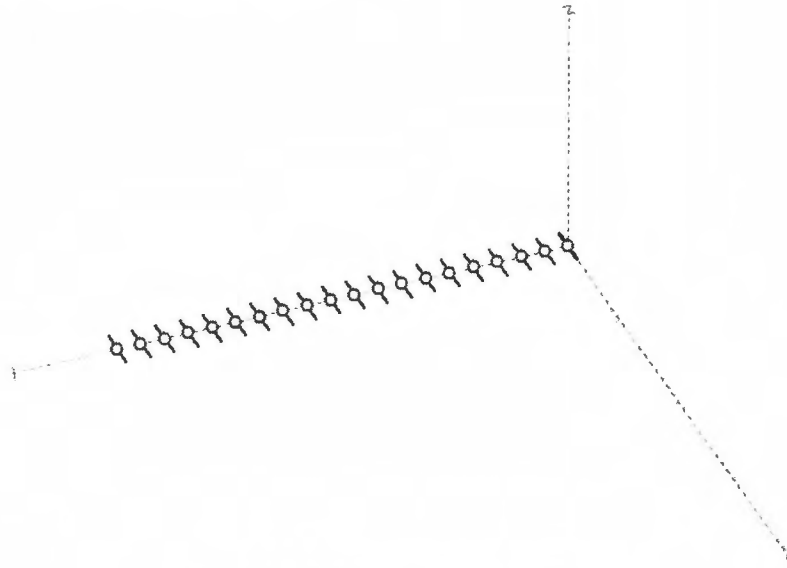


Figura 3-1 Arreglo lineal de 20 elementos.

En éste arreglo probamos qué tanta directividad tenía el patrón de radiación con respecto al eje Z y encontramos los siguientes resultados.

A cero grados de defasamiento de las fuentes una respecto a la otra:

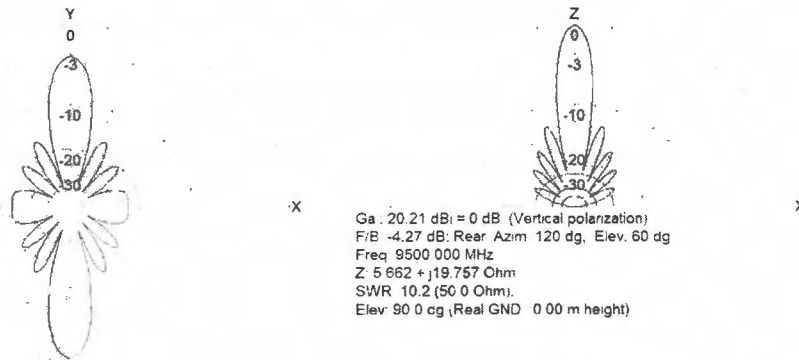


Figura 3-2 Patrón de radiación bidimensional.

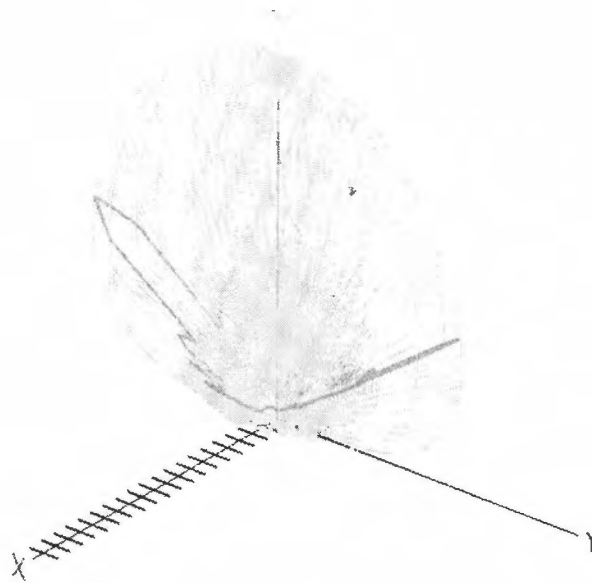


Figura 3-3 Patrón de radiación tridimensional.

Como podemos observar en la figura 3-2, el patrón de radiación en el eje Z es bastante direccional, lo cual nos hace pensar que es lo que estamos buscando. Sin embargo en el patrón con respecto al plano X-Y podemos ver que el ancho de haz es demasiado grande. En la figura 3-3 podemos ver representado el patrón de radiación en tercera dimensión y es fácil ver cómo el haz está diseccionado en Z sin embargo es muy ancho. La ganancia es de 20dBi debido a lo ancho del haz principal.

Arreglo de 20 elementos con un defasamiento de 45 grados.

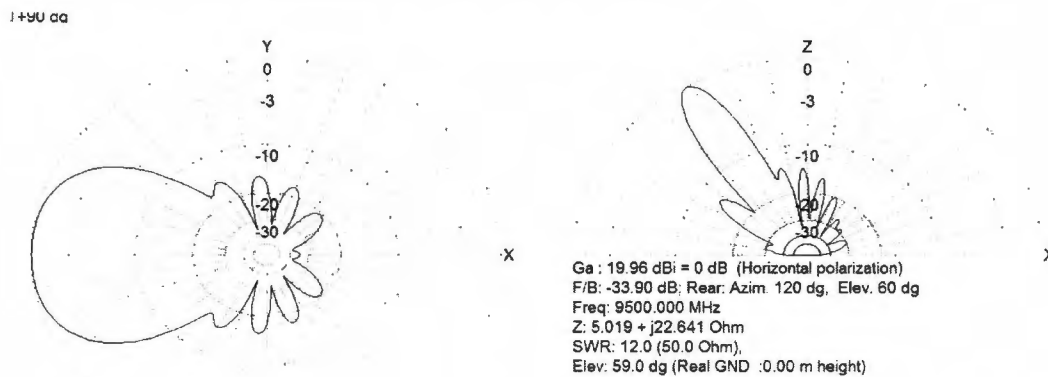


Figura 3-4 Patrón de radiación con defasamiento de 45°.

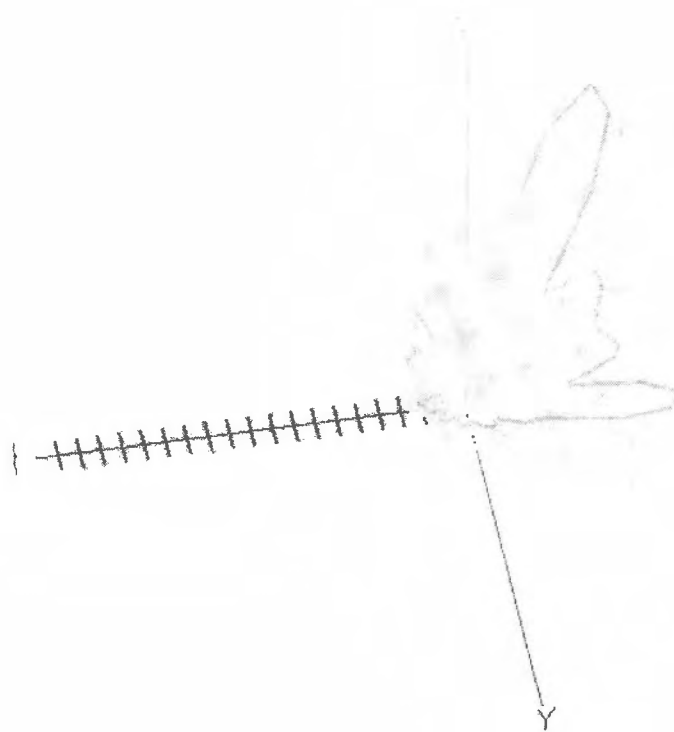


Figura 3-5 Patrón tridimensional con defasamiento de 45°.

Seguimos experimentando ahora defasando en 45 grados cada uno de los dipolos radiadores y encontramos lo siguiente. En la figura 3-4 podemos observar cómo hay un cambio del ángulo con respecto al eje Z, esto nos da una referencia clara de que podemos cambiar la direccionalidad por medio de la fase. Sin embargo en el plano X-Y podemos apreciar que hay una considerable cantidad de energía que se radia en ése plano lo cual no es deseable para la aplicación con la cual vamos a trabajar.

En la figura 3-5 podemos observar claramente el patrón en tercera dimensión, que si bien es direccional, todavía el ancho del haz es poco uniforme.

Arreglo de 20 elementos con un defasamiento de 90 grados

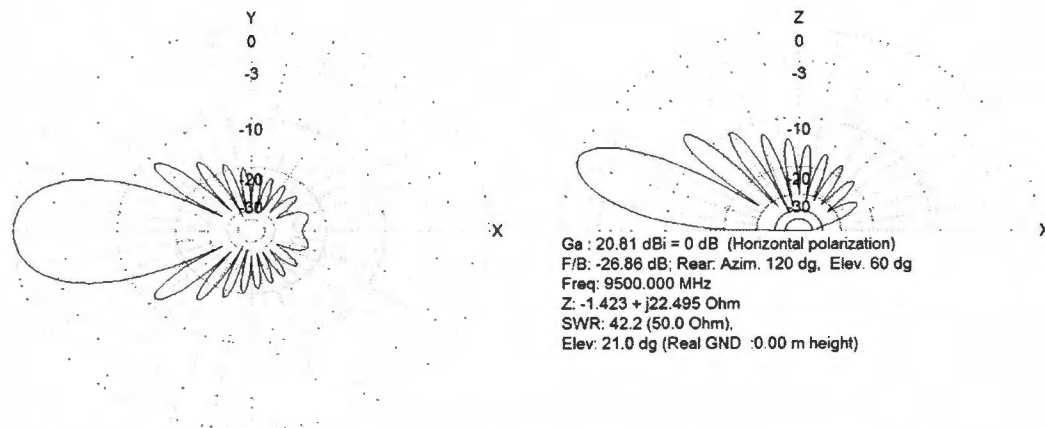


Figura 3-6 Patrón de radiación con defasamiento de 90°.

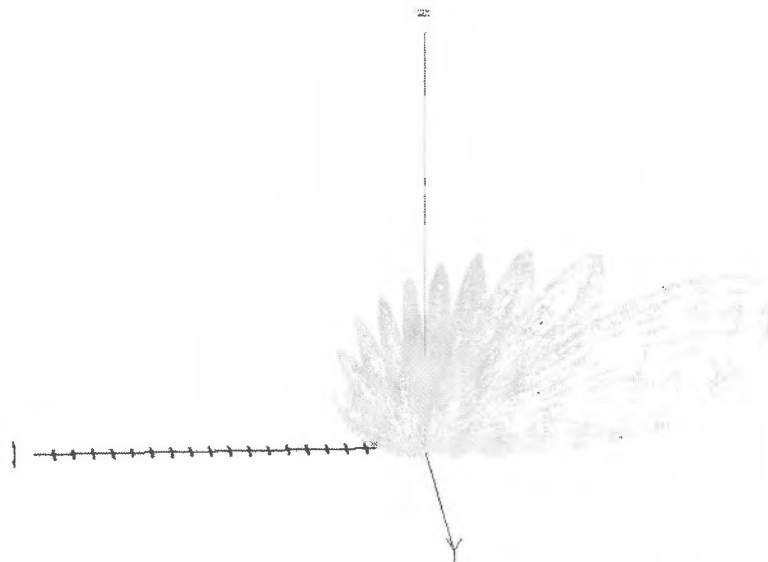


Figura 3-7 Patrón tridimensional con defasamiento de 90°.

En ésta simulación podemos ver que la ganancia sigue siendo muy similar 20dBi, y es un poco más direccional el haz, sin embargo sigue sin cumplir las especificaciones. En el plano Z podemos ver que a mayor ángulo de defasamiento el haz se va inclinando más, ese es uno de los parámetros que buscamos para nuestra aplicación.

Por lo tanto de éste tipo de arreglo lineal se puede observar lo siguiente:

En la tabla 3-1, se encuentra una comparación de los diferentes ángulos de fase con que se pueden alimentar los elementos y cómo la direccionalidad va cambiando con respecto al plano X-Z. Esta es una ventaja con respecto a un solo dipolo y también algo que se concluye de las simulaciones es que a mayor número de elementos mayor es su directividad, por lo tanto el ancho del haz a 3dB va siendo más angosto. Con respecto a la ganancia podemos ver que el corrimiento de fase no afecta significativamente a éste parámetro ya que todos los elementos están alimentados con la misma amplitud.

Los lóbulos laterales son debidos a que al ser varias fuentes defasadas hay un efecto de cancelación y de suma de señales. Con éste tipo de arreglos lineales obtuvimos información muy relevante acerca del comportamiento de las antenas como un arreglo. Sin embargo éstos resultados no cumplen con las expectativas ni con los requerimientos necesarios. Por ello nos enfocamos más a los arreglos bidimensionales.

Un arreglo bidimensional no es más que la suma de varios arreglos lineales, en los cuales se multiplican sus factores de arreglo, esto modifica el patrón de radiación combinando las propiedades de los arreglos lineales.

Grados de defasamiento	Grados de direccionalidad entre el plano X-Y y el Z	Ganancia (dBi)	Ancho del haz a 3dB
0°	90°	20.21	10°
45°	122°	19.86	11°
90°	159°	20.81	17°

Tabla 3-1 Comparación del arreglo lineal con diferentes defasamientos.

3.2 Arreglo bidimensional de 36 elementos

A continuación se calcula el factor de arreglo en el plano x y y:

$$(34) \dots AF = \sum_{n=1}^N \text{Im} \left[\sum_{m=1}^M \text{Im} e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x)} \right] e^{j(n-1)(kdysen \theta \sin \phi + \beta y)}$$

$$(35) \dots AF = \sum_{m=1}^6 \left[\sum_{n=1}^6 e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x)} \right] e^{j(n-1)(kdysen \theta \sin \phi + \beta y)}$$

$$(36) \dots AFn(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\text{sen}\left(\frac{M\psi x}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\text{sen}\left(\frac{M\psi y}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi y}{2}\right)} \right\}$$

$$(37) \dots AFn(\theta, \phi) = \left\{ \frac{\text{sen}(3\psi x)}{3\psi x} \right\} \left\{ \frac{\text{sen}(3\psi y)}{3\psi y} \right\}$$

$$(38) \dots \psi x = kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x$$

$$(39) \dots \psi y = kdysen \theta \sin \phi + \beta y$$

➤ Dirigido al eje z: $\theta=0, \phi=0$

Se calcula primero el defasamiento que deben tener los elementos para radiar en la dirección deseada, se calcula en ángulo de rayo sólido para poder obtener la directividad del arreglo en esta dirección:

$$\beta x = -kdx \sin \theta \cos \phi = 0$$

$$\beta y = -kdysen \theta \sin \phi = 0$$

$$AF = \left\{ \frac{\text{sen}(0)}{0} \right\} \left\{ \frac{\text{sen}(0)}{0} \right\}$$

$$\Theta x 0 = \frac{Lx + dx}{\lambda} = 1.5$$

$$\Theta y 0 = \frac{Ly + dy}{\lambda} = 4.5$$

$$\Omega A = \frac{\Theta x * \Theta y * \sec \theta}{\left[\text{sen}^2 \phi + \frac{\Theta y}{\Theta x} \cos^2 \theta \right]^{1/2} \left[\text{sen}^2 \phi + \frac{\Theta x}{\Theta y} \cos^2 \phi \right]^{1/2}}$$

$$\Omega = 20.25$$

$$D = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 0.487$$

- Dirigida a: $\theta=90^\circ$, $\varphi=0$

$$\beta_x = -kdx \operatorname{sen} \theta \cos \phi = -1.5707$$

$$\beta_y = -kdys \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi = 0$$

$$\beta_x = -90^\circ$$

No hay directividad.

- Dirigida a: $\theta=45^\circ$, $\varphi=0$

$$\beta_x = -kdx \operatorname{sen} \theta \cos \phi = -1.110$$

$$\beta_y = -kdys \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi = 0$$

$$\beta_x = -63.54^\circ$$

$$\Omega A = 28.637$$

$$D0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 0.3446$$

- Dirigida al: $\theta=45^\circ$, $\varphi=180^\circ$

$$\beta_x = -kdx \operatorname{sen} \theta \cos \phi = 1.110$$

$$\beta_y = -kdys \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi = 0$$

$$\beta_x = 63.54^\circ$$

$$\Omega A = 28.63$$

$$D0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 0.3447$$

- Dirigida a: $\theta=90^\circ$, $\varphi=180^\circ$

$$\beta_x = -kdx \operatorname{sen} \theta \cos \phi = 1.5707$$

$$\beta_y = -kdys \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi = 0$$

$$\beta_x = 90^\circ$$

No hay directividad.

Ya que contamos con el diseño, podemos continuar a simular el arreglo en *MMANA*.

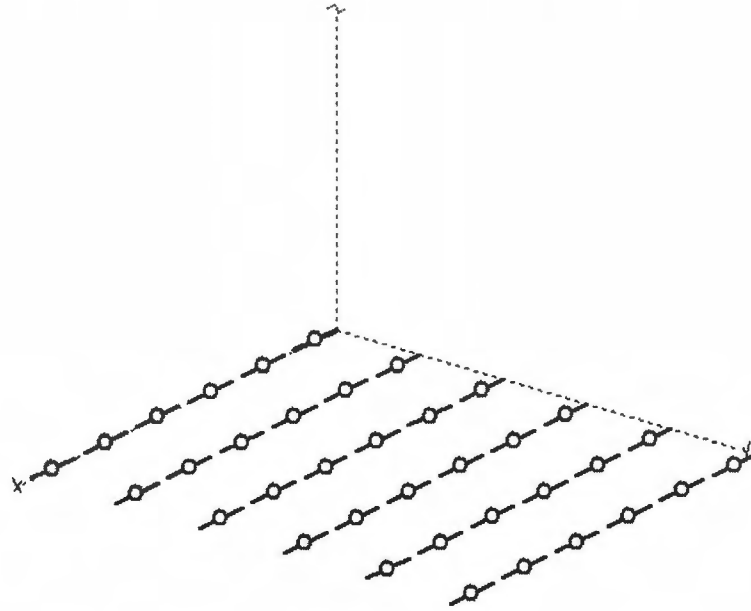


Figura 3-8 Arreglo bidimensional de 36 elementos.

Se realizaron pruebas con el arreglo bidimensional de 36 elementos a cero grados de defasamiento.

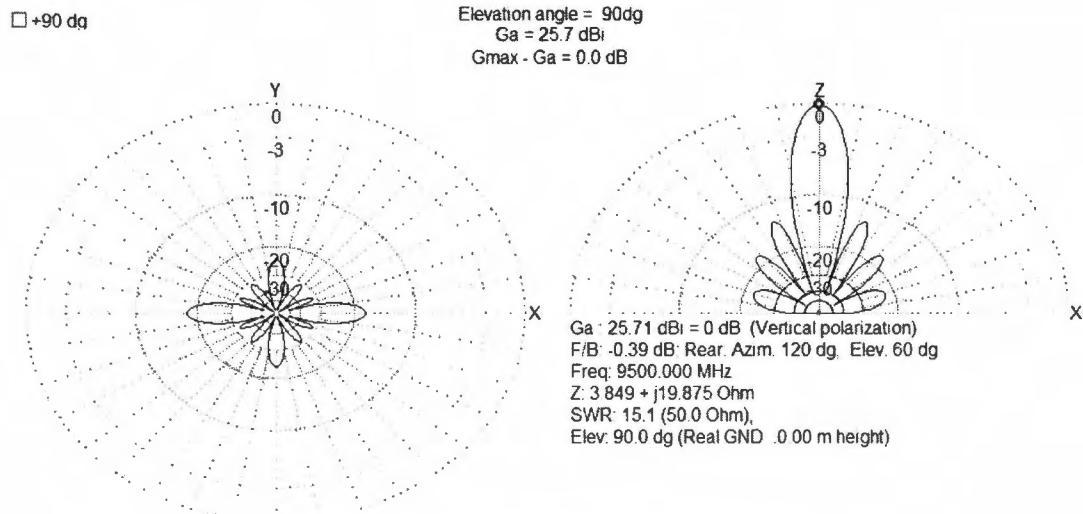


Figura 3-9 Patrón de radiación bidimensional.

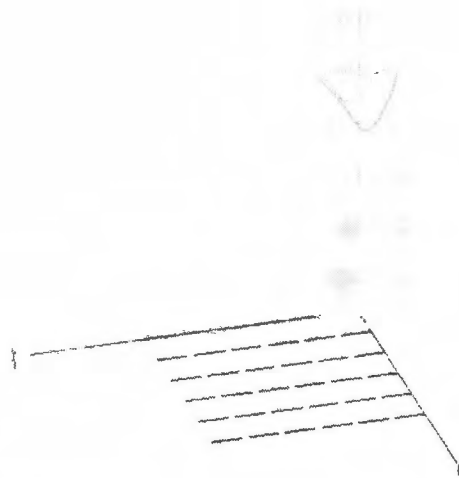


Figura 3-10 Patrón de radiación tridimensional.

Este caso en específico es de gran interés puesto que cumple con las expectativas del proyecto. Ahora tenemos direccionalidad en el eje Z y también el haz está concentrado, esto se refiere a que es mucho más direccional que un arreglo lineal.

Al tener un haz más homogéneo, la ganancia se concentra más en el lóbulo principal dando así la direccionalidad deseada, con una buena ganancia y también con lóbulos laterales pequeños.

Arreglo bidimensional de 36 elementos a 45 grados.

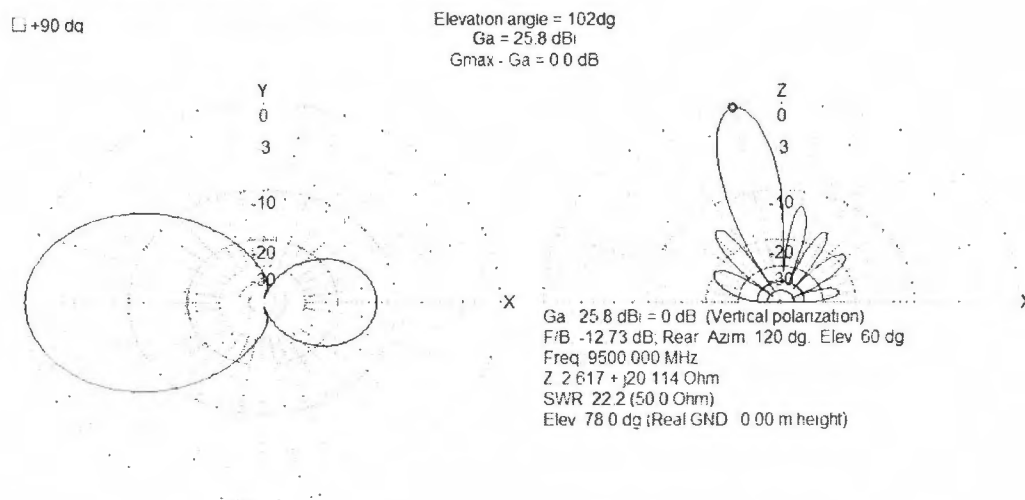


Figura 3-11 Patrón de radiación bidimensional a 45°.

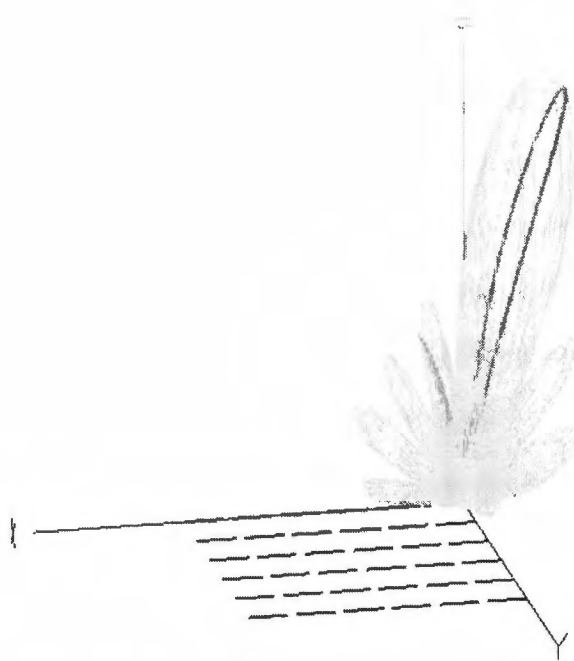


Figura 3-12 Patrón tridimensional a 45°.

En ésta configuración el defasamiento es de 45 grados y tenemos resultados muy alentadores ya que la ganancia se mantiene y también el lóbulo principal lo pudimos direccionar con un ángulo de 102 grados con respecto al plano X-Z

Arreglo bidimensional de 36 elementos a 90 grados.

□ +90 dg

Elevation angle = 115dg
 Ga = 26.1 dBi
 Gmax - Ga = 0.0 dB

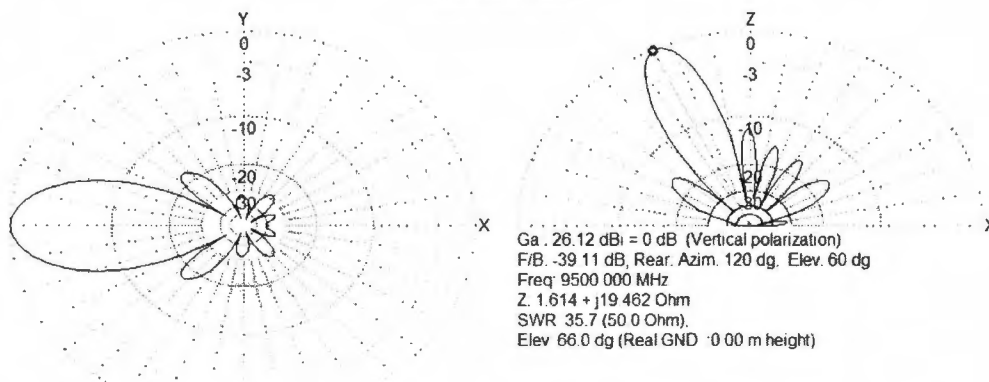


Figura 3-13 Patrón de radiación bidimensional.

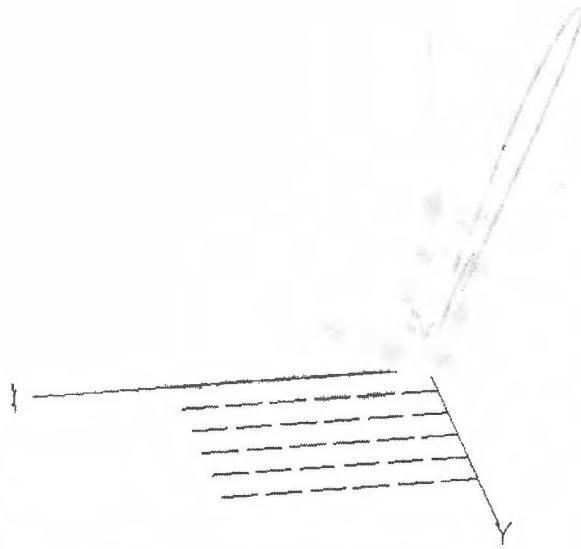


Figura 3-14 Patrón tridimensional a 90°.

En éste caso defasamos la señal en 90° y obtuvimos una inclinación del lóbulo principal. Manteniendo la misma ganancia y aunque los lóbulos laterales se ensancharon un poco eso no nos preocupa pues la relación entre el lóbulo principal y los laterales es muy grande.

Arreglo bidimensional de 36 elementos a 120 grados.

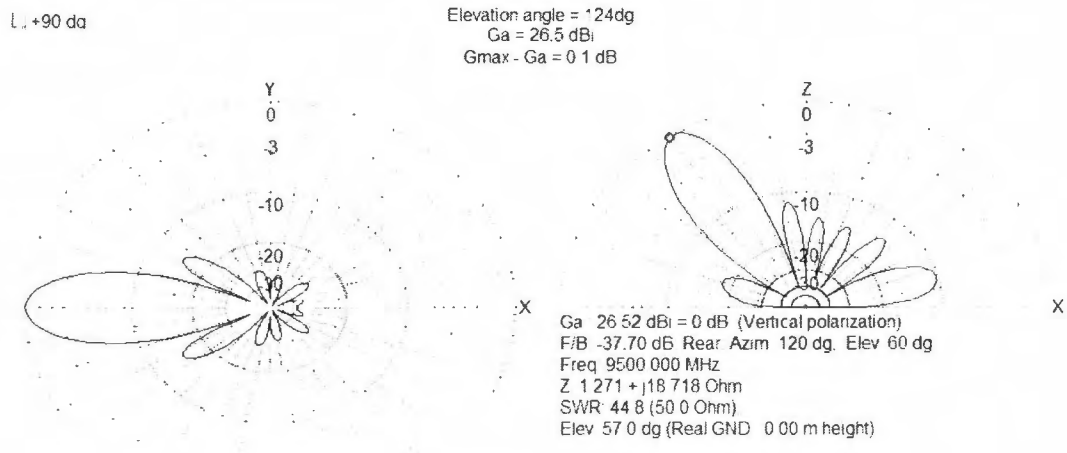


Figura 3-15 Patrón de radiación bidimensional a 120°.

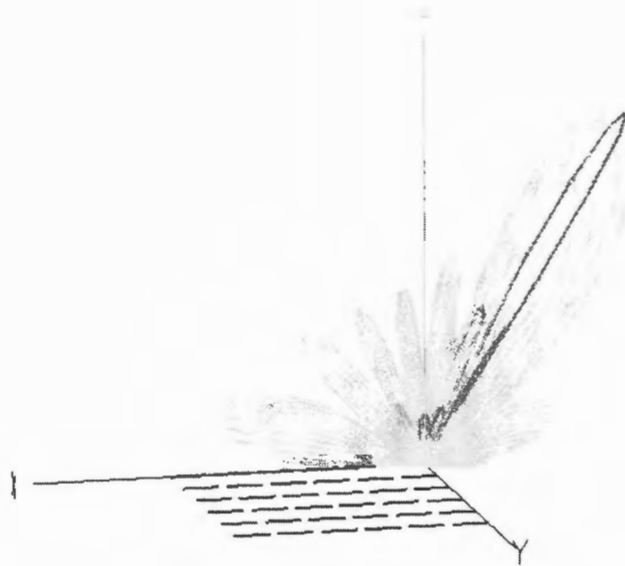


Figura 3.-16 Patrón tridimensional a 120°.

En ésta simulación obtuvimos resultados bastante buenos, ya que pudimos inclinar más aún el lóbulo principal. Con la misma ganancia aunque los lóbulos laterales ya comienzan a crecer.

Con estos resultados podemos concluir que la ganancia aumentó considerablemente pues son 5 decibeles más, también el ancho del haz es mucho más uniforme. Al tener un haz principal mucho más estrecho junto con lóbulos laterales pequeños, logramos hacer más eficiente el sistema al requerir menos potencia para radiar. El problema con este arreglo es que no es muy direccionable, ya que podemos ver que con una gran variación de defasamiento entre los elementos, corresponde un movimiento menor del haz principal. Esto significar un problema, ya que nuestro objetivo principal es hacer una antena que pueda cambiar su direccionalidad sin tener que moverla físicamente. También podemos observar que entre más número de elementos radiadores coloquemos en el arreglo, el número de lóbulos laterales también aumentan.

Grados de defasamiento	Grados de direccionalidad entre el plano X-Y y el Z	Ganancia (dBi)	Ancho del haz a 3dB
0°	90°	25.71	14°
45°	102°	25.8	14°
90°	115°	26.1	15°
120°	124°	26.5	17°

Tabla 3-2 Comparación del arreglo de 36 elementos con distintos defasamientos.

3.3 Arreglo bidimensional de 16 elementos

A continuación se calcula el factor de arreglo en el plano x y y:

$$(40) \dots AF = \sum_{n=1}^N \text{Im} \left[\sum_{m=1}^M \text{Im} e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x)} \right] e^{j(n-1)(kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y)}$$

$$(41) \dots AF = \sum_{m=1}^4 \left[\sum_{n=1}^4 e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x)} \right] e^{j(n-1)(kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y)}$$

$$(42) \dots AFn(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\text{sen}\left(\frac{M\psi x}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\text{sen}\left(\frac{M\psi y}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi y}{2}\right)} \right\}$$

$$(43) \dots AFn(\theta, \phi) = \left\{ \frac{\text{sen}(2\psi x)}{2\psi x} \right\} \left\{ \frac{\text{sen}(2\psi y)}{2\psi y} \right\}$$

$$(44) \dots \psi x = kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x$$

$$(45) \dots \psi y = kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y$$

- Dirigido al eje z: $\theta=0, \phi=0$

Se calcula primero el defasamiento que deben tener los elementos para radiar en la dirección deseada, se calcula en ángulo de rayo sólido para poder obtener la directividad del arreglo en esta dirección:

$$\beta x = -kdx \sin \theta \cos \phi = 0$$

$$\beta y = -kdy \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$AF = \left\{ \frac{\text{sen}(0)}{0} \right\} \left\{ \frac{\text{sen}(0)}{0} \right\}$$

$$\Theta_{x0} = \frac{Lx + dx}{\lambda} = 2$$

$$\Theta_{y0} = \frac{Ly + dy}{\lambda} = 3$$

$$\Omega = 9$$

$$D0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 1.09$$

- Dirigida a: $\theta=90^\circ$, $\varphi=0$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = -1.5707$$

$$\beta_y = -kdy \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = -90^\circ$$

No hay directividad.

- Dirigida a: $\theta=45^\circ$, $\varphi=0$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = -1.110$$

$$\beta_y = -kdy \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = -63.54^\circ$$

$$\Omega A = 12.7279$$

$$D_0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 0.7754$$

- Dirigida al: $\theta=45^\circ$, $\varphi=180^\circ$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = 1.110$$

$$\beta_y = -kdy \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = 63.54^\circ$$

$$\Omega A = 12.7279$$

$$D_0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 0.7754$$

- Dirigida a: $\theta=90^\circ$, $\varphi=180^\circ$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = 1.5707$$

$$\beta_y = -kdy \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = 90^\circ$$

No hay directividad.

Podemos ver el patrón de radiación de este arreglo en las siguientes simulaciones, donde se va cambiando el ángulo β de defasamiento.

Cuando ponemos $\beta=0$, todos los elementos están en fase y obtenemos el patrón de radiación de la figura 3-17.

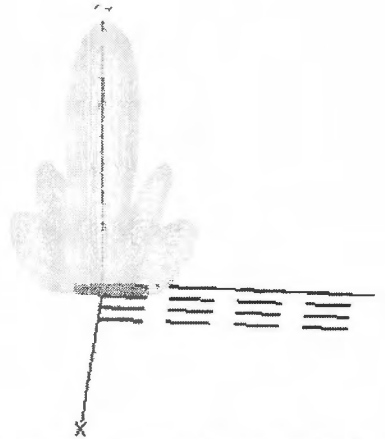


Figura 3-17 Arreglo 4*4 con $\beta_x=0$ y $\beta_y=0$.

Del cual obtenemos los resultados de la figura 3-18.

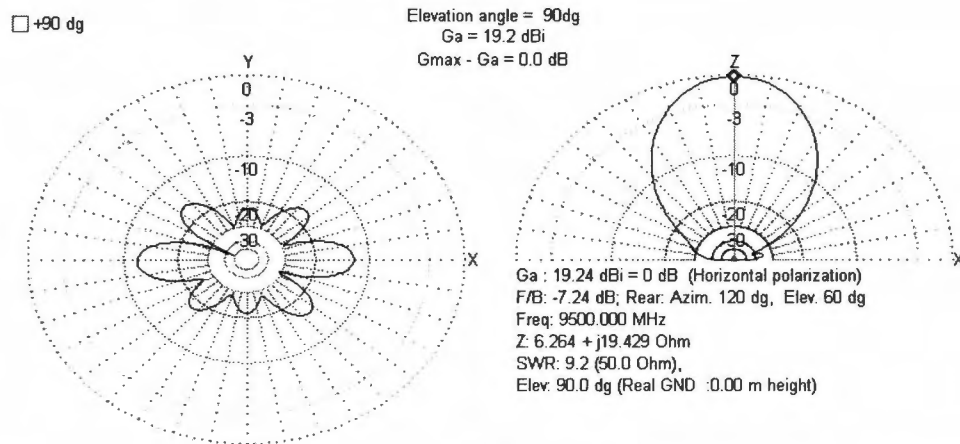


Figura 3-18 Resultados con $\beta=0$.

Si ahora defasamos $\beta_x=-90^\circ$ y $\beta_y=0^\circ$, obtenemos el patrón de radiación que se muestra en la figura 3-19.

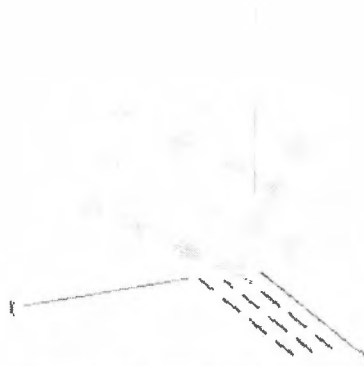


Figura 3-19 Arreglo 4*4 $\beta_x = -90^\circ$

Los resultados de este defasamiento se muestran en la figura 3-20.

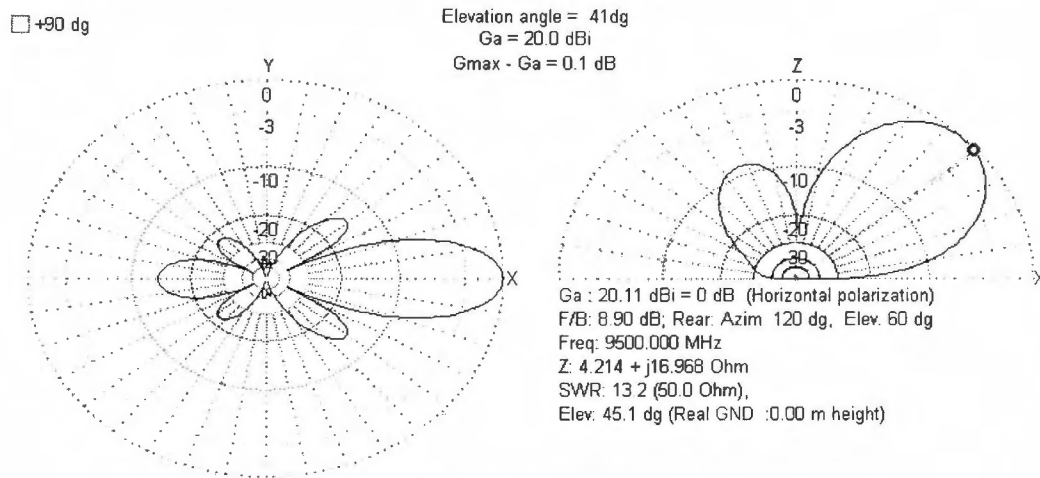


Figura 3-20 Resultados

Si lo defasamos $\beta_x = -64^\circ$ y $\beta_y = 0^\circ$ obtenemos el patrón de radiación de la figura 3-21.

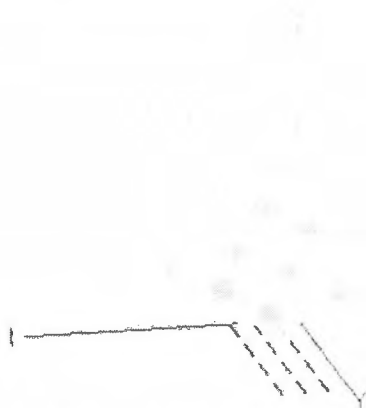


Figura 3-21 Arreglo 4*4 $\beta_x = -64^\circ$.

De este defasamiento obtenemos los resultados de la figura 3-22.

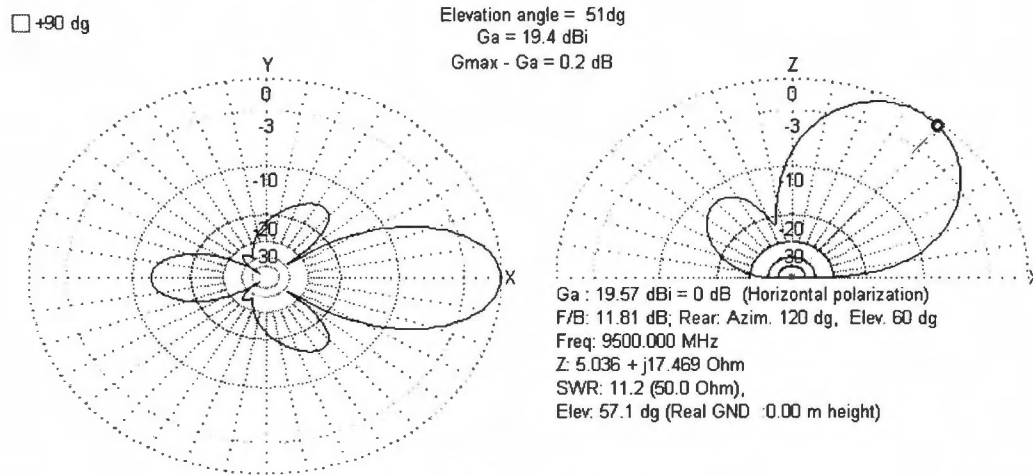


Figura 3-22 Resultado con $\beta_x = -64^\circ$.

Si usamos un defasamiento de $\beta_x = 64^\circ$ obtenemos el patrón de radiación de la figura 3-23.

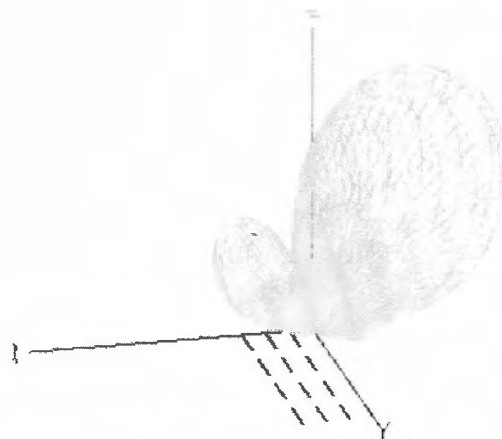


Figura 3-23 Arreglo 4*4 con $\beta = 64^\circ$.

De esta simulación obtuvimos los resultados de la figura 3-24.

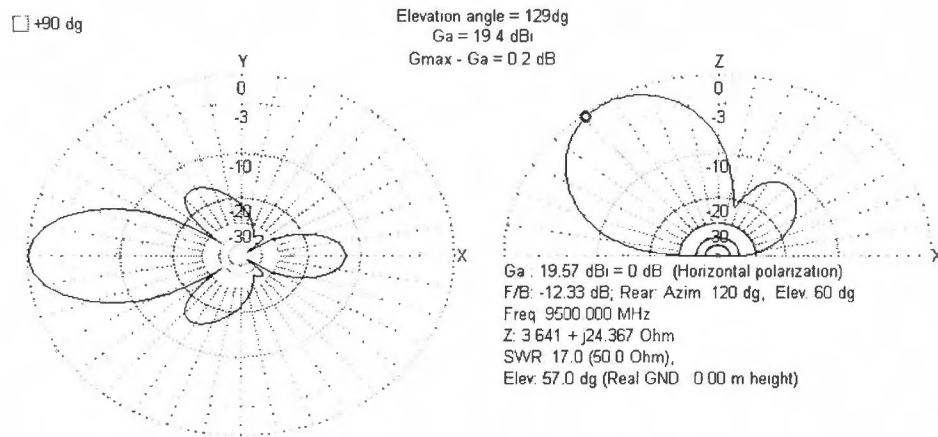


Figura 3-24 Arreglo con $\beta=64^\circ$.

Si hacemos que el defasamiento sea de $\beta x=90^\circ$ obtenemos el patrón de radiación de la figura 3-25.

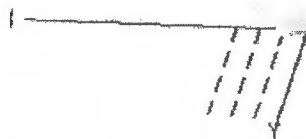


Figura 3-25 Patrón de radiación de 4×4 con $\beta x=90^\circ$.

Al hacer esta variación en el ángulo β obtenemos los resultados de la figura 3-26.

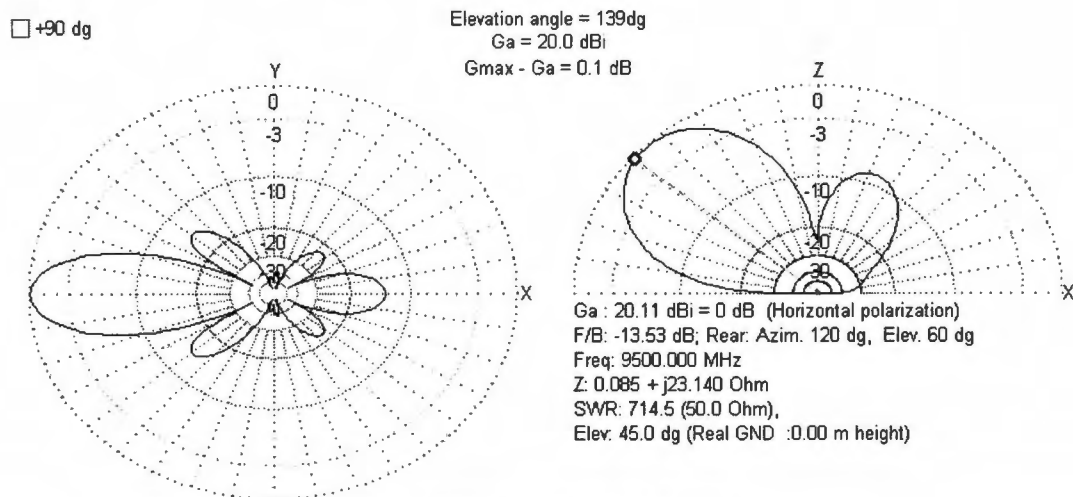


Figura 3-26 Arreglo 4*4 con $\beta=90^\circ$.

Podemos ver que este arreglo tiene mucha pérdida de potencia, ya que el haz principal es demasiado grande y poco direccional, además se crea un lóbulo lateral demasiado grande. Vemos que este arreglo tiene muchos problemas de eficiencia, ya que los parámetros de desempeño que se obtienen son muy pobres comparados con el incremento de la dificultad de implementación.

Grados de defasamiento	Grados de direccionalidad entre el plano X-Y y el Z	Ganancia (dBi)	Ancho del haz a 3dB
0°	90°	19.1	66°
-90°	40°	19.8	23°
90°	138°	19.9	157°
64°	128°	19.4	148°
-64°	50°	19.3	32°

Tabla 3-3 Comparación del arreglo de 16 elementos con distintos defasamientos.

3.4 Arreglo bidimensional de 4 elementos 1

Realizamos un arreglo de 4 dipolos de media onda con distancia en el eje x de 0.25λ y en el eje y de 0.1λ .

$$(46) \dots AF = \sum_{n=1}^N \text{Im} \left[\sum_{m=1}^M \text{Im} e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x)} \right] e^{j(n-1)(kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y)}$$

$$(47) \dots AF = \sum_{m=1}^2 \left[\sum_{n=1}^2 e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x)} \right] e^{j(n-1)(kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y)}$$

$$(48) \dots AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\text{sen}\left(\frac{M\psi x}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\text{sen}\left(\frac{M\psi y}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi y}{2}\right)} \right\}$$

$$(49) \dots AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{\text{sen}(\psi x)}{\psi x} \right\} \left\{ \frac{\text{sen}(\psi y)}{\psi y} \right\}$$

$$(50) \dots \psi x = kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x$$

$$(51) \dots \psi y = kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y$$

➤ Dirigido al eje z: $\theta=0$, $\phi=0$

$$\beta x = -kdx \sin \theta \cos \phi = 0$$

$$\beta y = -kdy \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$AF = \left\{ \frac{\text{sen}(0)}{0} \right\} \left\{ \frac{\text{sen}(0)}{0} \right\}$$

$$\Theta_x 0 = \frac{Lx + dx}{\lambda} = 0.5$$

$$\Theta_y 0 = \frac{Ly + dy}{\lambda} = 1$$

$$\Omega = 1$$

$$D0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 9.8696$$

➤ Dirigida a: $\theta=90^\circ$, $\varphi=0$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = -1.5707$$

$$\beta_y = -kdysen \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = -90^\circ$$

No hay directividad.

➤ Dirigida a: $\theta=45^\circ$, $\varphi=0$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = -1.110$$

$$\beta_y = -kdysen \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = -63.54^\circ$$

$$\Omega A = 1.4142$$

$$D0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 6.9789$$

➤ Dirigida al: $\theta=45^\circ$, $\varphi=180^\circ$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = 1.110$$

$$\beta_y = -kdysen \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = 63.54^\circ$$

$$\Omega A = 1.4142$$

$$D0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 6.9789$$

➤ Dirigida a: $\theta=90^\circ$, $\varphi=180^\circ$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = 1.5707$$

$$\beta_y = -kdysen \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = 90^\circ$$

No hay directividad.

Podemos ver el patrón de radiación de esta imagen en la figura 3-27.

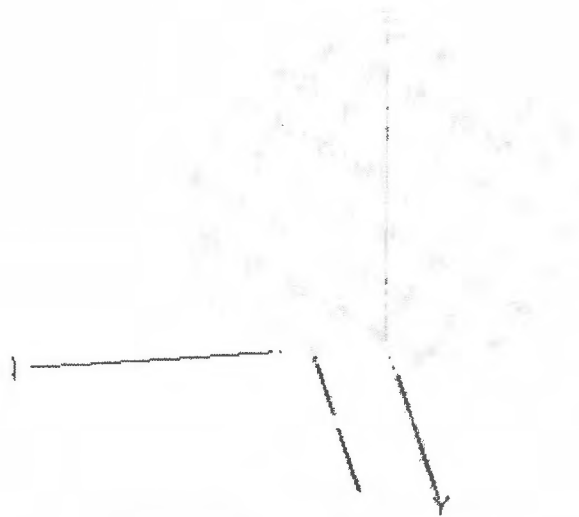


Figura 3-27 Patrón de radiación con $\beta=0$.

Podemos ver los resultados de esta simulación en la figura 3-28.

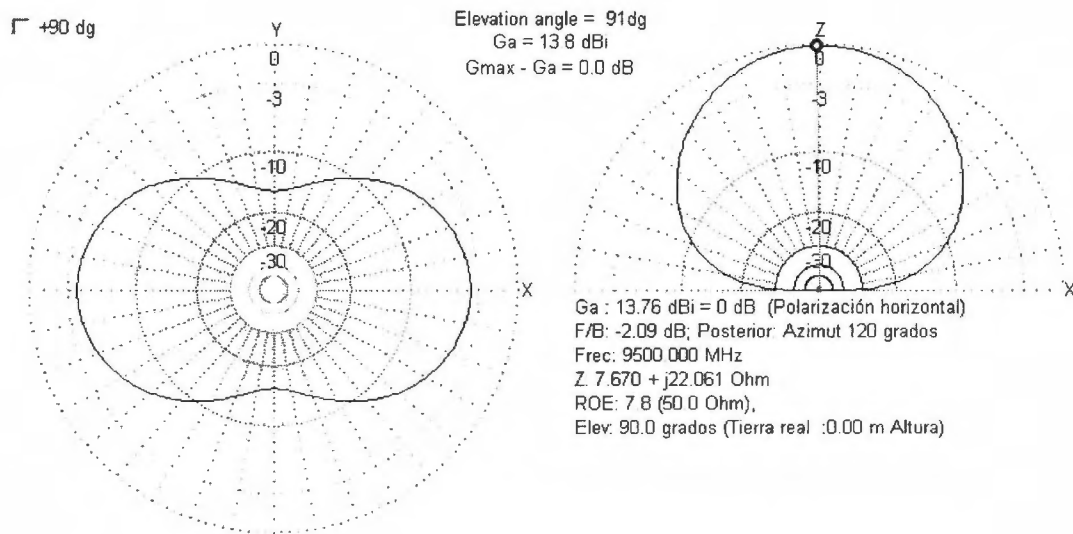


Figura 3-28 Resultados con $\beta_x=0$.

Si lo defasamos $\beta_x=-90^\circ$ obtenemos el patrón de radiación de la figura 3-29.

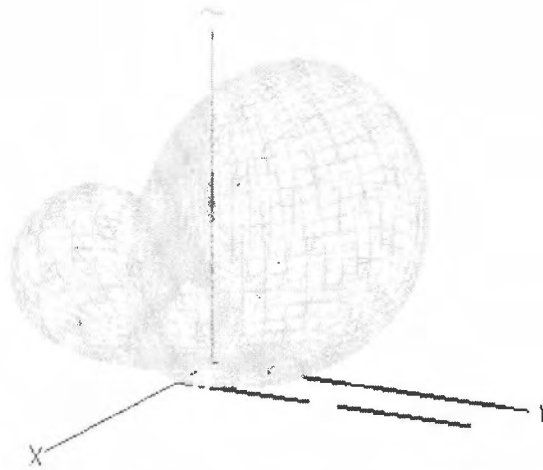


Figura 3-29 Patrón de radiación con $\beta_x = -90^\circ$.

Obtenemos los resultados de la simulación mostrados en la figura 3-30.

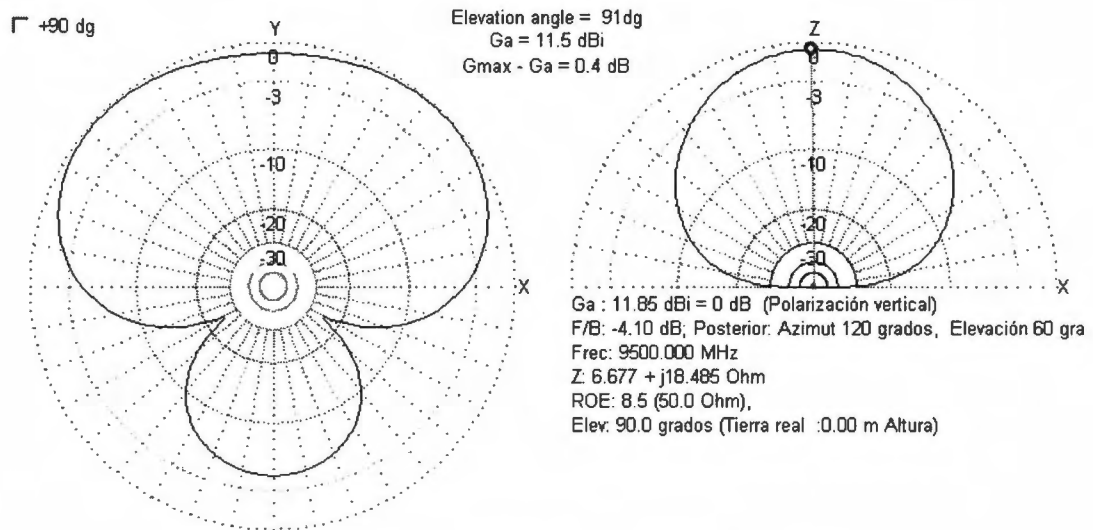


Figura 3-30 Resultados de la simulación.

Si defasamos $\beta_x = 90^\circ$ obtenemos el patrón de radiación mostrado en la figura 3-31

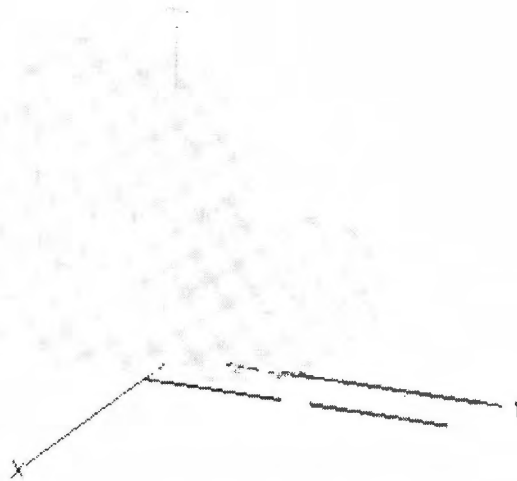


Figura 3-31 Patrón de radiación con $\beta_x=90^\circ$.

Vemos los resultados de la simulación en la figura 3-32.

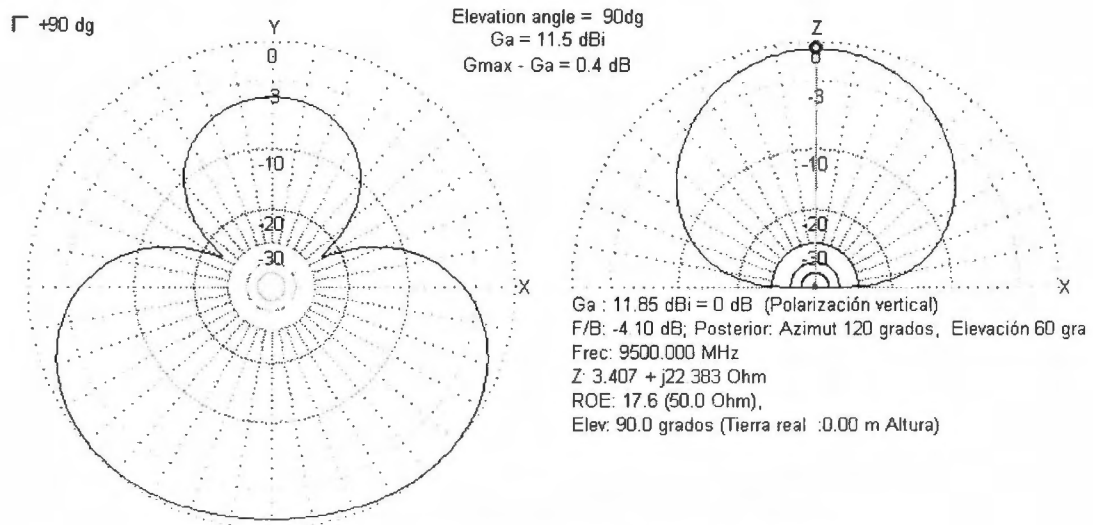


Figura 3-32 Resultados del defasamiento $\beta_x=90^\circ$.

Si ahora defasamos $\beta_x=64^\circ$ obtenemos el patrón de radiación de la figura 3-33.

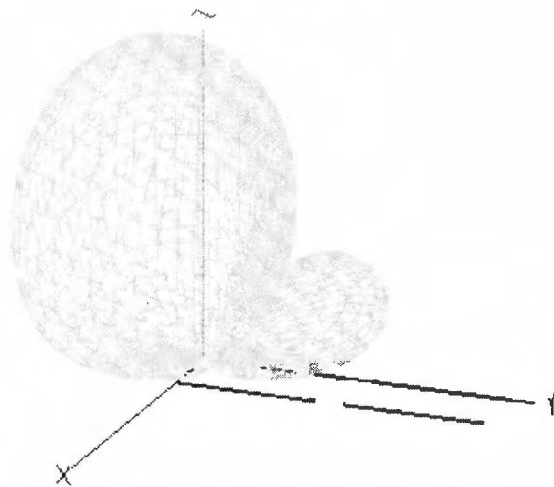


Figura 3-33 Patrón de radiación con $\beta x=64^\circ$.

Podemos ver los resultados de la simulación en la figura 3-34.

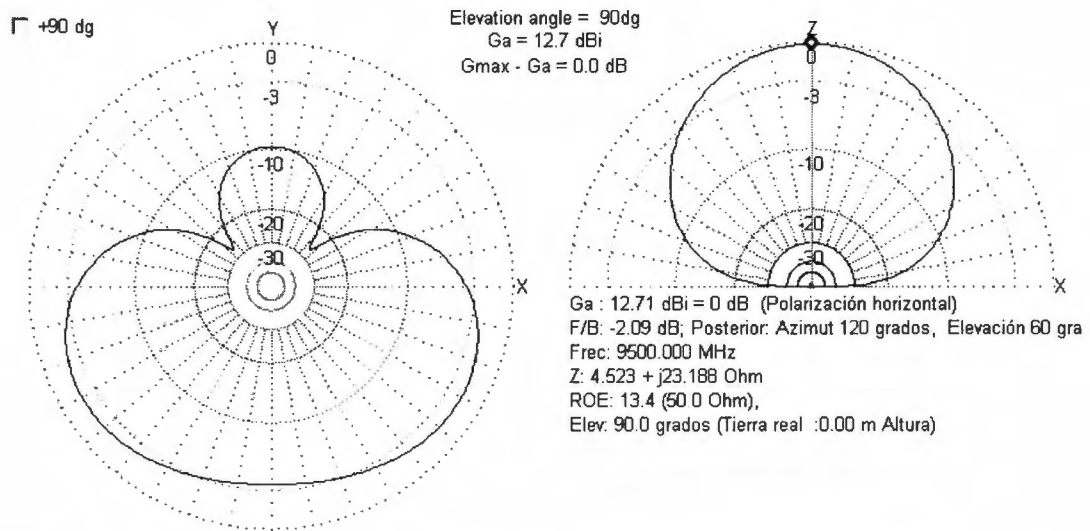


Figura 3-34 Resultados de $\beta x=64^\circ$.

Si ahora defasamos $\beta x=-64^\circ$ obtenemos el patrón de radiación que se muestra en la figura 3-35.

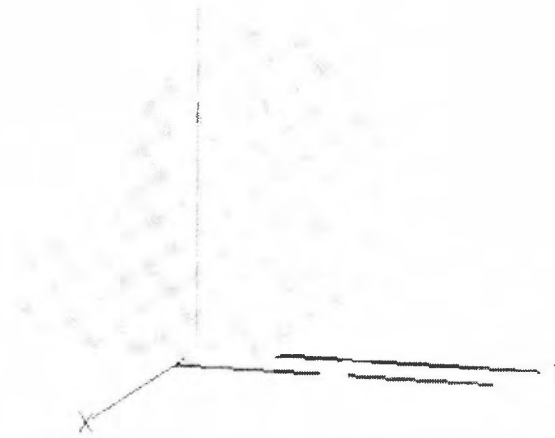


Figura 3-35 Patrón de radiación con $\beta_x = -64^\circ$.

Obtenemos los siguientes resultados de la simulación mostrados en la figura 3-36.

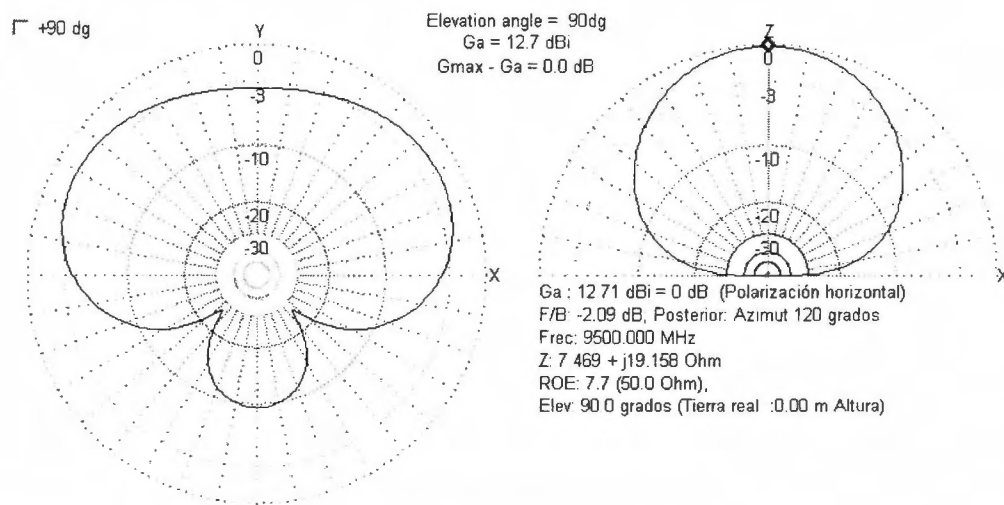


Figura 3-36 Resultados con $\beta_x = -64^\circ$.

En este arreglo tenemos problemas con el ancho del haz principal, ya que este es demasiado grande y poco direccionable, además de que al cambiar el ángulo de defasamiento entre los elementos, va creciendo un ángulo secundario, con lo que tenemos mucha pérdida de potencia.

Grados de defasamiento	Grados de direccionalidad entre el plano X-Y y el Z	Ganancia (dBi)
0°	90°	13.8
-90°	71°	14.3
90°	108°	14.3
64°	103°	14.1
-64°	78°	14.1

Tabla 3-4 Comparación del arreglo de 4 elementos con distintos defasamientos.

3.5 Arreglo bidimensional de 4 elementos 2

Realizamos un arreglo de 4 dipolos de media onda con distancia en el eje x y en el eje y igual a 0.25λ .

$$(52) \dots AF = \sum_{n=1}^N \text{Im} \left[\sum_{m=1}^M \text{Im} e^{j(m-1)(kdx \cos \theta \cos \phi + \beta x)} \right] e^{j(n-1)(kdysen\theta \cos \phi + \beta y)}$$

$$(53) \dots AF = \sum_{m=1}^2 \left[\sum_{n=1}^2 e^{j(m-1)(kdx \cos \theta \cos \phi + \beta x)} \right] e^{j(n-1)(kdysen\theta \cos \phi + \beta y)}$$

$$(54) \dots AFn(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\text{sen}\left(\frac{M\psi x}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\text{sen}\left(\frac{M\psi y}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi y}{2}\right)} \right\}$$

$$(55) \dots AFn(\theta, \phi) = \left\{ \frac{\text{sen}(\psi x)}{\psi x} \right\} \left\{ \frac{\text{sen}(\psi y)}{\psi y} \right\}$$

$$(56) \dots \psi x = kdx \cos \theta \cos \phi + \beta x$$

$$(57) \dots \psi y = kdysen\theta \cos \phi + \beta y$$

➤ Dirigido al eje z: $\theta=0, \phi=0$

$$\beta x = -kdx \cos \theta \cos \phi = 0$$

$$\beta y = -kdysen\theta \cos \phi = 0$$

$$AF = \left\{ \frac{\text{sen}(0)}{0} \right\} \left\{ \frac{\text{sen}(0)}{0} \right\}$$

$$\Theta_{x0} = \frac{Lx + dx}{\lambda} = 0.5$$

$$\Theta_{y0} = \frac{Ly + dy}{\lambda} = 1.5$$

$$\Omega = 2.25$$

$$D0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 94.83$$

➤ Dirigida a: $\theta=90^\circ, \phi=0$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = -1.5707$$

$$\beta_y = -kdys \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = -90^\circ$$

No hay directividad.

➤ Dirigida a: $\theta=45^\circ$, $\phi=0$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = -1.110$$

$$\beta_y = -kdys \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = -63.54^\circ$$

$$\Omega A = 3.1819$$

$$D0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 3.10$$

➤ Dirigida al: $\theta=45^\circ$, $\phi=180^\circ$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = 1.110$$

$$\beta_y = -kdys \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = 63.54^\circ$$

$$\Omega A = 3.18$$

$$D0 = \frac{\pi^2}{\Omega A} = 3.10$$

➤ Dirigida a: $\theta=90^\circ$, $\phi=180^\circ$

$$\beta_x = -kdx \sin \theta \cos \phi = 1.5707$$

$$\beta_y = -kdys \sin \theta \sin \phi = 0$$

$$\beta_x = 90^\circ$$

No hay directividad.

Podemos ver su patrón de radiación con $\beta=0$ en la figura 3-37.

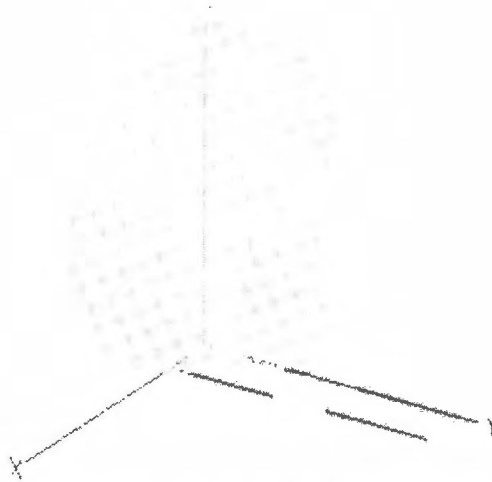


Figura 3-37 Patrón de radiación con $\beta=0^\circ$.

Los resultados de esta simulación se pueden observar en la figura 3-38.

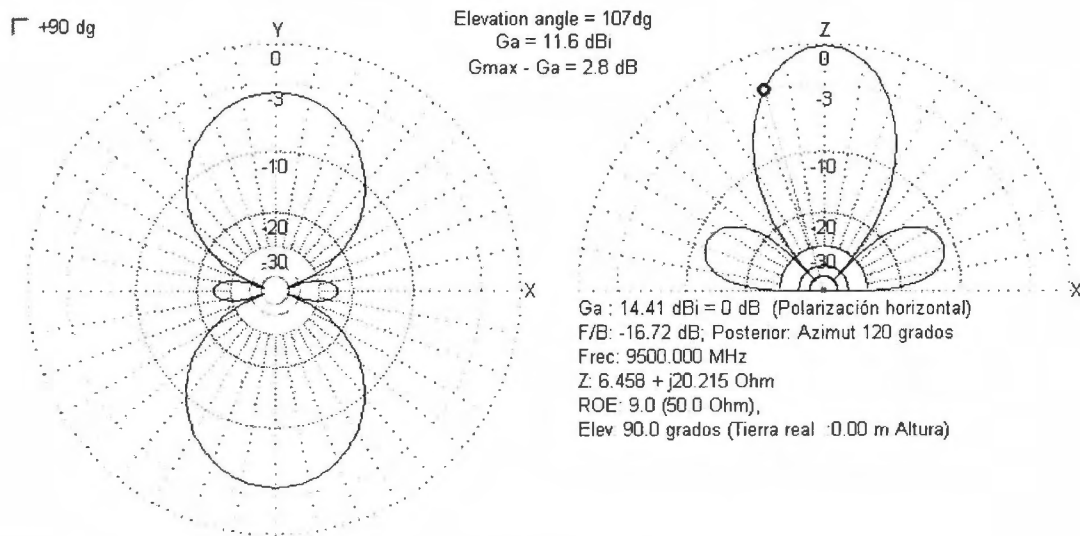


Figura 3-38 Resultados con $\beta=0^\circ$.

Si hacemos que $\beta_x=-90^\circ$ obtenemos el patrón de radiación que se muestra en la figura 3-39.

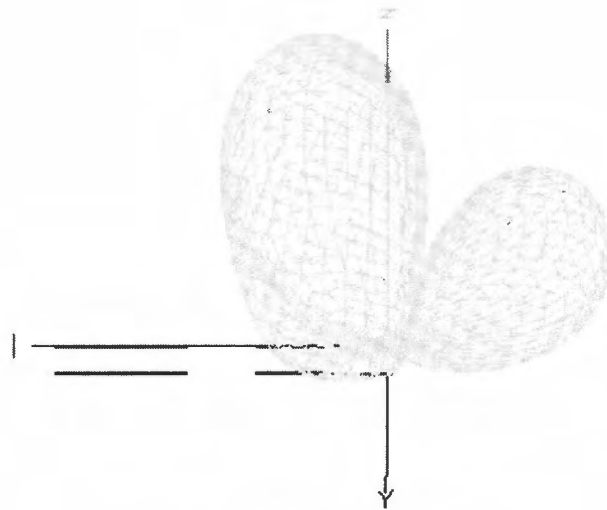


Figura 3-39 Patrón de radiación con $\beta_x = -90^\circ$.

Los resultados de la simulación se muestran en la figura 3-40.

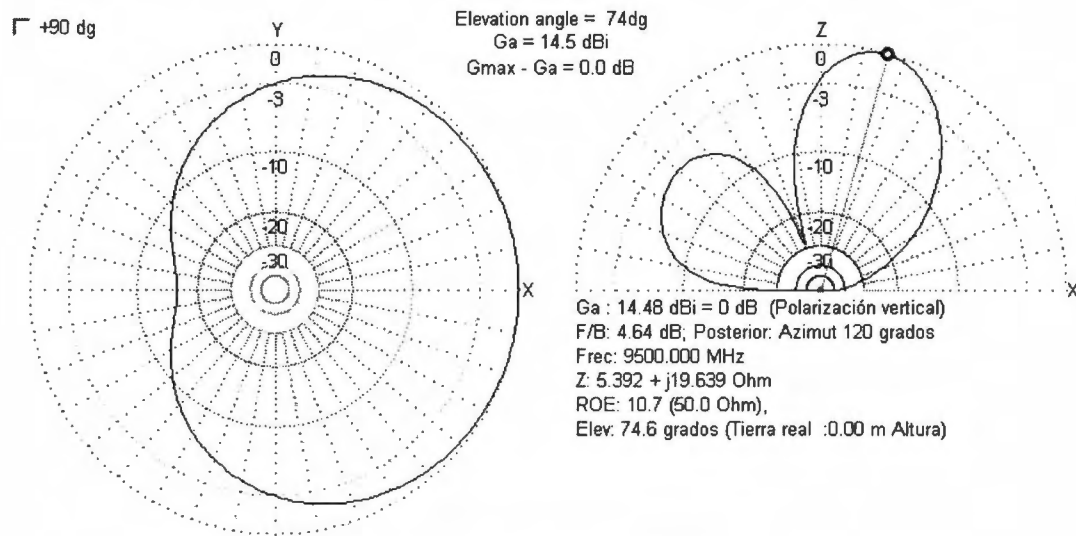


Figura 3-40 Resultados con $\beta = -90^\circ$.

Si defasamos $\beta_x = 90^\circ$ obtenemos el patrón de radiación de la figura 3-41.



Figura 3-41 Patrón de radiación con $\beta_x=90^\circ$.

Los resultados obtenidos con este defasamiento se muestran en la figura 3-42.

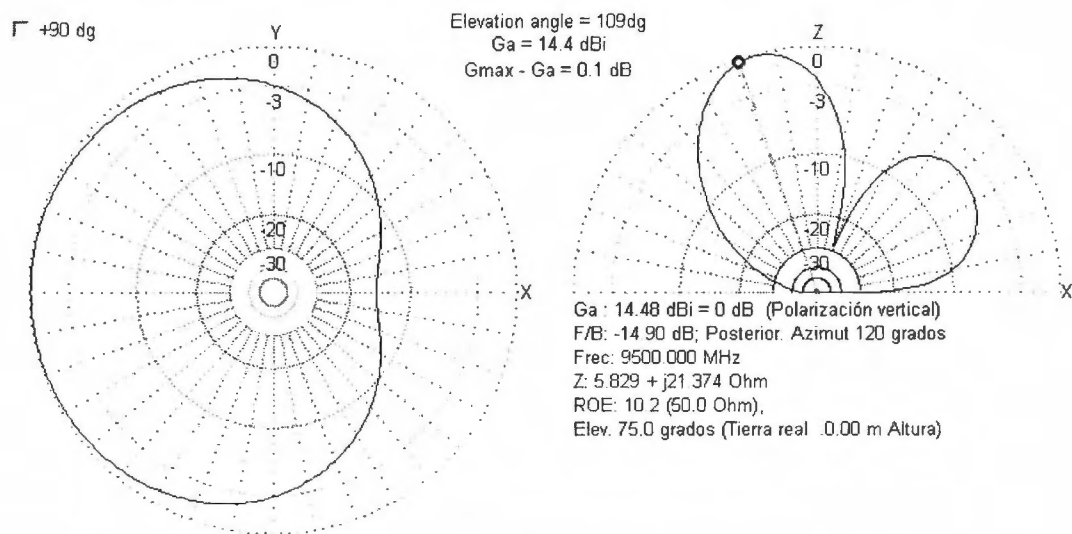


Figura 3-42 Resultados de la simulación con $\beta_x=90^\circ$

Al defasar $\beta_x=64^\circ$ obtenemos el patrón de radiación de la figura 3-43.

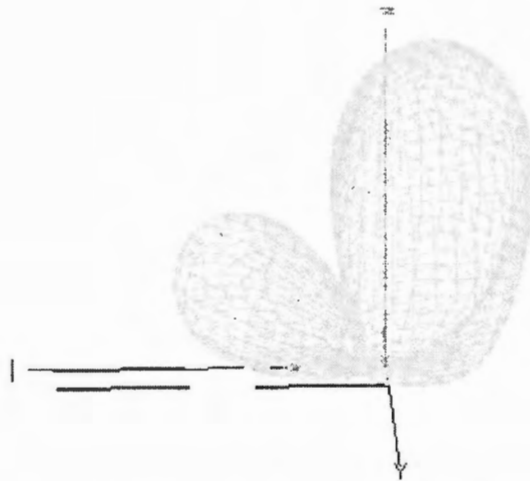


Figura 3-43 Patrón de radiación con $\beta_x=64^\circ$

Los resultados de hacer este defasamiento se muestran en la figura 3-44.

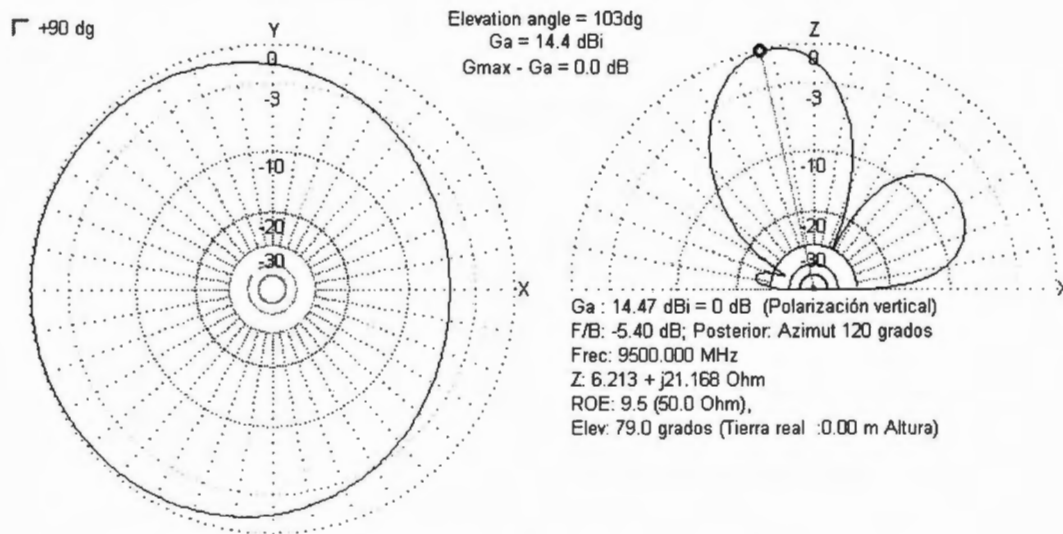


Figura 3-44 Patrón de radiación con $\beta_x=64^\circ$.

Si finalmente defasamos $\beta_x=-64^\circ$ obtenemos el patrón de radiación mostrado en la figura 3-45.

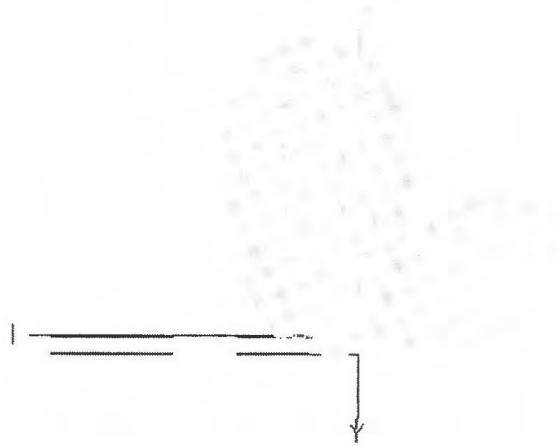


Figura 3-45 Patrón de radiación con $\beta x = -64^\circ$.

Obtuvimos los resultados de este defasamiento mostrados en la figura 3-46.

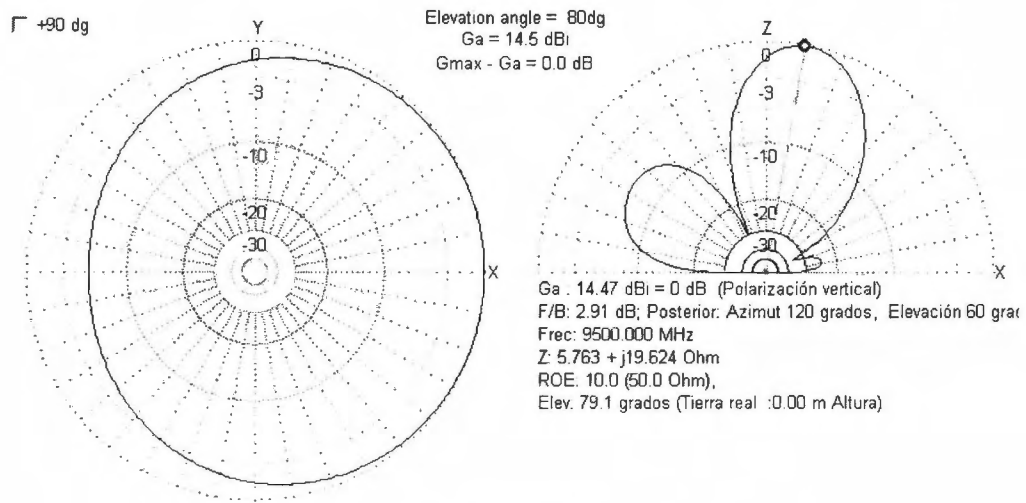


Figura 3-46 Resultados con $\beta x = -64^\circ$.

Este arreglo aunque logra hacer un poco más estrecho el lóbulo principal, así como disminuir el lóbulo secundario, se presenta el problema de que el haz principal es muy poco direccionable, ya que sin importar el ángulo de defasamiento entre los elementos, siempre se mueve muy poco el lóbulo principal.

Grados de defasamiento	Grados de direccionalidad entre el plano X-Y y el Z	Ganancia (dBi)
0°	90°	14.4
-90°	74°	14.5
90°	109°	14.4
64°	103°	14.4
-64°	80°	14.5

Tabla 3-5 Comparación del arreglo de 4 elementos con distintos defasamientos.

3.6 Desarrollo de arreglos 2x2 en macro escala

Se desarrollaron dos modelos planares 2x2 a macro escala de nuestro diseño para realizar pruebas. El primer diseño se construyó con las siguientes especificaciones:

- Diseño planar de 2x2
- Frecuencia de 12.5 GHz
- λ de 24mm
- $\lambda/4$ de separación vertical entre los dipolos
- 0.1λ de separación horizontal entre los dipolos
- 1mm de separación entre las dos terminales de los dipolos

El modelo de este diseño es el siguiente:

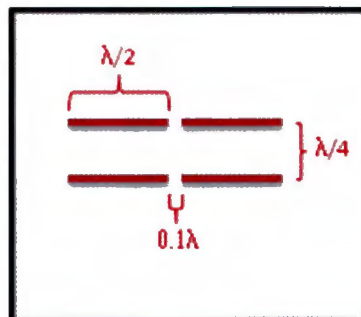


Figura 3-47 Modelo del primer arreglo planar 2x2

El circuito implementado queda como sigue:

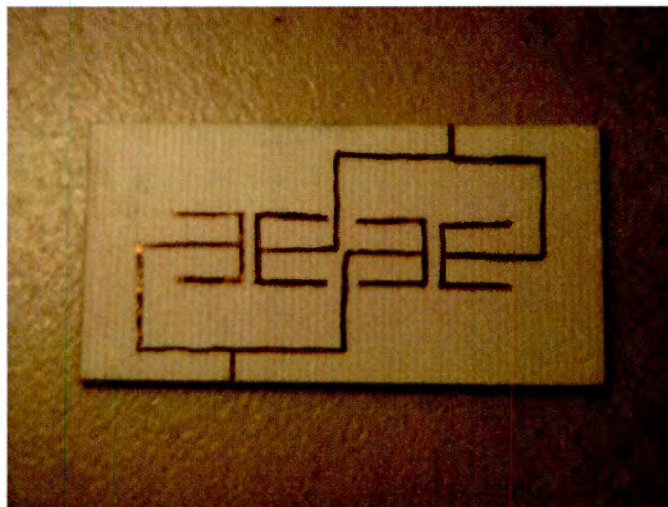


Figura 3-48 Circuito impreso del primer arreglo planar 2x2.

El segundo diseño se construyó con las siguientes especificaciones:

- Diseño planar de 2x2
- Frecuencia de 10.71 GHz
- λ de 28mm
- $\lambda/4$ de separación vertical entre los dipolos
- $\lambda/4$ de separación horizontal entre los dipolos
- 1mm de separación entre las dos terminales de los dipolos

El modelo del segundo diseño es el siguiente:

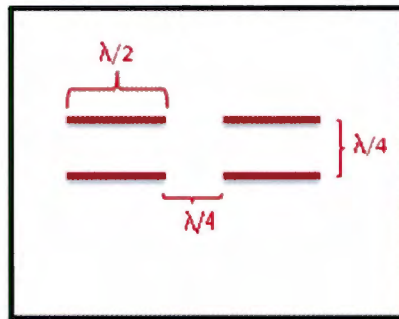


Figura 3-49 Modelo del segundo arreglo planar 2x2.

El circuito implementado queda de la siguiente manera:

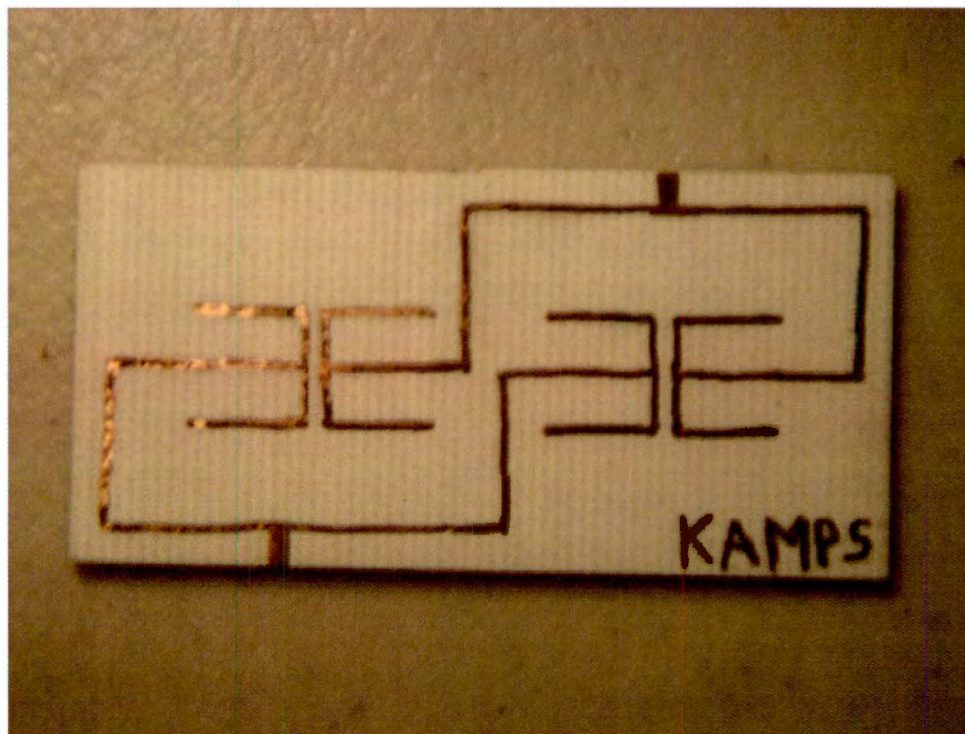


Figura 3-50 Circuito impreso del arreglo con separación $\lambda/4$.

Nota: Originalmente estos dispositivos se habían diseñado para trabajar a una frecuencia de 9.5 GHz, sin embargo como no se cuenta con una herramienta especializada para hacer trazos de estas dimensiones, se siguió un estándar de longitud de onda de 6mm y 7mm respectivamente.

Con respecto a las mediciones obtenidas con el equipo UniTr@in comparamos nuestras dos antenas con respecto a un dipolo de media onda y también con una antena yagi.

El nivel de referencia para calcular la ganancia es el siguiente:



Figura 3-51 Nivel de referencia del ruido.

Los resultados fueron los siguientes:

Arreglo bidimensional de 2x2 con separación horizontal entre dipolos de $.25\lambda$ y vertical de $.25\lambda$.

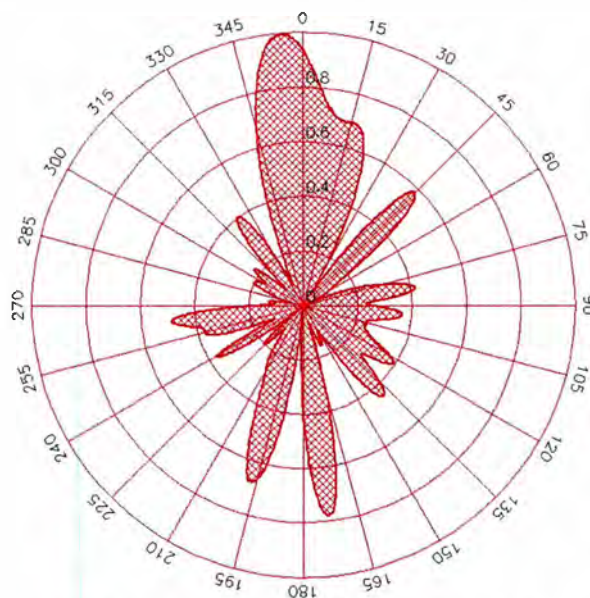


Figura 3-52 Patrón de radiación antena $D_x=0.25\lambda$.

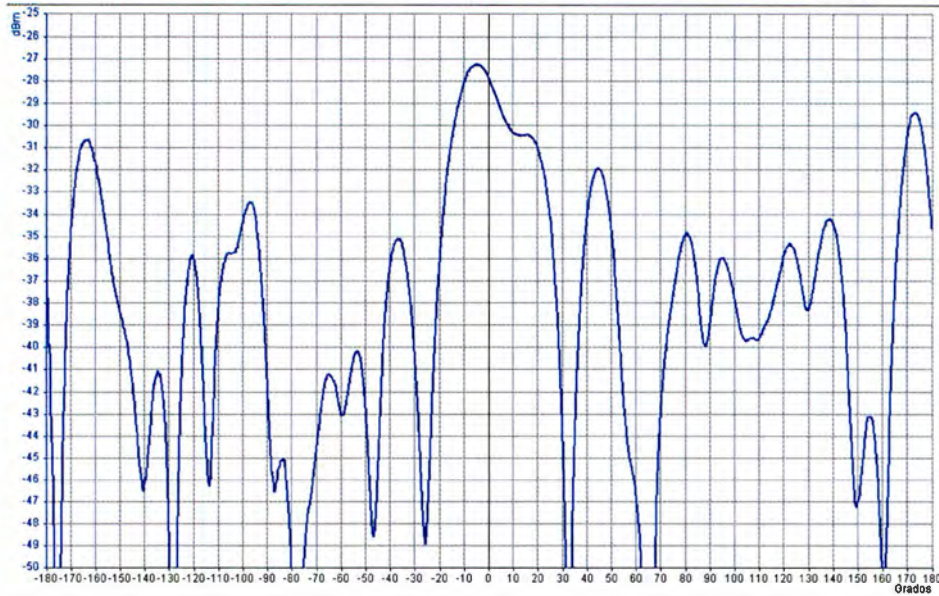


Figura 3-53 Patrón de radiación cartesiano $Dx=0.25\lambda$.

Con respecto a nuestras simulaciones podemos comparar que existen los dos lóbulos laterales y un lóbulo principal. Sin embargo existen lóbulos pequeños no deseables en la parte posterior. Esto se debe a que no teníamos un buen plano de tierra ya que fue improvisado, sin embargo lo remarcable es que podemos ver el patrón general. Y si vamos al plano cartesiano podemos ver que la apertura del haz principal a los -3dB nos da aproximadamente 30 grados. Los resultados obtenidos son bastante buenos ya que si se parecen mucho las simulaciones a la práctica.

Arreglo bidimensional de 2x2 con separación horizontal entre dipolos de $.1\lambda$ y vertical de $.25\lambda$.

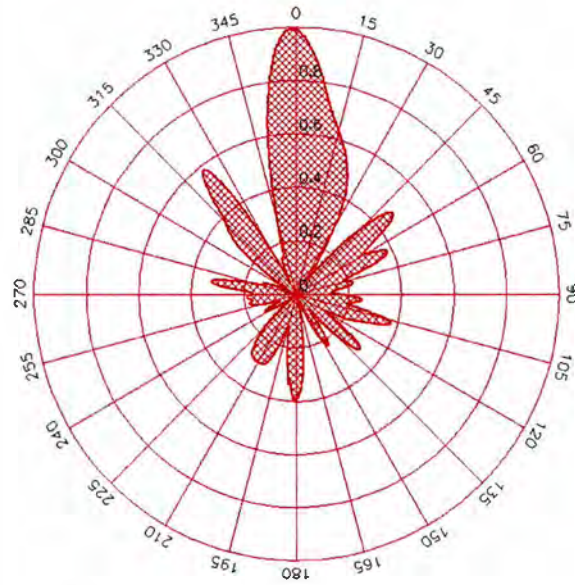


Figura 3-54 Patrón de radiación antena $Dx=0.1\lambda$.

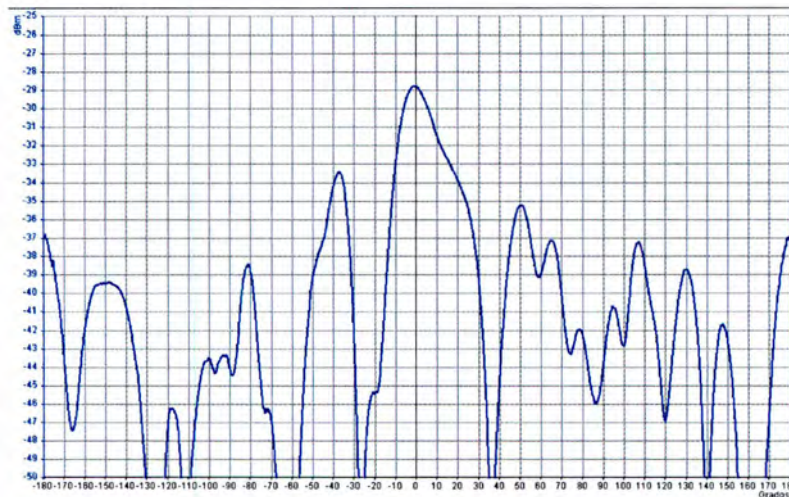


Figura 3-55 Patrón de radiación cartesiano $Dx=0.1\lambda$.

Aquí podemos ver una diferencia con respecto a nuestra primer prueba siguen habiendo los lóbulos que nos interesan, el principal y los 2 laterales. Al juntar más los dipolos de manera horizontal pudimos apreciar que existe más cancelación y menos lóbulos en las otras direcciones, podemos concluir que mientras más juntos estén los elementos tendremos una suma constructiva en ciertos puntos y cancelación en las direcciones que no nos interesan.

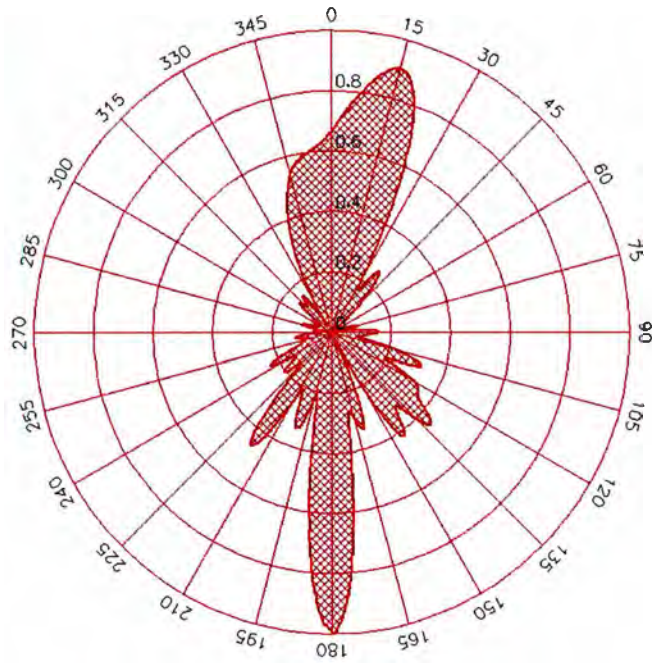


Figura 3-56 Patrón de radiación dipolo de media onda.

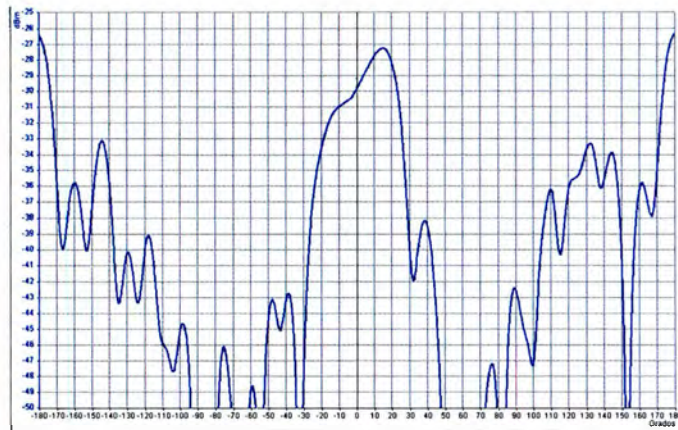


Figura 3-57 Patrón de radiación cartesiano dipolo de media onda.

Al comparar contra el dipolo, se puede observar que nuestras antenas tienen mayor ganancia y el ancho del haz es más delgado.

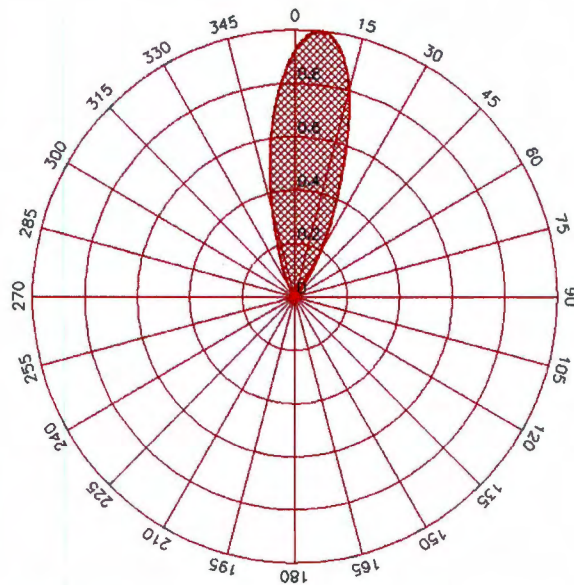


Figura 3-58. Patrón de radiación de antena Yagi.

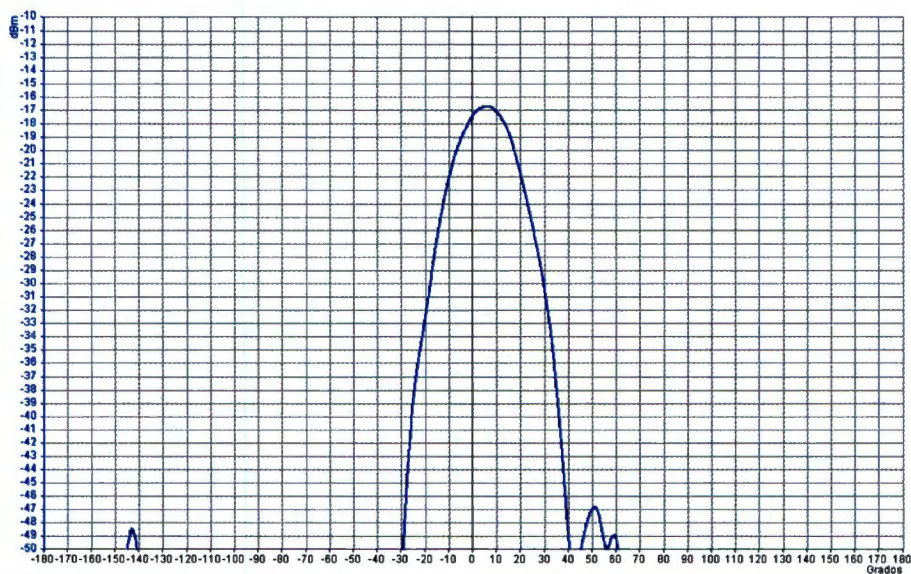


Figura 3-59. Patrón de radiación cartesiano antena Yagi.

Antena	Nivel de potencia en [dBm]	Ancho del Haz [°]	Ancho del haz a 3dB.
Yagi	-18.5	27.2	60.4
Dipolo	-29.5	43.6	49.4
Arreglo V₂	-27.7	34.2	51.2
Arreglo V₁	-28.7	19.2	50.2

Tabla 3-6 Ganancia de las 4 antenas utilizadas.

Después de haber hecho pruebas con todas las antenas y revisado su patrón de radiación, llegamos a ésta pequeña tabla de comparación entre las diferentes pruebas.

Podemos ver que la antena Yagi al ser muy direccional tiene una ganancia muy grande, un ancho de haz pequeño. Estas características son deseables, sin embargo si quisiéramos cambiar el patrón de radiación tendríamos que mover de posición la antena; por esta razón solamente tomamos estas medidas como una medida de comparación. Al hacer las pruebas con el dipolo de media onda obtuvimos un patrón que radiaba en ambas direcciones hacia delante y hacia atrás. A nosotros nos interesa tener un patrón direccionado totalmente hacia delante, sin tener lóbulos laterales. Pero realizar esta prueba nos permitió comparar el desempeño en cuestión de ganancia de nuestras antenas contra un dipolo sencillo.

Los resultados que obtuvimos son bastante buenos, ya que son muy parecidos a los resultados de las simulaciones con software y que algunas de sus características son muy similares por ejemplo el ancho del haz del lóbulo principal.

Los resultados arrojados por las simulaciones nos dan mucho de que hablar, puesto que la relación que hay entre la separación en la parte horizontal de los dipolos de 0.1λ y 0.25λ es una relación con respecto a los niveles de potencia en decibeles de 1dB sin embargo el ancho del haz se reduce considerablemente haciendo mucho más direccional el lóbulo principal. Por lo tanto podríamos considerar en tomar más en cuenta el diseño con la separación de $.1 \lambda$ ya que solamente reduce en 1dB su potencia máxima pero también su ancho de haz se concentra más teniendo solo 19.2 grados de ancho en comparación con 34.2 del arreglo separado $.25 \lambda$ horizontalmente.

Los lóbulos laterales de los arreglos implementados físicamente se deben a que no tenemos un buen plano de tierra, sin embargo como trabajo a futuro inmediato estamos proponiendo el rehacer las antenas completándolas con su plano de tierra y volver a hacer las pruebas para verificar si mejora el patrón de radiación o en dado caso hacer modificaciones al arreglo para obtener los resultados que queremos.

3.7 Diseño preliminar de un arreglo de 4x4

Se realizó un diseño preliminar de un arreglo de 4x4 con las siguientes especificaciones:

- Diseño planar de 4x4
- Frecuencia de 9.5 GHz
- $\lambda = 3.15\text{mm}$
- Dipolos de media onda
- 0.25λ de separación vertical entre dipolos
- 0.1λ de separación horizontal entre dipolos
- 1 mm de separación entre las terminales de los dipolos

Se realizaron las pistas de alimentación y tierra así como los dipolos. El diseño estaba concebido para ser construido en 3 niveles. Las pistas se muestran en las figuras siguientes:

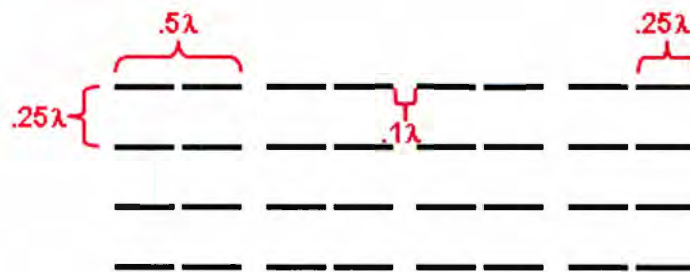


Figura 3-60 Diagrama de los dipolos.

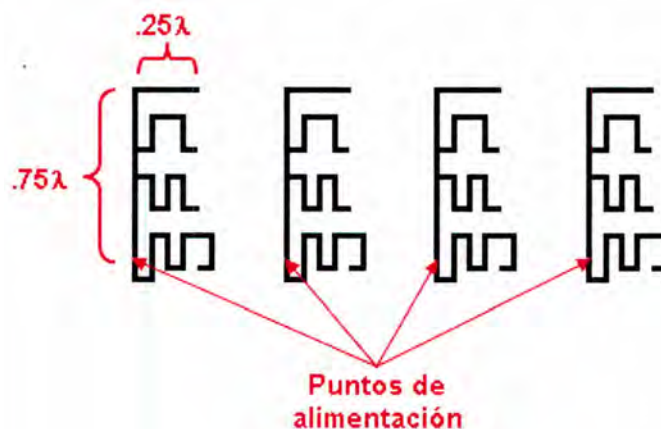


Figura 3-61 Diagrama de pistas de alimentación.

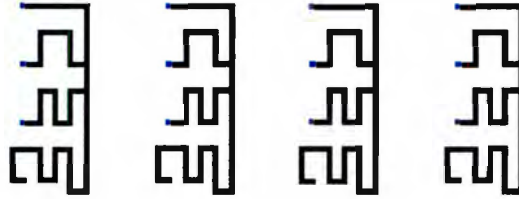


Figura 3-62 Diagrama de pistas de tierra.

Después de hacer varios circuitos impresos, nos dimos cuenta de que el diseño no era el más eficiente, puesto que en las simulaciones, la potencia radiada es menor que en un nuevo diseño en el cual la separación entre los dipolos es de $.75\lambda$. Sin embargo, no descartamos el diseño, esto con la finalidad de tener un punto de referencia. Lo que se pretende es que una vez que las dos antenas estén trabajando, podamos hacer una comparación con los siguientes modelos.

La construcción de la antena también se realizó en tres niveles, el nivel de pistas de alimentación de la señal, el nivel de pistas de tierra y el plano de los dipolos. Los 3 niveles se muestran en las figuras siguientes:

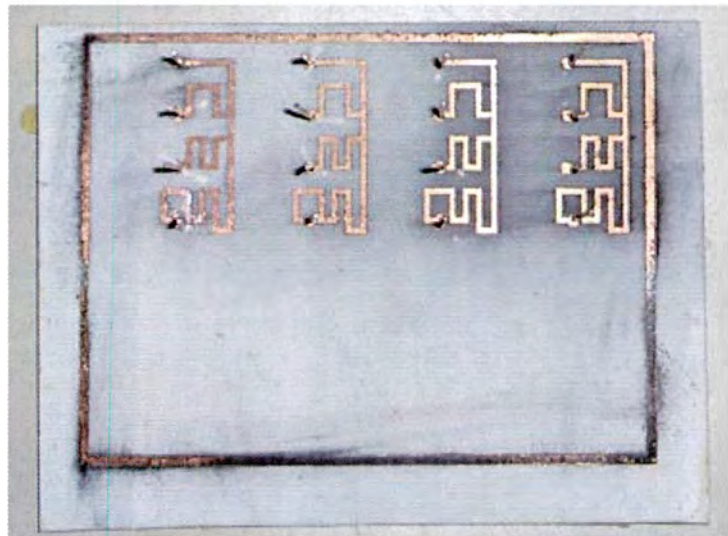


Figura 3-63 Tablilla de pistas de tierra con los postes soldados.

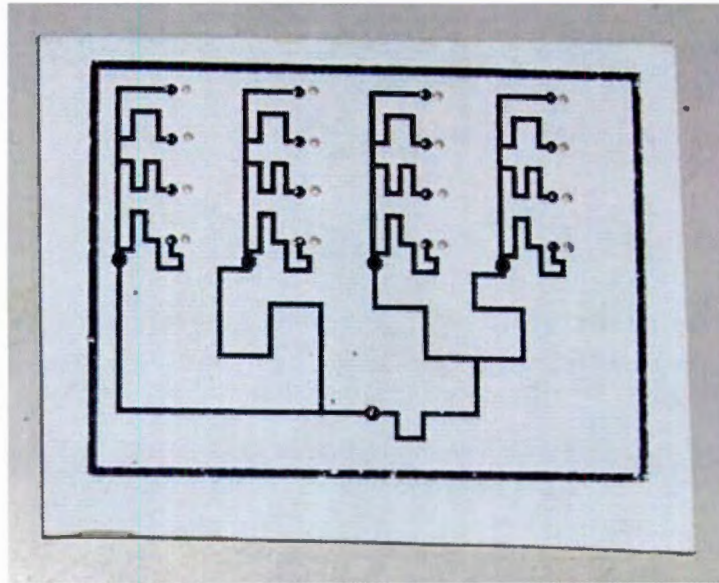


Figura 3-64 Tablilla con las pistas de alimentación y el defasador sin los postes.

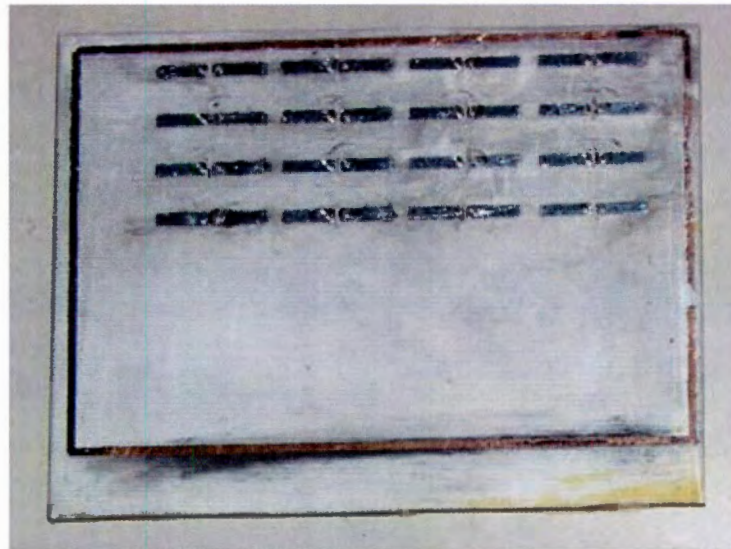


Figura 3-65 Tablilla con el nivel de los dipolos.

En la figura anterior se muestran los dipolos con un recubrimiento de tinta de plata, con el fin de realizar pruebas para ver si el desempeño de las antenas mejora. Cabe mencionar que la plata tiene una conductividad de $6.8 \times 10^7 S/m$ y el cobre una conductividad de $6 \times 10^7 S/m$. Bajo estos conceptos, esperamos obtener mejor transmisión de la señal y por lo tanto un mejor patrón de radiación.

La antena ensamblada queda como sigue:

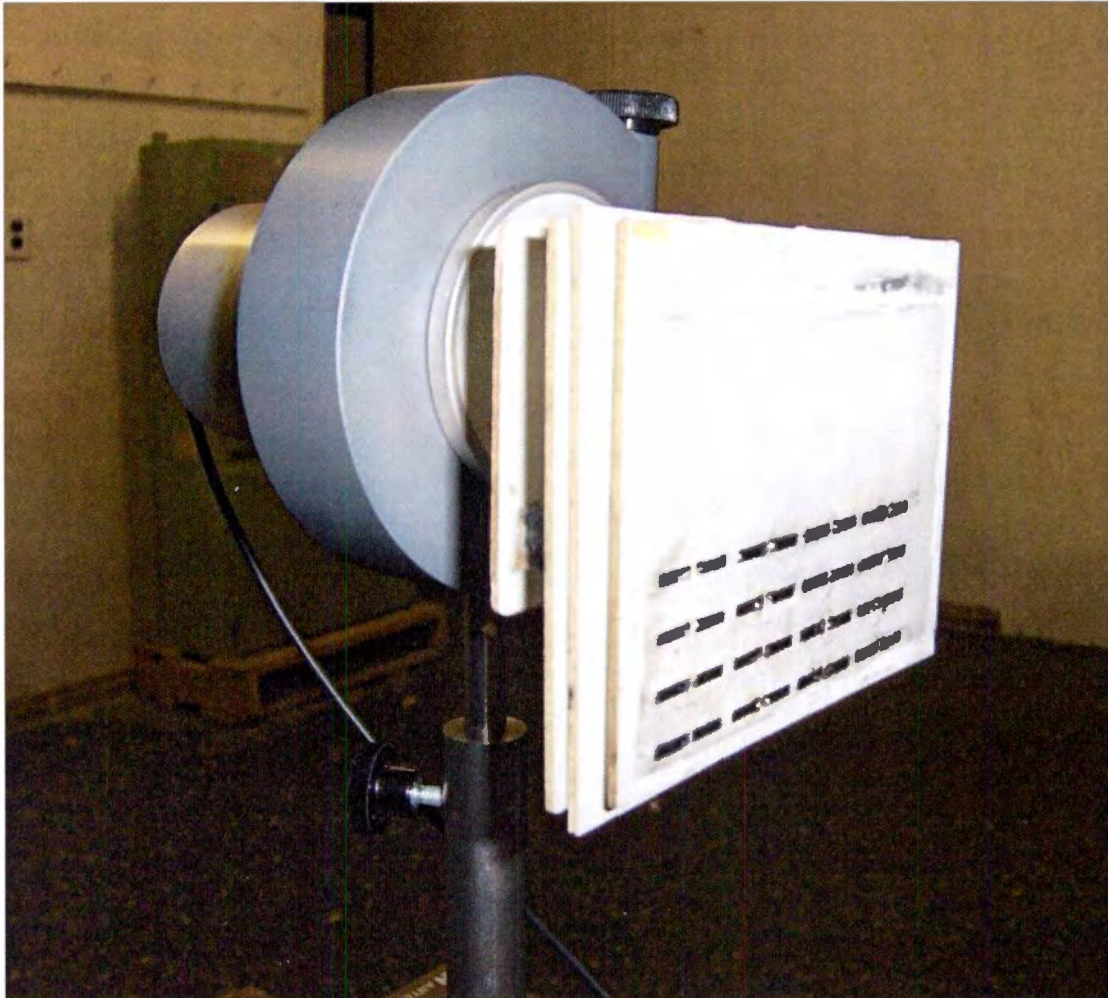


Figura 3-66 Primer diseño 4x4 ensamblado.

En este diseño vemos que la potencia que radiamos no es la óptima, principalmente porque la separación vertical de 0.25λ entre los dipolos no permite que se lleven a cabo las sumas constructivas de los elementos. Por esta razón decidimos cambiar la separación vertical de los elementos a 0.75λ , con lo que la separación permite que se puedan dar las sumas constructivas que deseamos, y por lo tanto mejorar el desempeño de la antena.

3.8 Desarrollo y resultados de arreglo 4x4 en macro escala

Se desarrolló un modelo en macro escala de una matriz de dipolos de 4x4. Su construcción fue planeada de tal manera que el defasamiento por cada columna fuera el mismo. Para conseguir esto, se diseñaron 2 niveles de pistas de alimentación, uno para tierra y el otro para la señal, así como el nivel de los dipolos.

El arreglo de 4x4 se realizó bajo las siguientes especificaciones.

- Diseño planar de 4x4
- Frecuencia de 9.5 GHz
- $\lambda = 3.15\text{mm}$
- 0.75λ de separación vertical entre dipolos
- 0.1λ de separación horizontal entre dipolos
- 1 mm de separación entre las terminales de los dipolos

El diseño requirió de una antena de 3 niveles, uno para las pistas de alimentación, otro para las pistas de tierra y el tercer nivel para los dipolos. Cada nivel se realizó en una placa fenólica diferente siguiendo el siguiente diagrama para cada nivel:

El primer nivel de la antena son las pistas de alimentación. El diagrama diseñado se muestra en la figura 3-67 donde cada columna de la matriz tiene el mismo defasamiento, el cual se logro diseñando las pistas de tal manera que la señal viaje la misma distancia hacia los 4 dipolos. Es por ello que se puede apreciar el incremento en el numero de curvas de arriba hacia abajo.

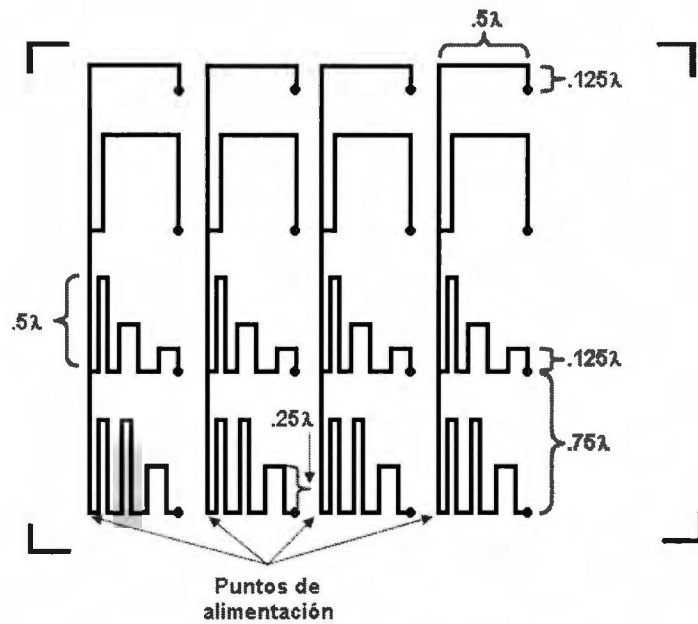


Figura 3-67 Diagrama de pistas de alimentación

El segundo nivel de la antena está conformado por las pistas de tierra. Análogamente con las pistas de alimentación, se realizó un diseño en forma de espejo, siguiendo las mismas reglas de diseño, en donde la señal llega con el mismo defasamiento por columna a todos los dipolos.

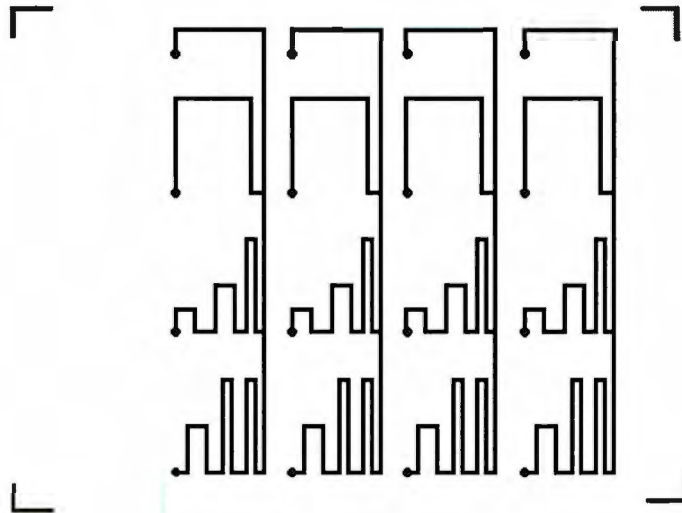


Figura 3-68 Diagrama de pistas de tierra

El nivel superior de la antena es donde se encuentran los elementos radiadores, los cuales son 16 dipolos acomodados en una matriz de 4x4 siguiendo las medidas especificadas anteriormente.

La razón de usar 3 niveles fue que es imposible diseñar un arreglo con sus respectivas pistas de alimentación que permitan un defasamiento por columna sobre una misma placa fenólica, debido a que se intersectan las pistas lo que arruinaría el diseño.

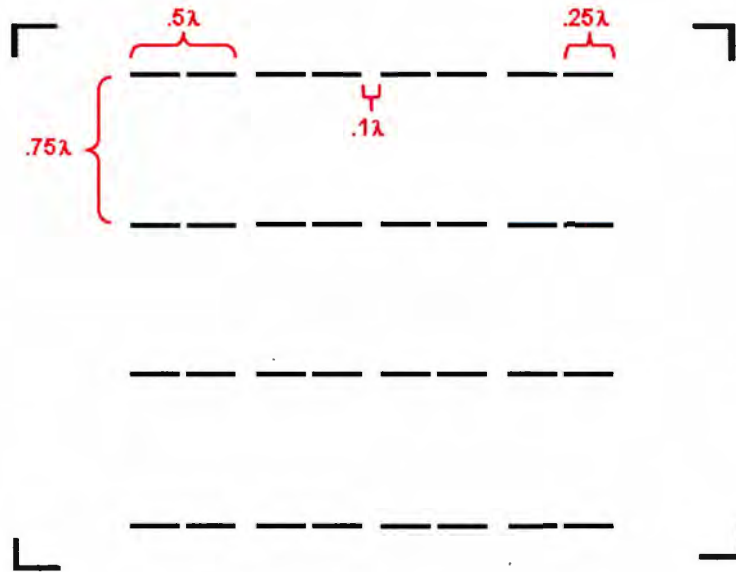


Figura 3-69 Diagrama de matriz de dipolos

Se colocó un plano de tierra para eliminar la señal transmitida hacia atrás; este plano se colocó entre las pistas de alimentación y el plano de los dipolos.

La antena ensamblada quedó como se muestra en las siguientes figuras:

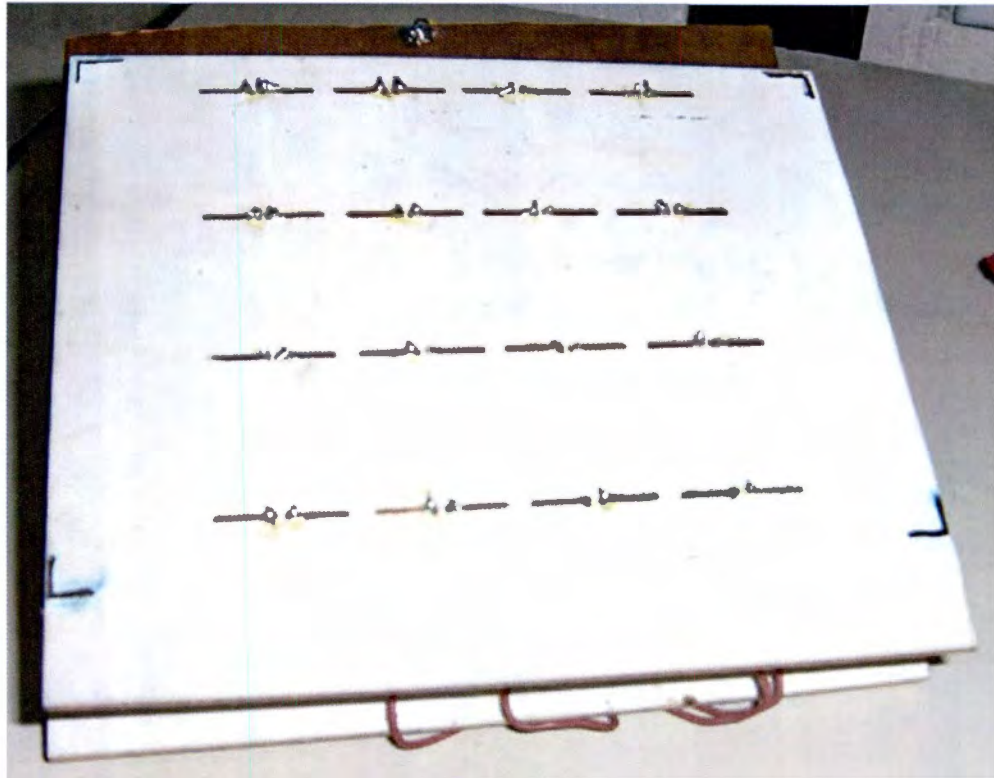


Figura 3-70 Vista frontal de la antena

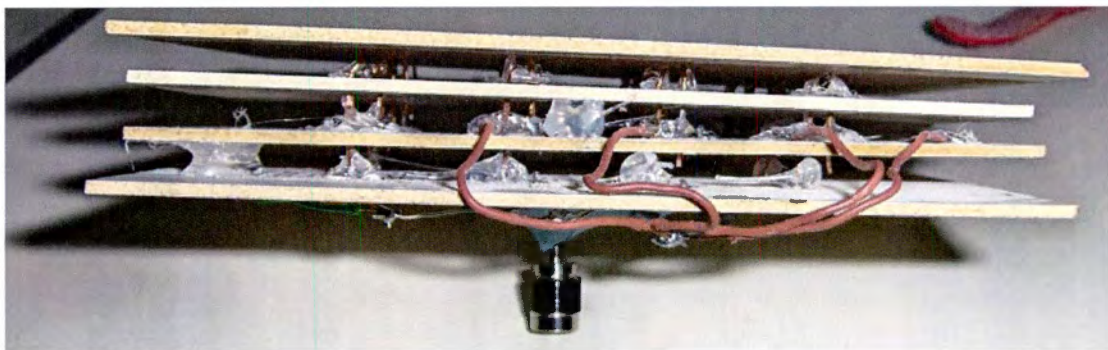


Figura 3-71 Vista lateral de la antena.

Esta primera antena fue realizada utilizando cables de cobre como conexión entre las pistas, y fue nuestra primera aproximación de una antena con un arreglo de 16 elementos radiadores. Se realizó para tener un defasamiento de 0° en todos sus elementos.

Posteriormente se desarrolló un segundo modelo en macro escala de una matriz de dipolos de 4x4. El diseño en cuanto a especificaciones es exactamente igual que el anterior, simplemente se mejoró el diseño.

Este diseño consiste una antena de 5 niveles (defasador, pistas de tierra, las pistas de alimentación, el plano de tierra y los dipolos). Cada nivel se realizó en una placa fenólica diferente.

El primer nivel de la antena se dedicó para colocar los defasadores. En esta parte del prototipo se montaron postes y receptáculos, de tal forma que sea un módulo intercambiable, facilitando las pruebas.



Figura 3-72 Postes, Receptáculos y Conector Tipo N

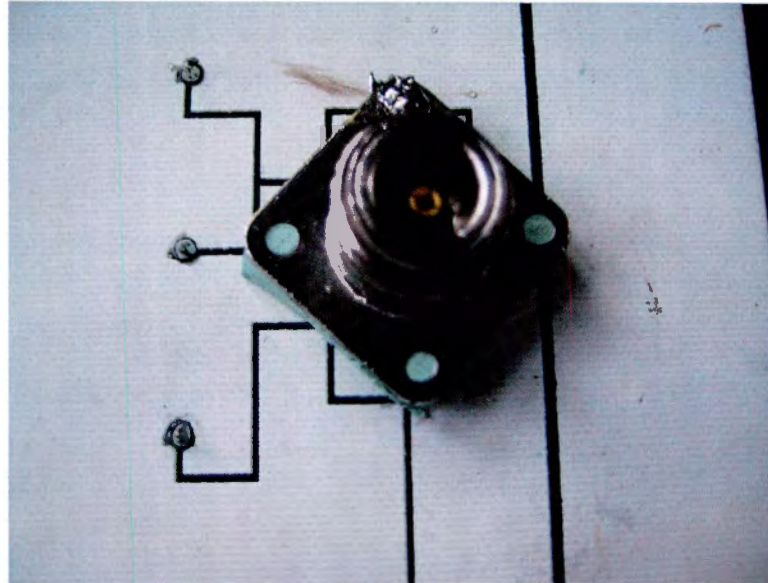


Figura 3-73 Módulo Defasador de 0°.

El segundo y tercer nivel se diseñaron para las pistas de alimentación y tierra respectivamente. Los diseños se muestran en la figura 3.8.8 y figura 3.8.9 donde se puede observar que cada columna de la matriz tiene el mismo defasamiento. Esto sirve para que a cada una de las columnas se le pueda dar un retraso de señal distinto; según el defasador que se conecte, y es por esa razón que se puede apreciar el incremento en el numero de curvas de arriba hacia abajo.

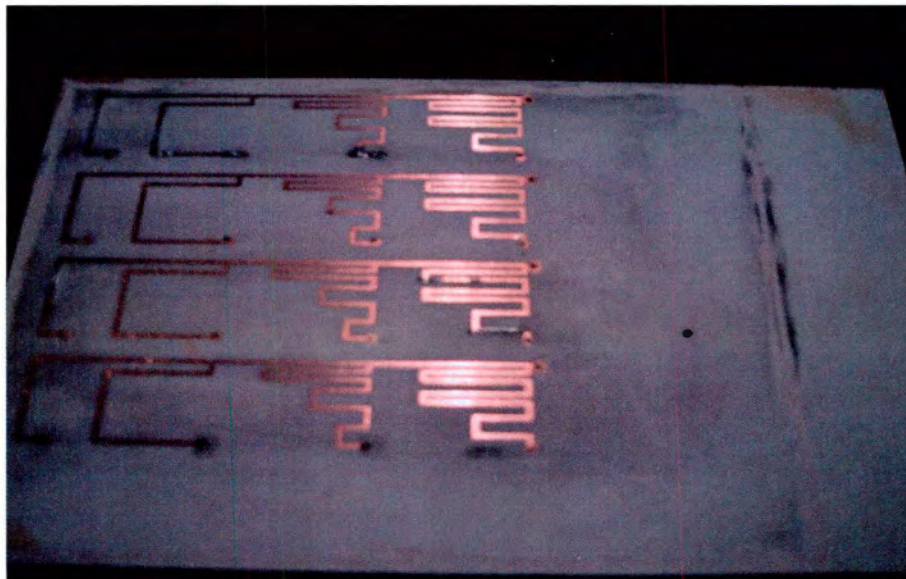


Figura 3-74 Pistas de alimentación.

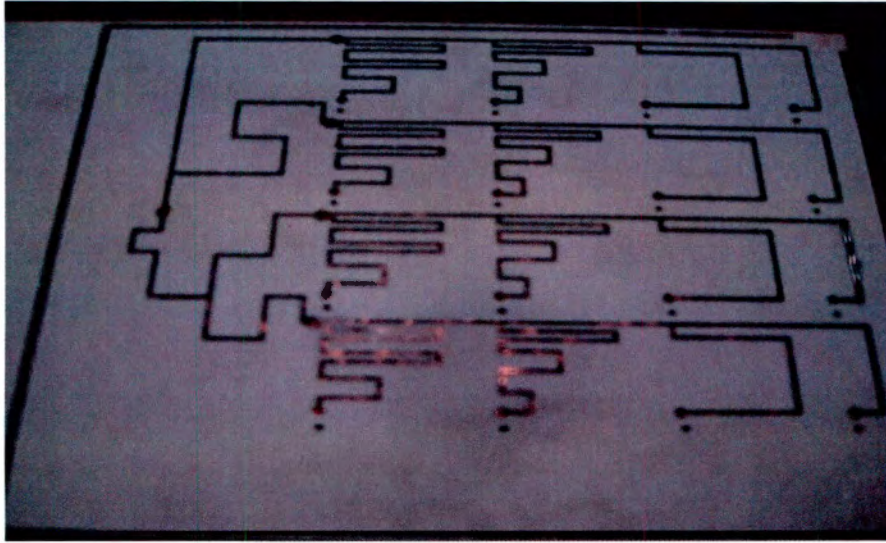


Figura 3-75 Pistas de tierra.

En la cuarta capa de la antena se colocó un plano de tierra que consiste en una placa de cobre. Una de las mejoras que tuvo este diseño fue que en el plano de tierra diseñamos las pistas para no tener varios hilos sueltos, esto hace mucho más eficiente la antena y nos facilita el montaje de los conectores tipo N.

Por último, en el quinto nivel están los elementos radiadores, los cuales son 16 dipolos acomodados en una matriz de 4x4 siguiendo las medidas especificadas anteriormente.

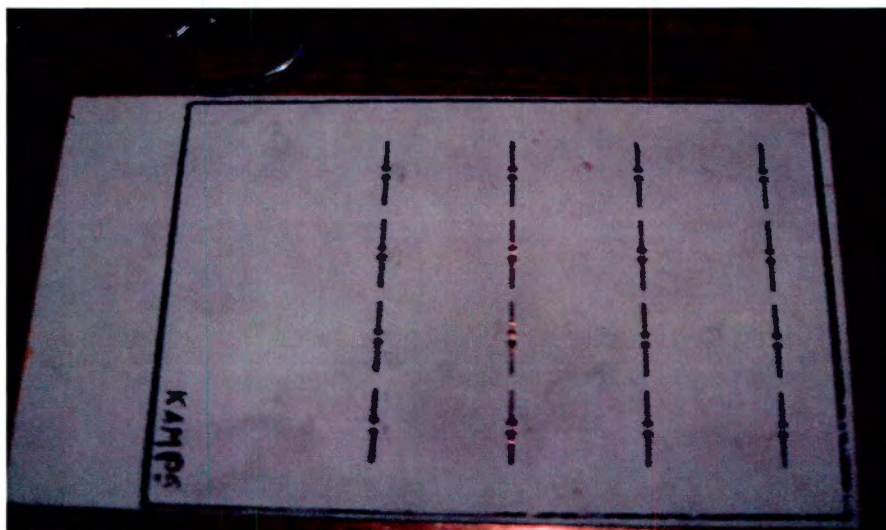


Figura 3-76 Elementos radiadores (Dipolos 4X4)

Como se pudo ver la principal diferencia de este diseño con respecto al anterior, es que en la primera capa se colocaron una serie de postes y receptáculos, para permitir que los módulos de defasamiento fueran intercambiables. De esta manera solamente se cuenta con una antena fija, lo que agiliza el proceso de construcción de los demás prototipos.

La antena ensamblada se muestra en la siguiente figura:

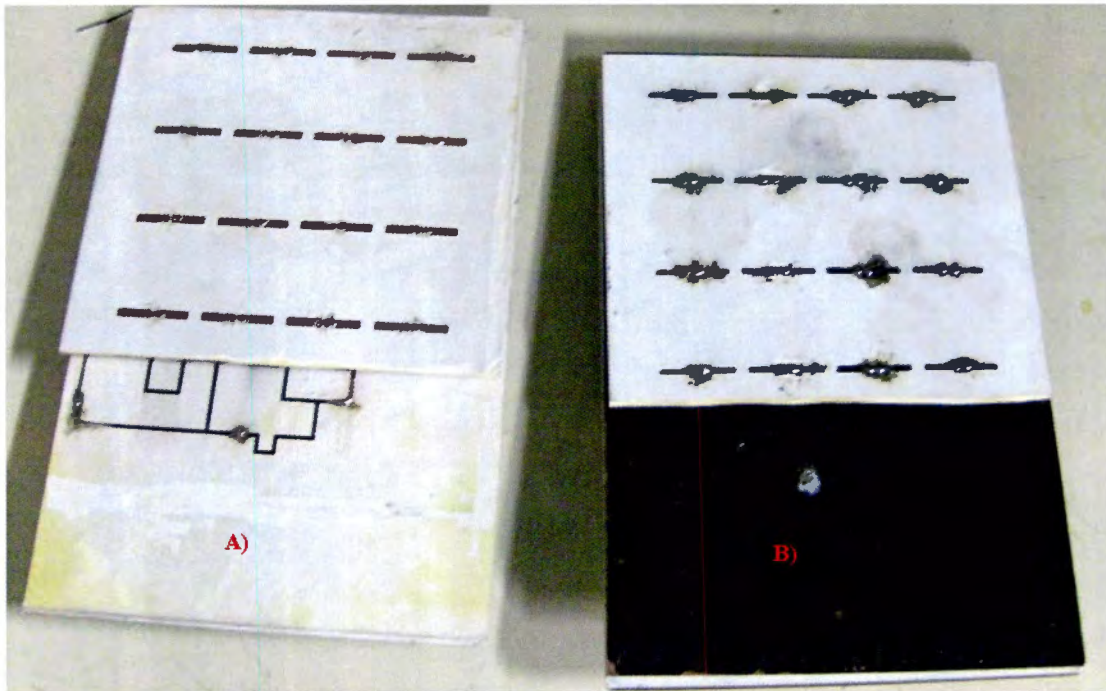


Figura 3-77 A) Arreglo 4x4 sin plano de tierra. B) Arreglo 4x4 con plano de tierra.

Se realizó un diseño sin plano de tierra y otro con plano de tierra para comparar el desempeño de las dos antenas y para demostrar la posibilidad de que el plano de tierra haga la función de reflector y mande la señal al lado opuesto al que queremos.

En cuestión de los defasadores, se realizaron 5 modelos diferentes, cada uno con pasos de defasamiento de 0° , 45° , 90° , 180° y 270° . Esto se refiere a que la primera columna de dipolos tiene un defasamiento de 0° y las siguientes columnas tienen un defasamiento más del tamaño de paso más el valor anterior. Un ejemplo de un defasador se muestra en la figura 3-78.

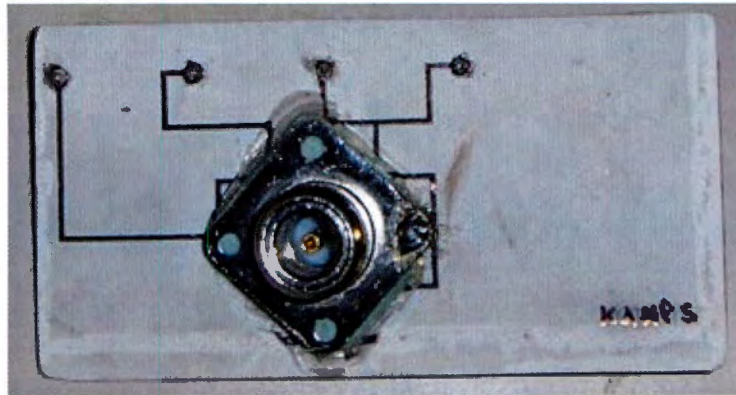


Figura 3-78 Tablilla de la parte trasera del defasador.

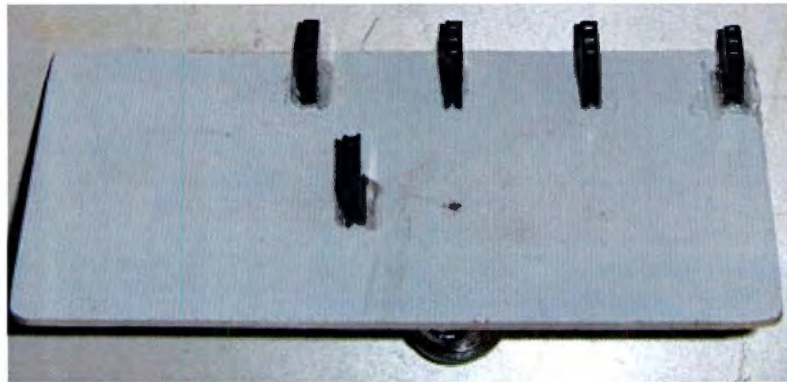


Figura 3-79 Tablilla de la parte delantera del defasador.

La parte delantera de cada defasador tiene 5 portapines ubicados de tal manera que se facilite la conexión con la antena y también permite una conexión más fuerte al momento de realizar las pruebas.

Los resultados de esta antena se muestran a continuación:

Una vez calculadas las pistas de alimentación y el defasamiento, se fabricaron las antenas y se hicieron pruebas con el equipo de medición Unitrain™. El proceso de las pruebas consiste en medir el patrón de radiación de la antena con cada uno de los defasadores fabricados previamente y las pruebas se hicieron con y sin plano de tierra. Al realizar nuestras pruebas con plano de tierra obtuvimos los siguientes resultados, destacando que toda la radiación se da con un defasamiento de 180°, es decir la radiación se da en la parte trasera de antena.

Utilizando el primer defasador, que es de cero grados, obtuvimos el patrón de radiación de la figura 3-80:

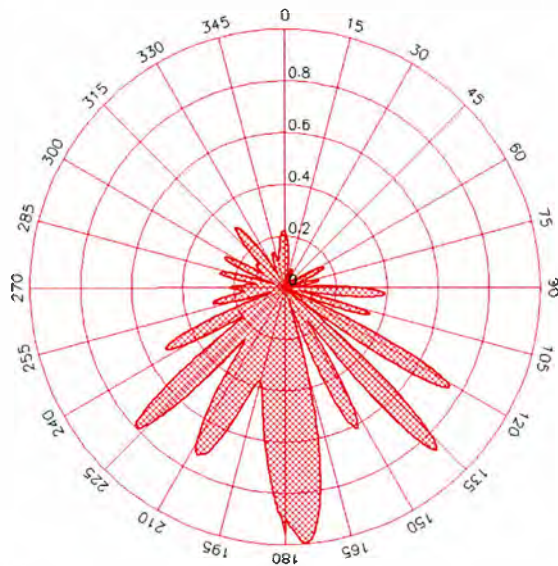


Figura 3-80 Patrón de radiación 0° de defasamiento con plano de tierra.

Como se puede apreciar el lóbulo principal se encuentra a 180°. La radiación lateral que se presenta se debe a las pérdidas en los materiales de las pistas y los dipolos. Es remarcable que prácticamente no existe radiación frontal, es decir en un rango de 90° a 270° pasando por el cero. El resultado teórico esperado era tener el lóbulo principal a los 0°.

Con un defasamiento de 45° entre los elementos se obtuvo el siguiente patrón de radiación:

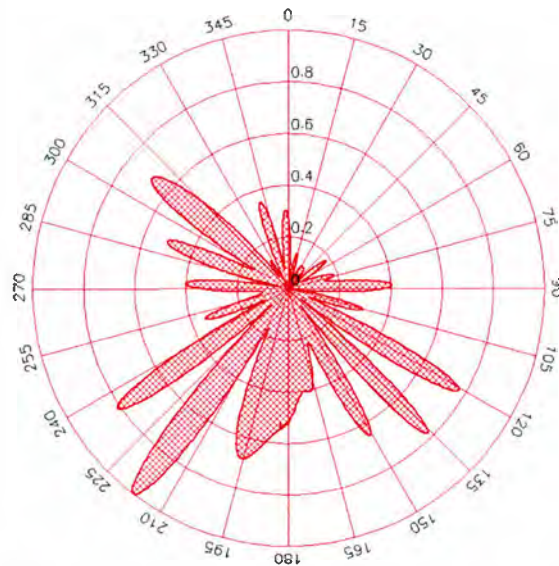


Figura 3-81 Patrón de radiación 45° de defasamiento con plano de tierra.

En esta prueba se puede ver que el lóbulo principal se encuentra a 217°, con lo que se obtuvo un movimiento de 37° con respecto al eje de 180° (0° de defasamiento). Vemos que se forman muchos lóbulos laterales, con un nivel significativo de potencia, debido a las pérdidas que se presentan en las pistas de alimentación y los dipolos. Cabe también destacar que la mayoría de las pérdidas que se obtuvieron están relacionadas con la frecuencia a la que trabaja el equipo de pruebas (9.5 GHz), ya que en estos rangos la resistencia del material utilizado para la construcción de las antenas (cobre) empieza a aumentar su resistividad significativamente.

Al defasar 90° la alimentación entre cada columna de elementos se obtiene el patrón de radiación que se muestra en la figura 3-89:

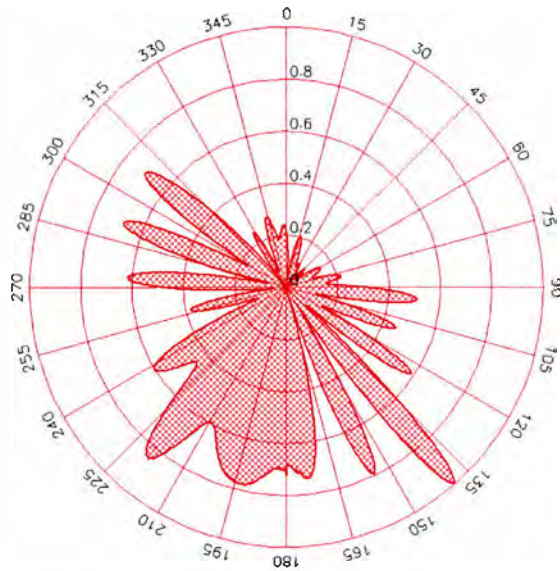


Figura 3-82 Patrón de radiación 90° de defasamiento con plano de tierra.

Vemos que el lóbulo principal se encuentra en 135°, con lo que se obtuvo un movimiento de 45° con respecto al eje de 180°. Este resultado nos permite superar los 30° de libertad que esperábamos de cada lado; sin embargo la pérdida de potencia por lóbulos laterales se vuelve cada vez más grande y parte de la potencia empieza a ser radiada hacia delante (entre 270° a 310°).

Con un defasamiento de 180° entre los elementos se obtuvo el siguiente patrón de radiación:

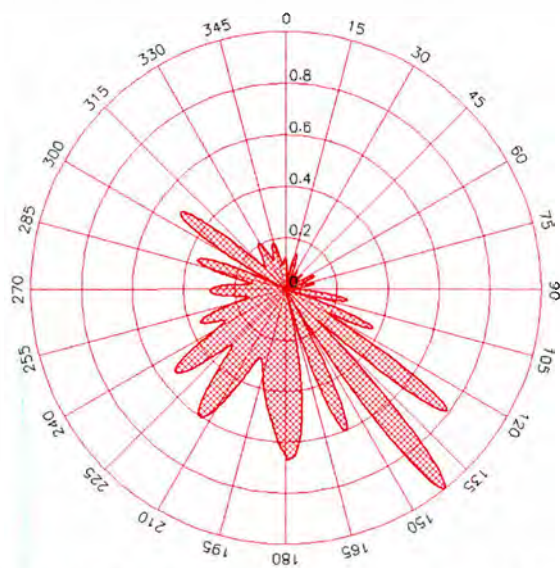


Figura 3-83 Patrón de radiación 180° de defasamiento con plano de tierra.

Se puede apreciar que hay un ligero movimiento, de 3° a 5° , con respecto al defasamiento de 90° . También en esta prueba se observa que disminuyen los lóbulos laterales y la potencia radiada por estos. Los lóbulos que aparecían entre 270° y 315° con el defasador de 90° , decrecen significativamente.

En la siguiente prueba, con un defasamiento de 270° entre los elementos, se obtiene el siguiente patrón de radiación:

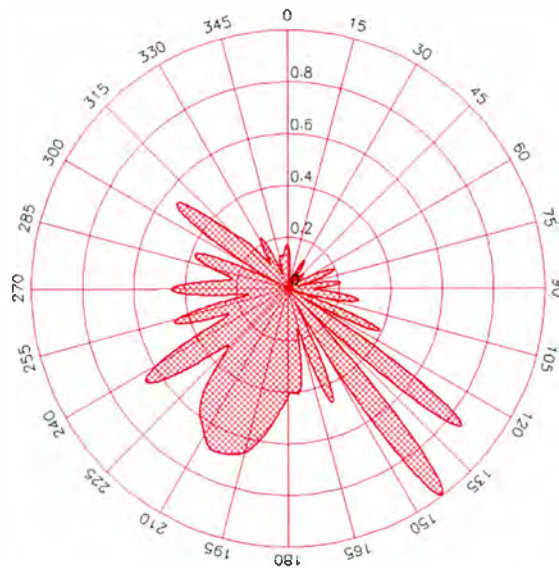


Figura 3-84 Patrón de radiación 270° de defasamiento con plano de tierra.

Aquí se aprecia un movimiento de 37° con respecto al eje de 180° . Con respecto a la prueba anterior (defasamiento de 189°), se observa un incremento en la presencia de lóbulos laterales y la pérdida de potencia que estos introducen. Como hemos venido mencionando estas pérdidas se deben principalmente a las pérdidas en los materiales y la frecuencia a la que se está trabajando.

Como una primera aproximación, podemos concluir que con este diseño de antenas las pérdidas introducidas por las pistas de alimentación y los defasadores son demasiado grandes. Por otra parte, la frecuencia a la que se realizaron las pruebas (9.5 GHz) hace que la resistividad del cobre aumente, por lo que se generan pérdidas considerables. Teóricamente el plano de tierra debería reflejar toda la radiación hacia delante (0°), pero

como la potencia que llega a la antena es muy poca, este plano refleja toda la potencia hacia la parte trasera de la antena.

En el siguiente conjunto de pruebas eliminamos el plano de tierra para comprobar si en verdad éste evita la radiación hacia la parte delantera de la antena. Con estas pruebas se obtuvieron los siguientes resultados:

Al introducir un defasamiento de 0° entre los elementos radiadores se obtuvo el siguiente patrón de radiación:

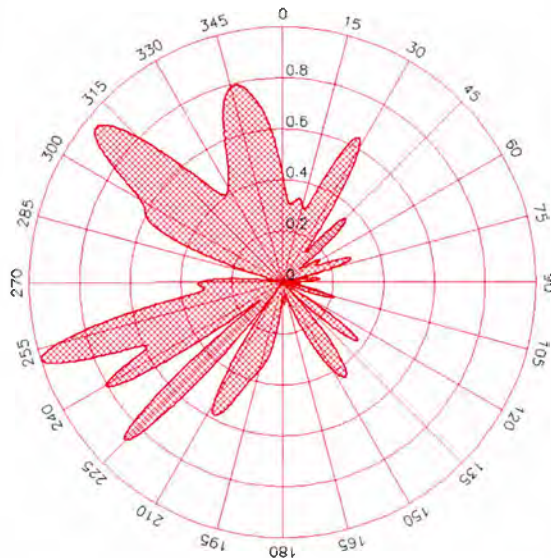


Figura 3-85 Patrón de radiación 0° de defasamiento sin plano de tierra.

En este patrón de radiación el lóbulo principal se encuentra en 310° , con lo que se obtiene un movimiento de 50° con respecto al eje de 0° ; sin embargo la creación de lóbulos laterales es muy grande y vemos que la radiación hacia la parte trasera todavía es considerable. Como se puede observar la mayor concentración de radiación está orientada hacia delante (0°).

Al introducir un defasamiento de 22.5° entre los elementos se obtiene el siguiente patrón de radiación:

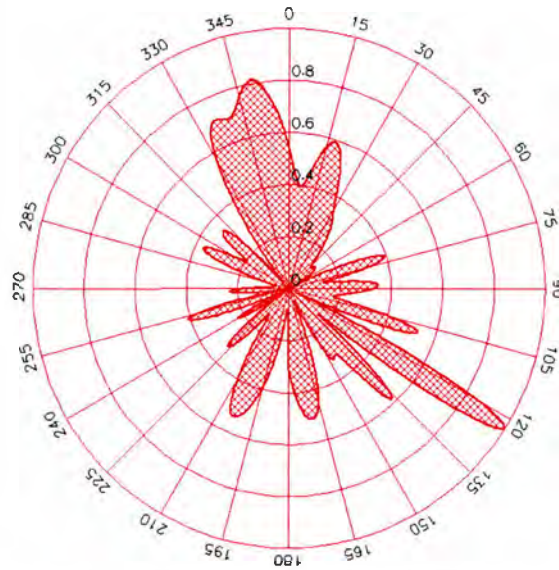


Figura 3-86 Patrón de radiación 22.5° de defasamiento sin plano de tierra.

Se puede apreciar de este diagrama que el lóbulo principal abarca una región efectiva de 45°, centrándose la mayor radiación en la zona de 345°; sin embargo la radiación de un lóbulo delgado en 120° crece mucho. Toda la radiación que se está viendo hacia atrás (90° a 270° en dirección de las manecillas del reloj) se debe a pérdidas en el material y radiaciones que se presentan en las pistas de alimentación y los defasadores.

Al defasar cada columna de elementos 45° se obtuvo el siguiente patrón de radiación:

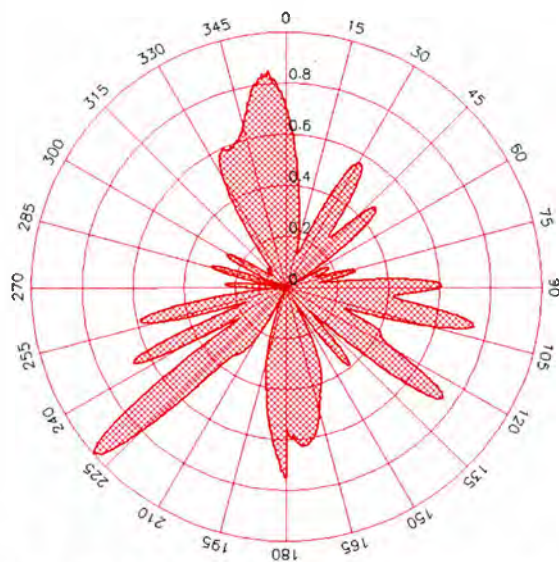


Figura 3.87. Patrón de radiación 45° de defasamiento sin plano de tierra.

Se puede observar de este patrón que el lóbulo principal se extiende desde casi el eje de 0° hasta los 330° , con lo que se obtienen 30° de libertad, pero también se forman muchos lóbulos laterales de tamaño muy importante, sobre todo hacia la parte trasera de la antena. El lóbulo que aparece hacia atrás ahora está localizado en 230° , es decir en dirección opuesta al obtenido en la prueba anterior.

Al introducir un defasamiento de 67.5° entre los elementos se obtiene el siguiente patrón de radiación:

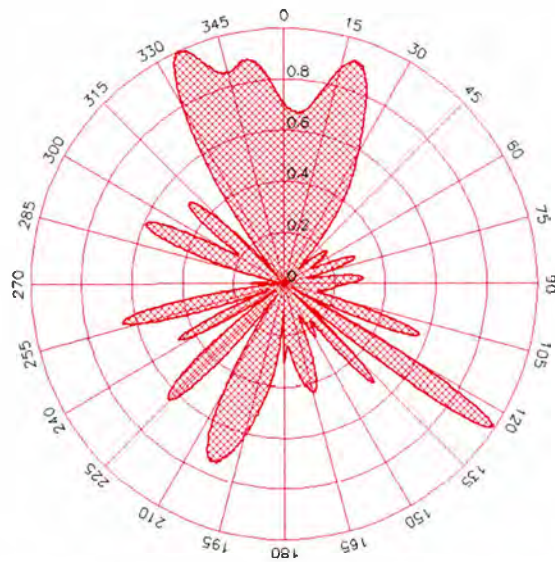


Figura 3-88 Patrón de radiación 67.5° de defasamiento sin plano de tierra.

En esta imagen podemos apreciar como el lóbulo principal crece tanto en la zona que abarca como en la potencia que radia, abarcando una región de casi 60° . Es importante destacar que la amplitud de la radiación hacia delante ha crecido considerablemente (comparada con las pruebas anteriores). Como se aprecia en la figura el lóbulo principal se encuentra a 335° .

Cuando se introdujo un defasamiento de 90° entre los elementos radiadores se obtuvo el siguiente patrón de radiación:

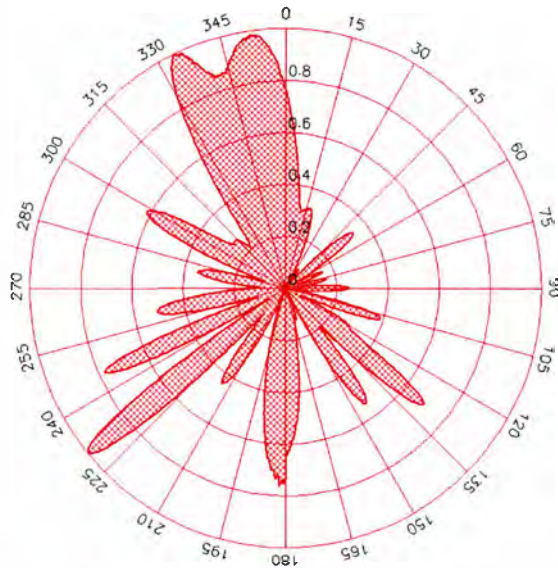


Figura 3-89. Patrón de radiación 90° de defasamiento sin plano de tierra.

De este diagrama de radiación se aprecia que el lóbulo principal se extiende desde 330° hasta 0°, teniendo un grado de libertad de 30°. El lóbulo que se observaba en la figura anterior en 17° ha desaparecido y la radiación se concentra entre 332° y 350°. La radiación hacia la parte trasera de la antena tiene un lóbulo principal muy delgado en 228°.

Al introducir un defasamiento de 112.5° se obtiene el siguiente patrón de radiación:

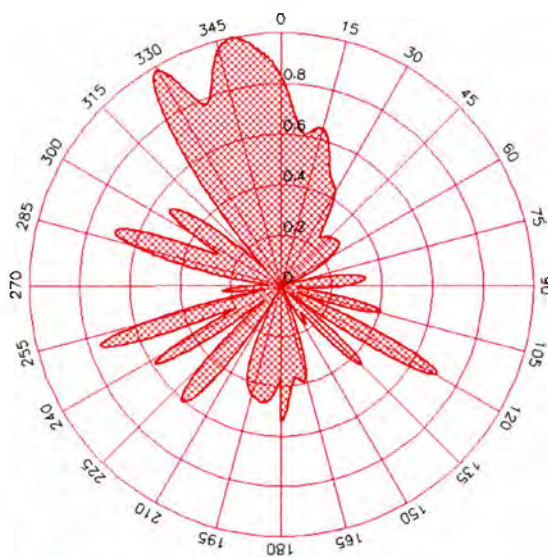


Figura 3-90 Patrón de radiación 112.5° de defasamiento sin plano de tierra.

En este patrón se puede apreciar como el lóbulo principal se centra mayoritariamente en la región que va desde los 330° hasta los 0° , lo que no da una apertura de 30° . El lóbulo que había desaparecido en 17° , otra vez empieza a crecer, pero ahora en 15° . La radiación que se está generando en la parte trasera ahora es prácticamente nula. En comparación con las pruebas anteriores esta es la que ha tenido un mejor desempeño, ya que la mayor parte de la radiación que se presentaba hacia atrás ha sido atenuada.

Al introducir un defasamiento de 135° se obtuvo el patrón de radiación que se muestra a continuación:

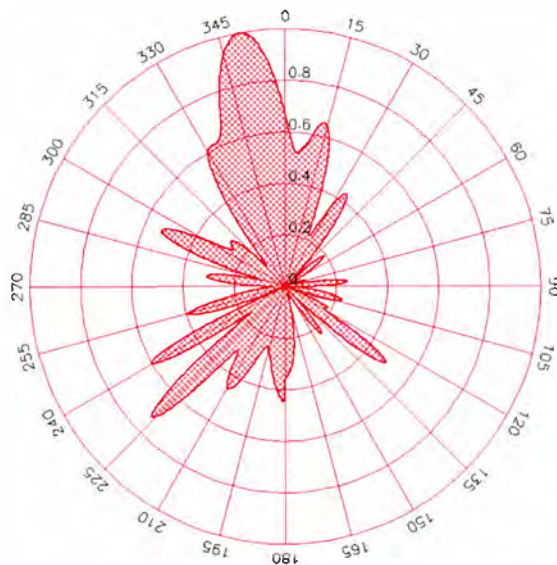


Figura 3-91 Patrón de radiación 135° de defasamiento sin plano de tierra.

En este diagrama se puede apreciar claramente como el lóbulo principal se encuentra mayoritariamente en 348° , con lo que se dan 18° de libertad en esta dirección. Se puede apreciar que la radiación en la parte trasera de la antena disminuye considerablemente, tal y como se presentó en la prueba anterior. Cabe destacar que el lóbulo que se encontraba en 330° ha sido atenuado y lóbulo de 15° ha crecido

Al introducir un defasamiento de 157.5° se obtiene el siguiente patrón de radiación:

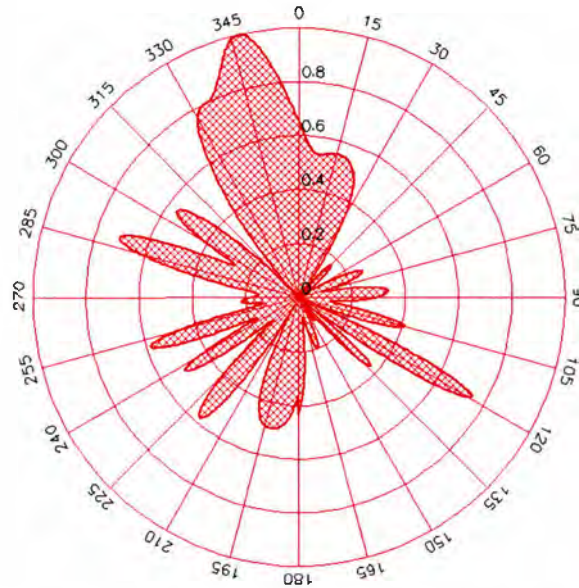


Figura 3-92 Patrón de radiación 157.5° de defasamiento sin plano de tierra.

En este el lóbulo principal se centra en la región de 345°, lo que nos da una apertura de 15°. Se puede apreciar que el lóbulo que se encontraba en 330° vuelve a crecer y el de 15° se atenúa. La tendencia de radiación hacia atrás sigue siendo la misma que en las dos figuras anteriores.

Con un defasamiento de 180° se obtiene el siguiente patrón de radiación:

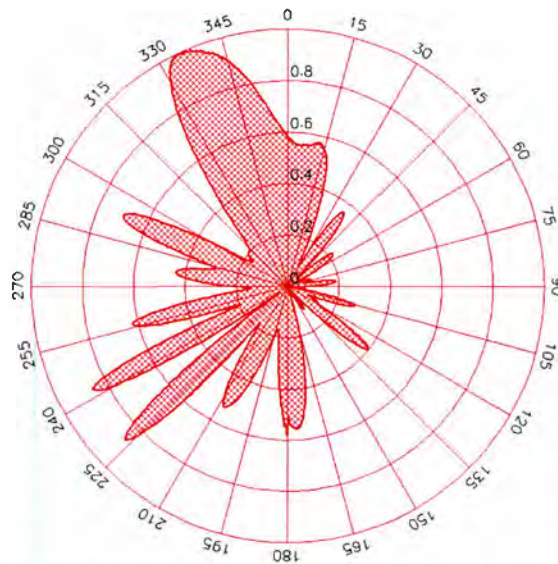


Figura 3-93 Patrón de radiación 180° de defasamiento sin plano de tierra.

En este diagrama se puede apreciar cómo crece de manera considerable el lóbulo principal, centrándose la mayor parte de este en la región que va de 330° a 345°. El ancho del lóbulo principal crece debido a la unión entre los lóbulos individuales que en las figuras anteriores se presentaban en 330° y 345°. Se observa también, que la radiación en la parte de atrás de la antena empieza a crecer considerablemente.

Al introducir un defasamiento de 202.5° se obtiene el siguiente patrón de radiación:

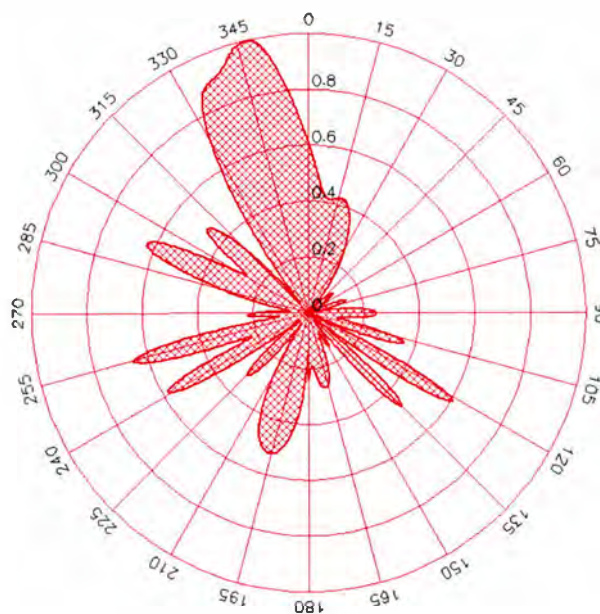


Figura 3-94 Patrón de radiación 202.5° de defasamiento sin plano de tierra.

Se puede observar que el lóbulo principal se centra en 345°, y la radiación trasera se ha eliminado prácticamente por completo. La apertura que se obtiene es de 15° aproximadamente y el ancho de este lóbulo abarca aproximadamente 30°.

Cuando se introduce un defasamiento de 247.5° se obtiene el siguiente patrón de radiación:

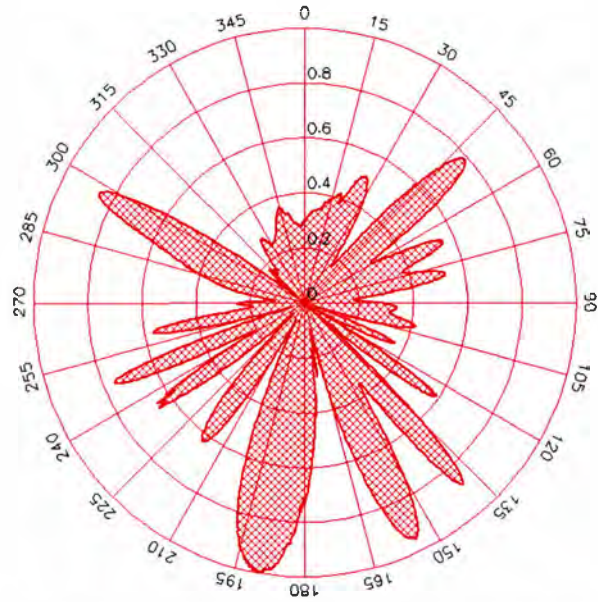
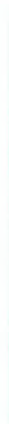


Figura 3-95 Patrón de radiación 247.5° de defasamiento sin plano de tierra.

En esta imagen se observa que el la mayor parte de la radiación se está generando en la parte de atrás de la antena. Este resultado contrasta con todos los anteriores, ya que ahora la radiación hacia adelante ha sido atenuada considerablemente. El lóbulo principal se encuentra en 192° , pero también existen otros 2 lóbulos con una amplitud considerable en 137° y 152° .

Cuando se introdujo un defasamiento de 270° entre los elementos se obtuvo el siguiente patrón de radiación:



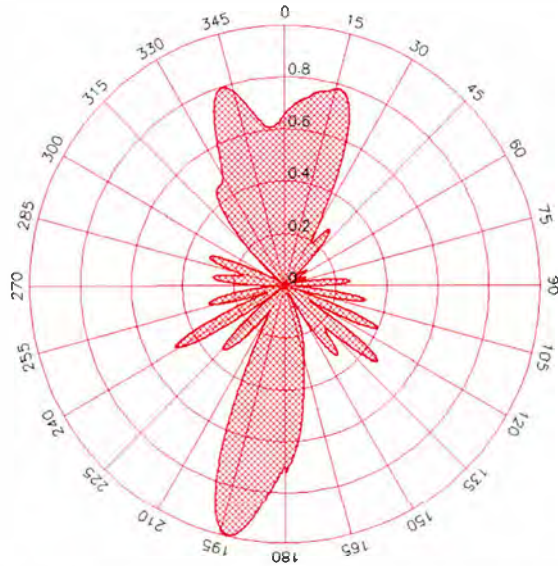


Figura 3-96 Patrón de radiación 270° de defasamiento sin plano de tierra.

En esta imagen se aprecia que el lóbulo principal se encuentra en 195°. Podemos ver como en la parte delantera empiezan a crecer los lóbulos en 315°, 345° y 15° (estos lóbulos eran los principales en pruebas con defasamientos menores).

Como una primera conclusión de estas pruebas se puede afirmar que sin el plano de tierra se logra que la transmisión hacia la parte delantera de la antena sea mayor que hacia la parte trasera. Podemos también afirmar que el lóbulo principal crece en la región de 315° a 15° (60° de libertad) en dirección de las manecillas del reloj. Se pudo observar que el movimiento de los lóbulos entre 315° y 15° es cíclico, es decir, los lóbulos siguen un crecimiento y decrecimiento dependiendo del defasamiento. Por otra parte se comprobó la hipótesis de que el plano de tierra no estaba permitiendo que la señal se radiara hacia adelante. Con defasamientos de entre 112.5° y 202.5° se eliminó prácticamente por completo la radiación hacia atrás y se incrementó la concentración de potencia entre 0° y 180° pasando por 90°.

3.9 Diseño del Arreglo 2x2 en *CoventorWare*TM

Para el diseño en *CoventorWare*TM se tomaron las especificaciones dadas por el INAOE., donde basándonos en las restricciones impuestas en espacio disponible de trabajo, diseñamos el arreglo de 4 dipolos en una matriz de 2x2, para una frecuencia de 150GHz. Mediante el módulo de *Designer* se realizó todo el diseño del arreglo; incluyendo el proceso de fabricación, el esquemático con medidas y el modelo tridimensional con su malla para el análisis.

En la figura 3-97 se puede ver el diseño utilizado. Se utilizó un sustrato de silicio de 30 μm de espesor. Después se oxidó el sustrato con una profundidad de 0.5 μm . Después de realizar el proceso de oxidación, se hizo un grabado de 0.4 μm para crear las pistas donde van conectadas la fuente de alimentación. Para colocar las pistas de tierra, posteriormente se realizó un grabado con una profundidad de 0.5 μm , para que tuviera contacto con el sustrato ya que el sustrato va a ser nuestro plano de tierra. El grabado de los cuadrados que servirían como tierra se hizo de 50 μm x50 μm de área.

Una vez realizado este proceso se puso la primera capa de Polisilicio; ésta capa tiene la finalidad de crear las pistas necesarias para unir los dipolos que se harán en las capas superiores con las líneas de transmisión. La segunda capa de Polisilicio se usó para crear los dipolos los cuales están diseñados para trabajar a 150GHz; su longitud es de 1000 μm es decir $\lambda/2$. La separación entre cada medio dipolo es de 10 μm , ya que es la medida mínima permitida por el INAOE.

De acuerdo con las especificaciones del diseño propuesto en la parte teórica la separación tanto horizontal como vertical entre cada dipolo es de $\lambda/4$. Todas estas medidas las podemos ver en la figura 3-98.

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Etch Depth
0	Tierra	Substrate	Substrate	SILICON	30	SubstrateMask		
1	Sacrificio	Conformal Shell	PistasGND	OXIDE	0.5			
2	Corte fuentes	Straight Cut				missing2	-	0.4
3	Corte Tierras	Straight Cut				missing1	-	0.5
4	Poly1	Planar Fill	Poly1	POLYSILICON	0			
5	Poly2	Planar Fill	Dipolos		5			
6	Corte dipolos	Straight Cut				missing3	+	5

Figura 3-97 Pantalla de procesos para el arreglo 2x2

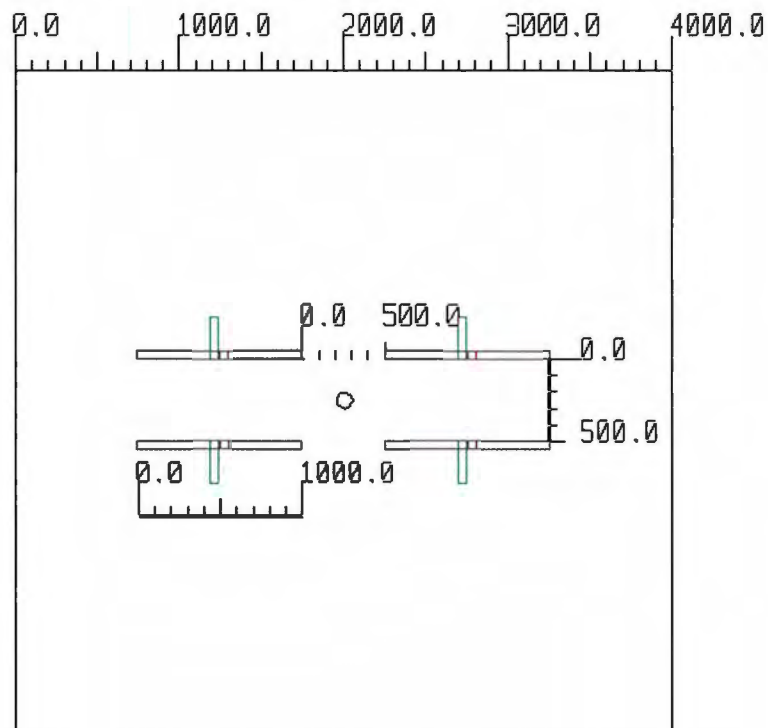


Figura 3-98 Pantalla de con especificaciones de medidas de los dipolos.

Después de realizar nuestro layout y nuestro diseño, pasamos a realizar el mallado de nuestra estructura para analizarla en el módulo *Analyzer*.

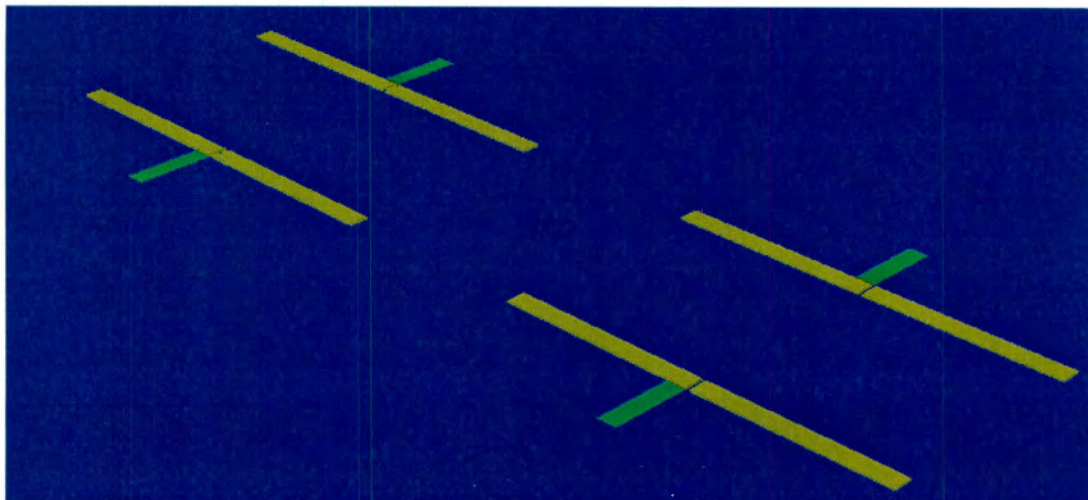


Figura 3-99 Estructura tridimensional en *CoventorWare™*.

Como se puede ver en la figura anterior, se diseñaron 4 dipolos en forma de arreglo; las líneas transversales serán las líneas de transmisión por donde entrará la señal defasada a cada dipolo.

Los medios dipolos que no tienen líneas perpendiculares tienen su conexión a tierra a través del sustrato de silicio, por medio de la capa 1 de Polisilicio.

Debido a que se trata de una estructura simple, se utilizó un mallado simple en el sustrato y sobre los dipolos. Se usó la técnica de *Manhatan Bricks* para marcar las áreas de elemento finito.

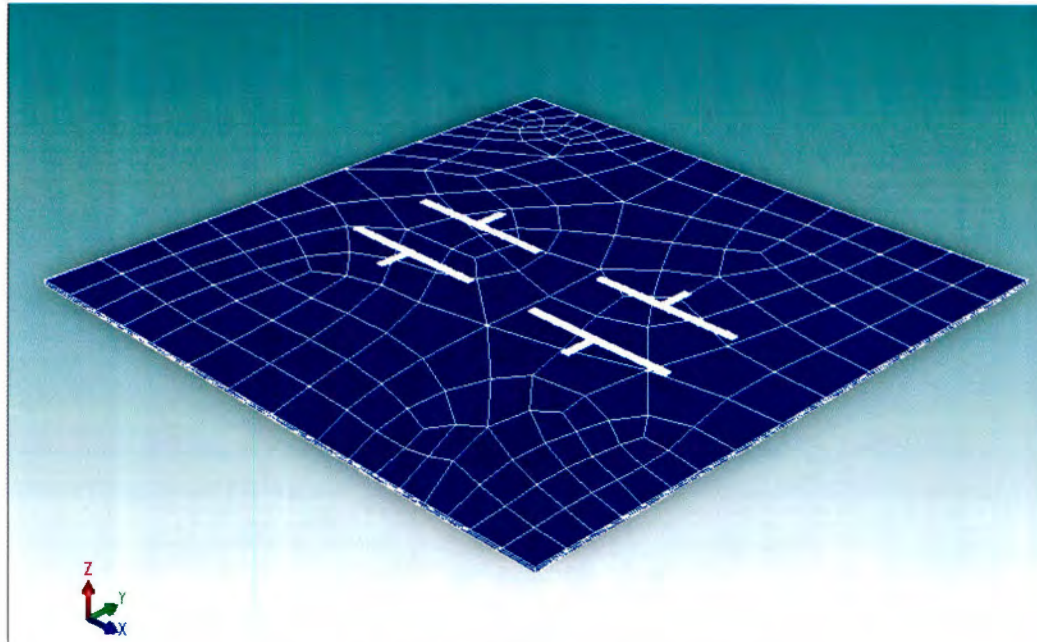


Figura 3-100 Mallado utilizado en nuestro arreglo.

Después del mallado, se obtuvieron 5 conductores diferentes: los medios dipolos conectados a tierra, y los otros 4 dipolos que reciben la señal forman los 5 conductores.

Debido a que es una estructura sólida, solo se realizaron análisis electrostáticos para ver el comportamiento de los conductores cuando se les aplica un voltaje. Los resultados esperados son la carga acumulada en los conductores conforme se aumenta el voltaje, y la matriz de capacitancia esperada en los elementos.

El análisis se realizó aplicando un barrido de voltaje desde 0V hasta 15V utilizando un tamaño de paso de 5V. Los resultados son las capacitancias que aparecen en los conductores; y su signo indica de donde parte el campo eléctrico y hacia donde llega. Los resultados de estas pruebas se pueden consultar en el Anexo III.

Cabe indicar que la capacitancia parásita entre los conductores es de 0.52pF en promedio. El análisis electrostático nos permite ver los valores de capacitancias que pueden aparecer en nuestras estructuras para poder analizar la manera en la que afectarán el comportamiento de nuestras antenas.

Otra tabla de resultados importante es la de la concentración de cargas debido a un voltaje en los elementos. Los resultados de éste análisis nos permiten ver en que parte de las estructuras es donde ocurre el acumulamiento de las cargas y poder observar de que manera fluye el campo eléctrico en las capacitancias parásitas.

Los resultados del análisis reflejan que conforme aumenta el voltaje en los elementos, mayor es la carga acumulada. La parte del conductor 4 (ver Anexo III), representa el plano de tierra y se puede ver que su carga cuando se aplican 15V es de -31.37788pC , lo que indica que ese plano tiene la suma de la acumulación de cargas en los conductores positivos.

Se puede apreciar la concentración de cargas en la estructura como se muestra en la siguiente imagen:

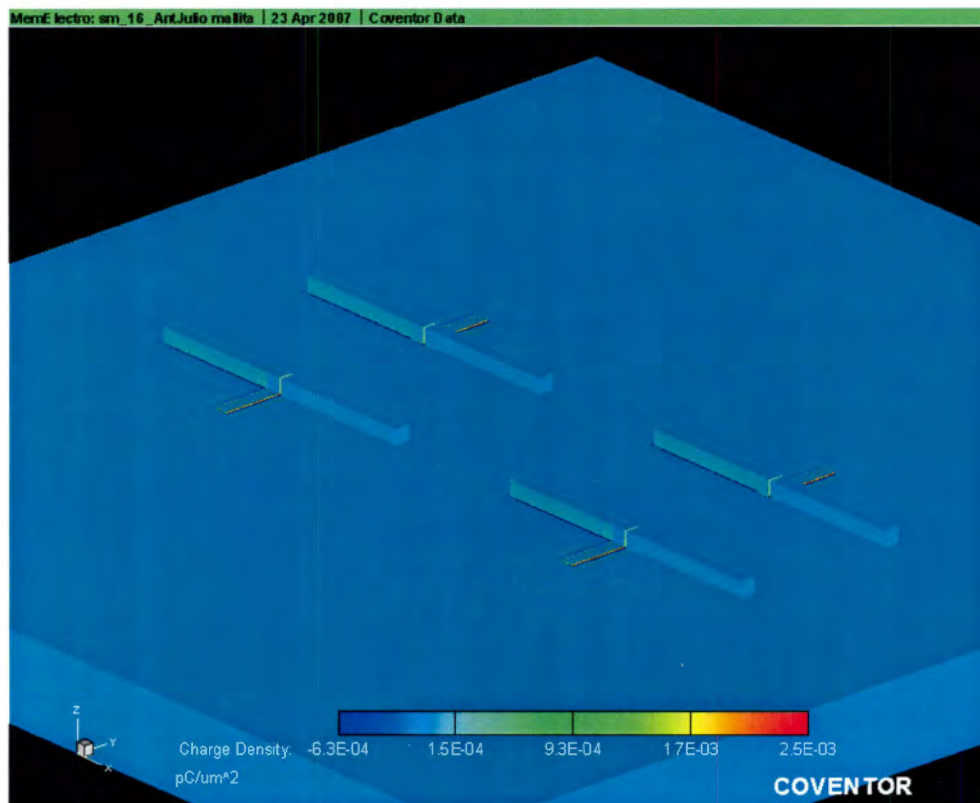


Figura 3-101 Concentración de cargas en los elementos.

Las cargas se concentran en las paredes inferior de los conductores positivos y en las partes superiores de los conductores neutros. Esto se debe a la generación del campo

eléctrico entre los conductores lo que permite generar el efecto capacitivo en las estructuras. También el análisis nos permite ver que en caso de que nuestras estructuras se muevan, sabremos en donde actúa la fuerza eléctrica que mueve a la estructura.

Con estos resultados, podremos realizar el diseño del siguiente arreglo, el cual es de 16 elementos y 3 niveles de Polisilicio y así poder ver de qué manera se ve afectado el desempeño de la antena, al igual que analizar los efectos de las capacitancias parásitas en la señal de alta frecuencia.

3.10 Diseño de arreglo 4x4 en CoventorWare™

El diseño en *CoventorWare™* de la antena planar de 4x4, se realizó siguiendo el mismo concepto que en macro escala, usando defasamientos iguales por cada columna.

Debido a las restricciones de espacio que se tienen en el INAOE, nos es imposible diseñar una antena para la frecuencia usada en el diseño anterior, la cual era de 150GHz, debido a que el área utilizada por 4 dipolos bajo esa especificación, ocupaba mas del 80% del área disponible de trabajo, la cual es de $4000\mu\text{m} \times 4000\mu\text{m}$. Por ello, tuvimos que realizar un diseño en donde la antena solamente ocupara el 50% del área disponible para que en la otra mitad se pudiera colocar un defasador que nos permita realizar los defasamientos deseados. Para el arreglo, se utilizó la frecuencia de 428.57GHz; por lo que $\lambda=700\mu\text{m}$.

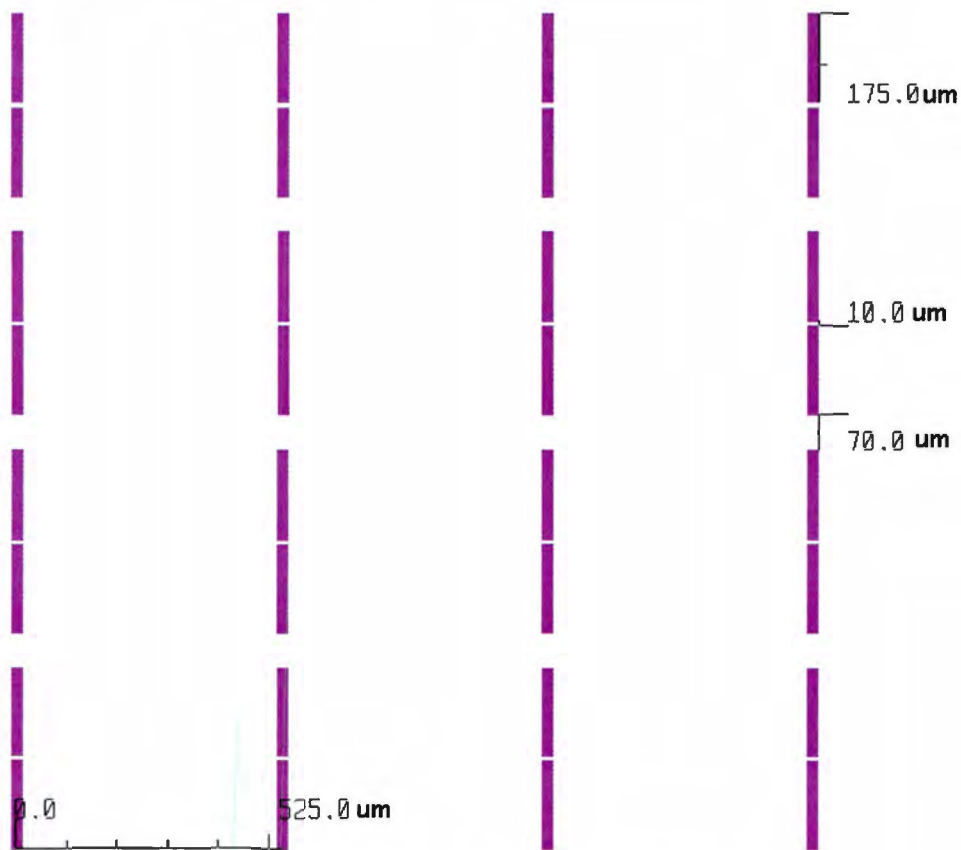


Figura 3-102 Mascarilla de los dipolos con medidas utilizadas.

La vista tridimensional de las pistas usadas se muestra a continuación:

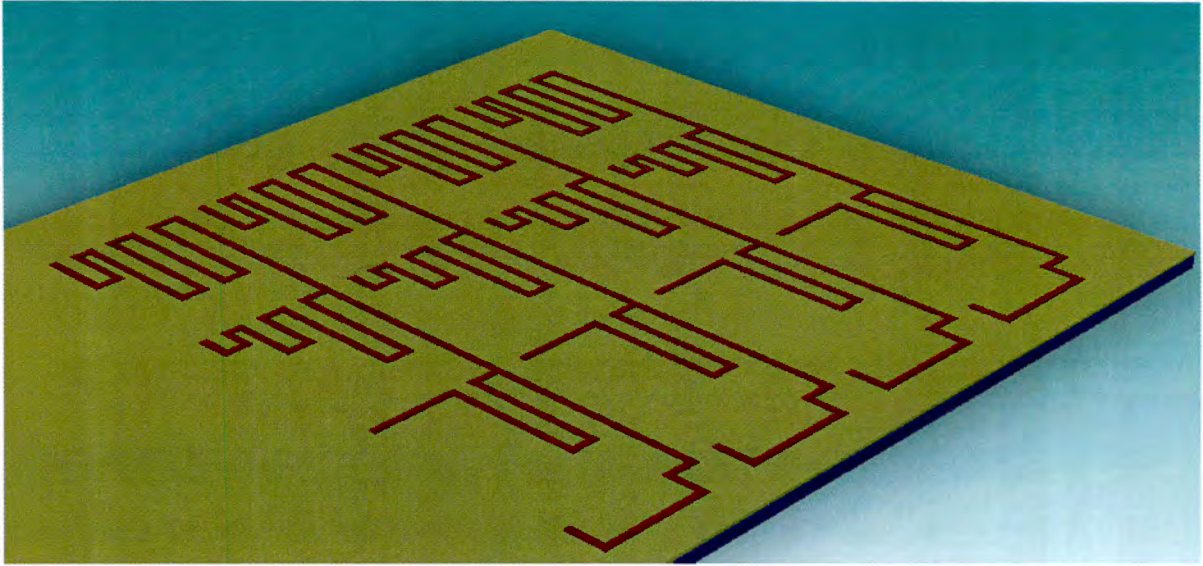


Figura 3-103 Vista tridimensional de las pistas de alimentación del arreglo.

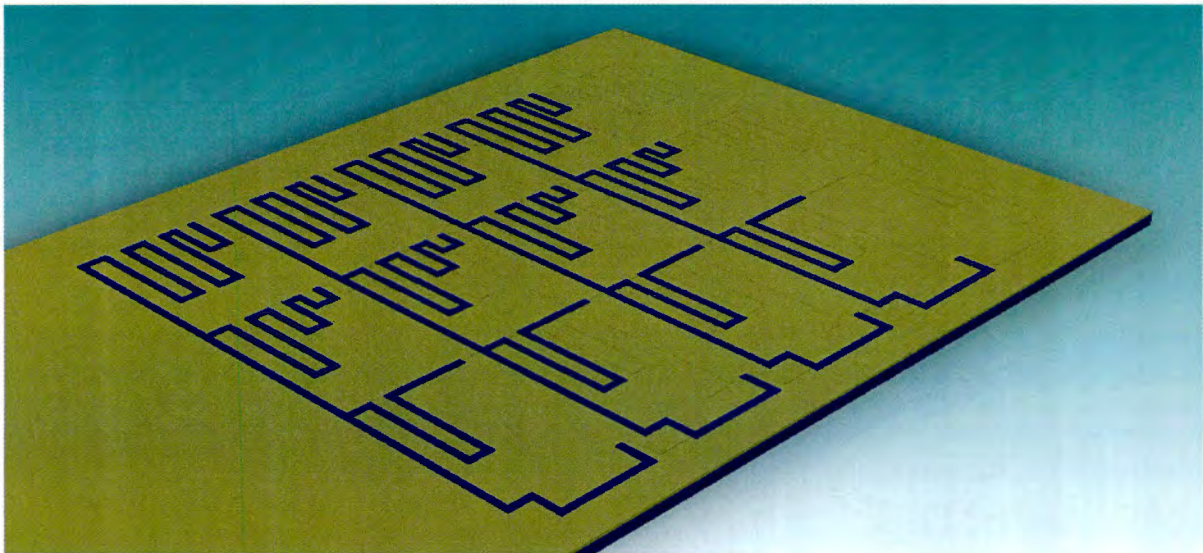


Figura 3-104 Vista tridimensional de las pistas de tierra del arreglo.

Para llevar a cabo esta antena, se utilizaron los 3 niveles de Polisilicio permitidos por el INAOE, el primer nivel alberga las pistas de alimentación, el segundo nivel contiene las pistas de alimentación y finalmente el tercer nivel tiene los dipolos.

El diseño completo se muestra en la siguiente imagen; los 3 niveles de polisilicio con un mallado cuadrado.

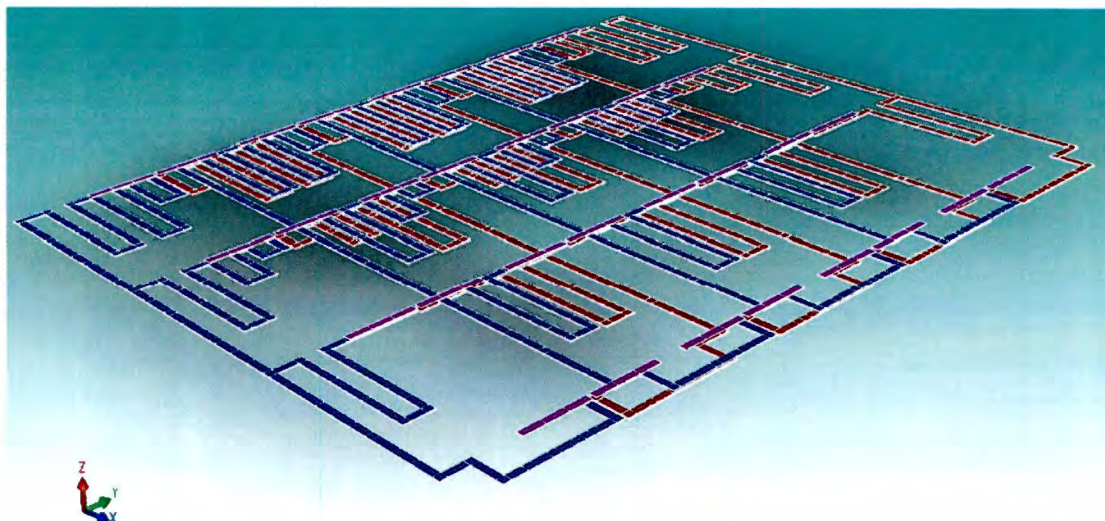


Figura 3-105 Vista tridimensional de los 3 niveles de polisilicio.

El proceso de fabricación seguido fue el que se muestra en la figura 3.10.5. Se pueden ver los tres niveles de Polisilicio, al igual que las tres bases para cada nivel.

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Etch Depth
0	Tierra	Substrate	Tierra	SILICON	30	SubstrateMask		
1	Conformal Shell	Conformal Shell	Pistas+	OXIDE	10			
2	Corte pistas	Straight Cut				pistas1	-	2
3	Pistas1	Planar Fill	Poly1	POLYSILICON	0			
4	BasePoly2	Stack Material	Aislante	PSG	5			
5	Corte pistas2	Straight Cut				pistas2	-	2
6	Pistas2	Planar Fill	Poly2	POLYSILICON	0			
7	BasePoly3	Stack Material	Aislante2	PSG	5			
8	Cortedipolos	Straight Cut				pistas3	-	2
9	Dipolos	Planar Fill	Poly3	POLYSILICON	0			

Figura 3-106 Proceso de fabricación de antena 4x4.

A este sistema se le aplicaron los análisis de esfuerzos y de capacitancias. Los resultados obtenidos dentro del análisis de capacitancias nos demuestran que el sistema se verá afectado por las capacitancias parásitas. Las capacitancias que se obtienen en el circuito son de 1.9 pF, por lo que no se pueden despreciar, debido a que la frecuencia a la que trabaja el sistema (430GHz) estos valores son relativamente altos. Uno de los efectos de estas capacitancias parásitas puede ser que modifiquen la frecuencia a la que trabaja el sistema, además pueden provocar un retraso en las señales de alimentación, por lo que habría una desviación no controlada del lóbulo del patrón de radiación.

En cuanto al análisis de esfuerzos se pudo observar que al aplicar un potencial muy alto (4V) las pistas empiezan a sufrir una deformación significativa. Lo anterior no representa ningún riesgo para la estructura, ya que las deformaciones son aproximadamente de 2 nN. Las capas de vidrio de fosfosilicato que hay entre cada capa de Polisilicio permiten que no existan cortos circuitos.

Posteriormente se continuó diseñando el segundo módulo de la antena, el cual esta compuesto por 4 defasadores que alimentarán la señal defasada a cada columna vertical del arreglo. Para esta parte primero se construyó el microinterruptor que realizará la conexión de las pistas a elegir. Para esta parte se eligió el microinterruptor en paralelo¹, debido a que es menor en tamaño que los microinterruptores de membrana¹ y tiene mejor desempeño que los microinterruptores en serie¹, ya que la señal no viaja por medio del cuerpo del microinterruptor y por tanto hay menos pérdida por inserción. El microinterruptor se diseño con un ancho de 93μm y un largo de 219μm. Estas medidas se eligieron arbitrariamente.

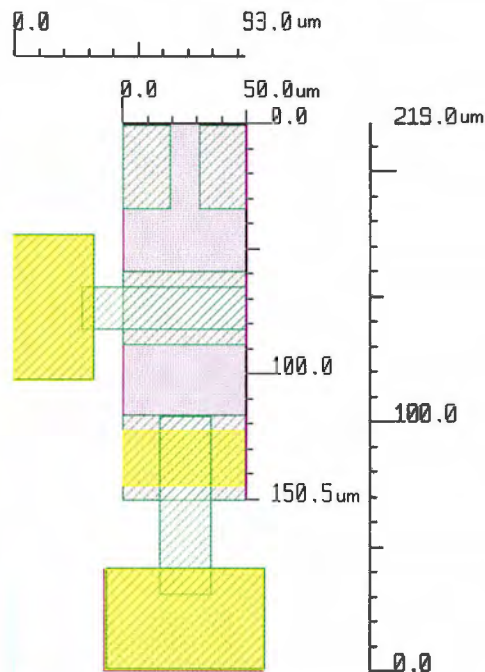


Figura 3-107 Medidas del microinterruptor.

¹ Varela, Gutierrez, Camacho. Diseño de microinterruptores electrostáticos del tipo RF MEMS. 2007.

Para cada defasador se necesitarán 4 microinterruptores, cada uno para elegir la ruta de 0° , 45° , 90° y 135° respectivamente. El diagrama del defasador se muestra en la figura siguiente:

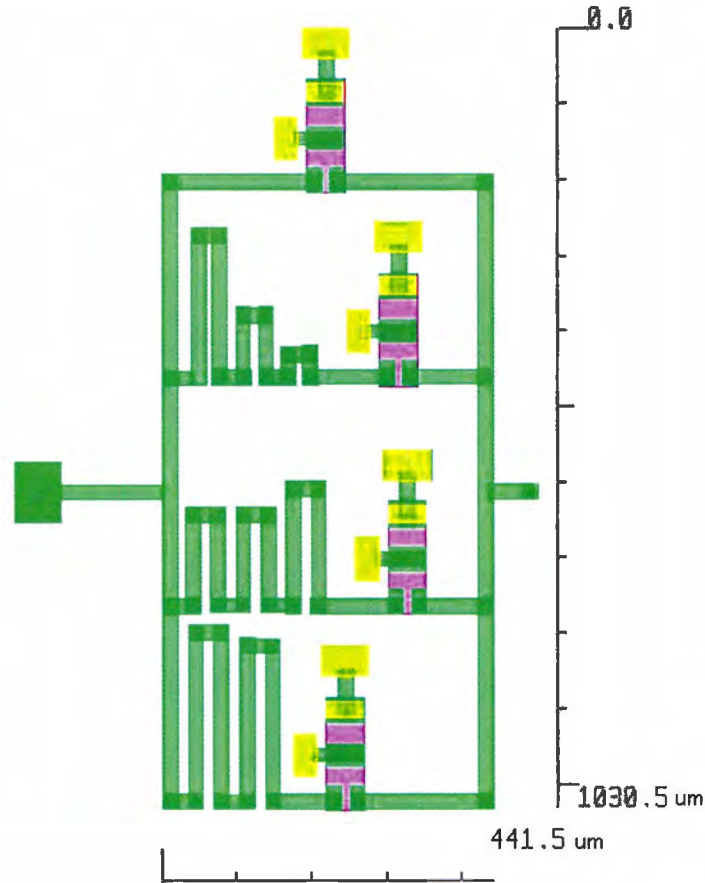


Figura 3-108 Diagrama del defasador.

El defasador a 0° , tiene una distancia de 2λ , y en base a esta distancia se realizó el cálculo para las otras 3 trayectorias. Para 45° es $2\lambda + \frac{1}{4}\lambda$, para 90° es de $2\lambda + \frac{1}{2}\lambda$ y finalmente para 135° es de $2\lambda + \frac{3}{4}\lambda$.

El diseño del defasador se realizó utilizando el primer y último nivel de Polisilicio, el nivel de Poly 1 para realizar las pistas, y el nivel de Poly 3 para realizar el ancla y la viga de los microinterruptores. El nivel de Poly 2 se utilizó únicamente para realizar un pequeño capacitor antes de cada defasador para el desacoplo de las señales de corriente directa que son utilizadas para activar los microinterruptores. Con estos capacitores de desacoplo, se protege el generador que se conecta a la entrada, al igual que a las pistas de

una diferencia de potencial, provocada por los 4 voltajes de actuación, que puedan quemarlas.

El nuevo proceso de fabricación utilizado se muestra en la siguiente figura:

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Etch Depth	Mask Off
0	Tierra	Substrate	Tierra	SILICON	20	SubstrateMask			
1	Conformal Shell	Conformal Shell	Pistas+	OXIDE	5				
2	Corte pistas	Straight Cut				pistas1	-	2	0
3	Pistas 1	Planar Fill	Poly 1	POLYSILICON	0				
4	BasePoly2	Stack Material	Aislante	PSG	5				
5	Corte pistas2	Straight Cut				pistas2	-	2	0
6	Postes acoplador	Straight Cut				acoplador	-	5.5	0
7	Pistas2	Planar Fill	Poly2	POLYSILICON	0				
8	BasePoly3	Stack Material	Aislante2	PSG	5				
9	Cortedipolos	Straight Cut				pistas3	-	2	0
10	Postes pistas1	Straight Cut				postes1	-	10.5	0
11	Postespistas2	Straight Cut				postes2	-	3.5	0
12	Dipolos	Planar Fill	Poly3	POLYSILICON	0				

Figura 3-109 Proceso de fabricación del sistema en conjunto.

Este proceso primero comienza colocando una capa de Silicio (oblea) de 20 μm de espesor, con una forma cuadrada de 4000 μm x 4000 μm . Posteriormente se oxida el Silicio agregando vapor de agua a 1000 $^{\circ}\text{C}$ hasta tener una capa de 5 μm de espesor de SiO₂. Esta capa sirve para crear las cavidades donde se depositará el primer nivel de Polisilicio, el cual se utiliza para crear las pistas de alimentación de las antenas, las pistas del defasador y la base de los microinterruptores. Después se utiliza una placa de Fotorresist para grabar el óxido. Al colocar el Fotorresist se coloca la Mascarilla 1 de Cavidades para polimerizar y enducir el Fotorresist con la luz ultravioleta. La mascarilla cubre las partes del Fotorresist que no se van a radiar y no se van a endurecer. Posteriormente se usa HCl (Ácido clorhídrico) y NH₄OH (Hidróxido de Amonio) como gravante para retirar el Fotorresist. Una vez hecho lo anterior, se gravan 2 micras el óxido de silicio con HF (Ácido Fluorhídrico) para remover las partes del óxido que no están protegidas con el Fotorresist y generar las cavidades. Después se grava el resto del Fotorresist para removerlo completamente y se agrega una capa de polisilicio de 2 micras. Este polisilicio es dopado con fósforo para reducir su resistividad hasta 10 Ω/cm^2 y funcionar como conductor.

Después se coloca una capa de PSG (Vidrio de Fosfosilicato) de 5 μm de espesor como base (aislante) para la segunda capa de Polisilicio, la cual realiza la función de pistas de

alimentación de tierra y como una de las placas de los capacitores de desacoplamiento. Se excava a una profundidad de 2 μm sobre el PSG mediante una capa de Fotoresist que se grava con HCL y NH_4OH y después con HF. Una vez hecho esto, se coloca la segunda capa de polisilicio (pistas de alimentación de tierra) de 2 micras de espesor. Al igual que la primera capa de polisilicio es dopada para reducir su resistividad.

Ya que se tienen las pistas de alimentación y tierra, se coloca la segunda capa de PSG también de 5 μm de espesor, la cual sirve como aislante entre la segunda y tercera capa de Polisilicio. Después de colocar la capa de aislante, se procede a realizar excavaciones (con la ayuda de Fotoresist) a diferentes profundidades. Primero se realiza una excavación de 10 μm que atraviesa las 2 capas de PSG de tal manera que se pueda crear la separación de aire donde se moverá el microinterruptor, luego se realiza una excavación de 10.5 μm , la cual sirve para unir el primer nivel de las pistas con el de los dipolos, y también para crear las anclas de los microinterruptores. Posteriormente se realiza una excavación a 2 μm para realizar los moldes de los dipolos, y sobre esa excavación, se perfora en ciertos puntos 3.5 μm más para realizar la interconexión entre dipolos y las pistas de tierra.

Después de tener todas las excavaciones, se rellena con el tercer nivel de Polisilicio, el cual constituye el cuerpo de los dipolos, los postes de interconexión de los 2 niveles anteriores de Polisilicio y el ancla y viga de los microinterruptores.

Cabe destacar que el proceso que se diseñó en ConvectorWare se utiliza el proceso para depositar denominado Planar Fill. Este proceso que consiste en depositar material de manera que la última capa de material quede a un mismo nivel (sin importar si existen o no cavidades), no es posible desarrollarlo en el INAOE. Los procesos que se utilizan en el INAOE depositan material de forma uniforme de manera que si se deposita material sobre una superficie con cavidades, el material depositado no quedará perfectamente plano, adoptará la forma de la superficie sobre la cual fue depositado.

El diagrama completo se muestra en la siguiente figura:

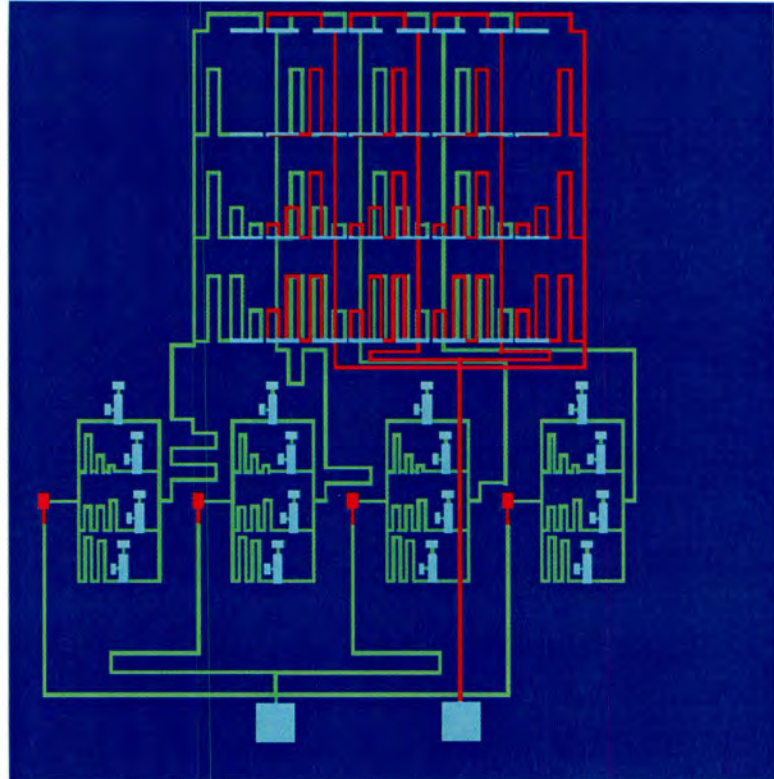


Figura 3-110. Diseño completo.

En esta figura se puede apreciar tanto las pistas de alimentación, las pistas de tierra, y los cuatro defasadores de 0° , 45° , 180° y 270° .

Para poder observar mejor los defasadores, estos se muestran en las figuras 3.10.10 y en corte transversal en la figura 3.10.11.

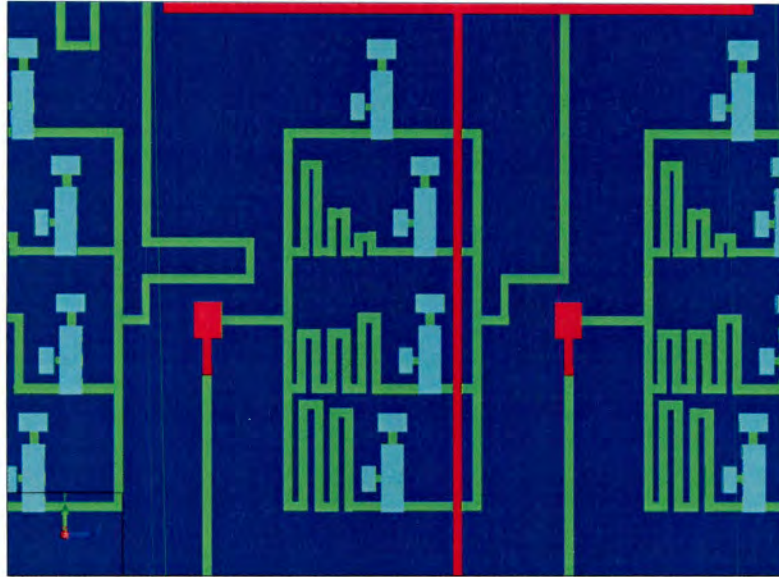


Figura 3-111 Defasadores.

Se puede apreciar de esta figura que poseen capacitores para desacoplar la señal, estos se muestran en color rojo. Se debe de notar la importancia de estos capacitores, ya que sin ellos el voltaje podría quemar las pistas.

En la figura 3-112 se muestra un corte transversal de los defasadores:

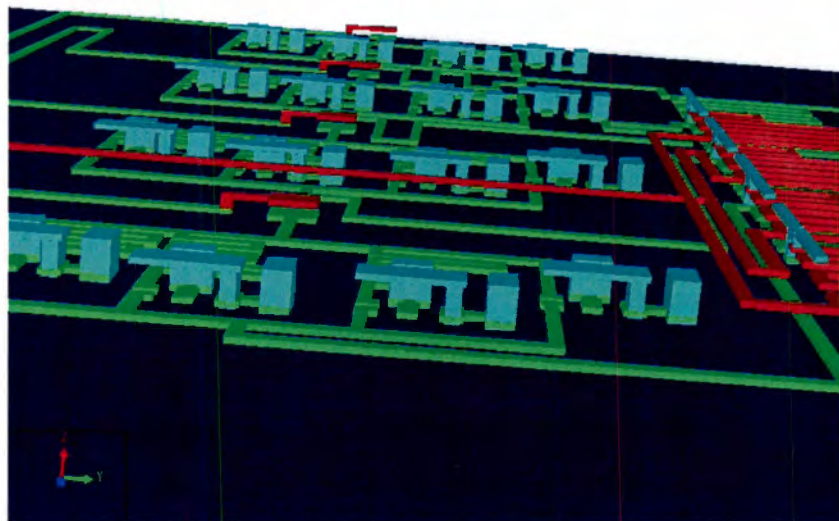


Figura 3-112 Defasadores vista transversal

De esta imagen podemos apreciar las estructuras que se necesitaran grabar en el MEMS durante la fabricación, siendo los más importantes los interruptores, así como las pistas de los defasadores.

4. CONCLUSIONES

Después de haber investigado durante casi nueve meses, llegamos a las siguientes conclusiones. Habiendo hecho primero las pruebas con 7 defasadores, encontramos que el patrón de radiación se modificaba dependiendo de la fase con la que se alimentaran los dipolos. Sin embargo para identificar y caracterizar mejor el movimiento del patrón se fabricaron defasadores intermedios. Estas nuevas mediciones nos dieron más información de cómo cambiaba el patrón de radiación de la antena. Teniendo los resultados de todos estos defasadores pudimos concluir que el arreglo de antenas propuesto tiene un comportamiento cíclico, es decir que el patrón de radiación a 0° es el mismo que a los 360° .

Sin embargo los patrones de radiación obtenidos en la práctica están alejados de lo que nos dice la teoría, por las siguientes razones:

Debido a las limitaciones del equipo de medición tuvimos que hacer las pruebas a 9.5GHz que es la única frecuencia a la que trabaja éste equipo. A estas frecuencias tenemos pérdidas debido a muchos factores. Uno de estos es el efecto piel, el cual al tener muy altas frecuencias en un conductor, la señal comienza a viajar en los extremos del conductor y no en el centro causando pequeñas radiaciones en el medio. Este efecto también aumenta la resistividad del material en este caso el cobre.

Otro de los factores causados por las altas frecuencias es que, al tener pistas de mucha longitud, así como el defasamiento en cada uno de los elementos del arreglo de antenas, causa que la potencia caiga considerablemente, alrededor de 10 dBm, disipándose la mayor parte antes de llegar a los dipolos radiadores. Esta es una consecuencia directa de el efecto piel y de el aumento de la resistividad en el conductor. En cuestión de la eficiencia de la antena, es difícil de estimar debido a que es relativa a la aplicación y al equipo de recepción. Pueden existir antenas con una gran ganancia de recepción y otras con menos, y este factor es el que determina la eficiencia de las antenas en cuestión.

Otro factor importante que afectó para que en las pruebas no se obtuvieran los resultados previstos fueron las radiaciones parásitas. Debido a que las pistas de alimentación y los

defasadores tienen una longitud considerable, estos funcionan como elementos radiadores, afectando negativamente la concentración de la potencia radiada.

Por otra parte el material que se utilizó para la construcción, baquelita, provoca la generación de capacitancias parásitas, ya que funciona como un dieléctrico entre dos conductores. Estas capacitancias parásitas provocan defasamientos en las señales, por lo que la señal radiada sufre de cambios imprevistos como la aparición de lóbulos parásitos, atenuación de la señal. La suma de estas dos capacitancias parásitas causaron que los patrones de radiación de la antena no fueran uniformes alterando de cierta manera los movimientos del lóbulo principal así como creando lóbulos no deseados.

Un punto importante que se debe mencionar es que se comprobó que el plano de tierra, que teóricamente funciona como un reflector para lograr que la mayor parte de la señal sea radiada hacia delante (0°), no sirve en la práctica y lo único que provoca es que la mayor parte de la señal sea reflejada hacia atrás. Por lo anterior se recomendaría que si se llegaran a realizar diseños posteriores se elimine el plano de tierra por completo, ya que se pudo comprobar que éste genera un efecto negativo en el arreglo.

A pesar de que los resultados obtenidos no fueron los esperados si se pudo comprobar con las pruebas realizadas con el arreglo sin plano de tierra, que dependiendo del defasamiento de la señales de alimentación que se aplica entre cada columna de dipolos es el movimiento del patrón de radiación. El lóbulo principal se mueve entre 315° y 15° , pasando por 0° , lo que quiere decir que tiene 60° grados de libertad. Además se comprobó que el comportamiento es cíclico, es decir se obtiene la misma directividad y ganancia a 0° como 360° .

Otra conclusión a la que se llegó con las pruebas realizadas es que con defasamientos de entre 112.5° y 202.5° se elimina prácticamente por completo la radiación hacia atrás y se incrementa la concentración de potencia entre 0° y 180° pasando por 90° .

Para evitar todos los efectos negativos mencionados anteriormente (efecto piel, capacitancias parásitas, etc.) se puede considerar que los prototipos de macro escala sean

construidos mediante un proceso automatizado y con materiales de mayor conductividad como la plata. Con prototipos de esta naturaleza se podría realizar una comparación de desempeño en cuestión de la habilidad de eliminar las capacitancias parásitas provocadas por la baquelita y las pérdidas por la resistividad del material. Sin embargo, la diferencia de conductividad entre el cobre y la plata es $0.034 \times 10^{-6} \text{ S/m}$. También se recomienda utilizar pistas con diseños más curvos, que no posean trayectorias con cambios muy abruptos, ya que con cambios de dirección de 90° y altas frecuencias existen fugas de corriente. Lo que provoca radiaciones parásitas.

Para el prototipo en micro escala se trató de seguir todas las especificaciones del INAOE, sin embargo por la complejidad de la estructura se tienen que hacer excavaciones a diferentes niveles y esto aún no se puede realizar en el INAOE.

Se pudo concluir que no es conveniente utilizar interruptores de meandros o membrana para los defasadores, ya que estos ocupan una superficie muy grande y su implementación en una oblea de $4000\mu\text{X}4000\mu$ es prácticamente imposible. Para el defasador es mejor utilizar interruptores serie o paralelo, debido a que ocupan una superficie mucho menor y permiten cumplir con las especificaciones del INAOE.

Una de las principales conclusiones a las que se llegó en el diseño en micro escala fue que es necesario colocar un capacitor de acoplamiento a la entrada de los interruptores del defasador. Lo anterior se debe a que el voltaje de actuación del micro interruptor paralelo es muy grande (del orden de 1.36V), y una diferencia de potencial causada por uno o más de estos voltajes de actuación, puede generar una corriente dentro de las pistas que al ser muy grande lleve a quemar las pistas de alimentación debido a la baja resistencia que tienen. La opción más sencilla para lograr el acoplamiento es crear capacitores de placas paralelas en la estructura. Para realizar este capacitor, se realizó la primera placa conductora utilizando el primer nivel de polisilicio y la segunda placa con el segundo nivel de polisilicio; como dieléctrico se utiliza el vidrio de fosfosilicato que sirve como base para el segundo nivel de polisilicio. Sin duda para diseños posteriores esta premisa debe ser considerada como fundamental, ya que sin estos capacitores el circuito puede llegar a quemarse.

Las pruebas que se realizaron en el prototipo en micro escala demostraron que las capacitancias parásitas que se generan son del orden de pico faradios. En la teoría estas capacitancias con esta magnitud son despreciables, sin embargo en la práctica y a la frecuencia a la que estaría trabajando, el micro dispositivo sufriría en su desempeño.

Al igual que en el prototipo en macro escala el diseño en MEMS debe mejorarse para que las curvaturas en los defasadores y en las líneas de alimentación no sean tan pronunciadas, para que de esta manera se evitan las fugas de corriente que provocan radiaciones parásitas, las cuales afectan el desempeño de nuestro sistema y así los resultados deseados.

REFERENCIAS

- [1] Memsnet.org. (2005). Procesos de fabricación. Recuperado el 20 de abril de 2007. [En línea]. Disponible en: <http://www.memsnet.org/mems/processes/>
- [2] CoventorWare™, “Using CoventorWare™”, Jun. 2006, U1-1 – U1-5.
- [3] CoventorWare™, “Designer”, Jun. 2006, D3-1 – D5-1.
- [4] Gad-el-Hak, M., “The MEMS Handbook”, United States, CRC Press, 2002.
- [5] De Los Santos, H., “RF MEMS circuit design for wireless communications”, United States, Artech House, 2002.
- [6] Varadan, V., Vinoy, K. y Jose, K., “RF MEMS and their applications.”, United States, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [7] Maluf, N., “An introduction to Microelectromechanical Systems Engineering.”, United States, Artech House, 2000.
- [8] Balanis, Constantine. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons. USA. 1982.
- [9] Dieter, Wolf. *Radar Techniques Using Array Antennas*. Institution of Electrical Engineers. London, United Kingdom. 2001.
- [10] Fourkis, Nicholas. *Paced Array-Based: Systems and Applications*. John Wiley & Sons. USA. 1997.
- [11] Rebeiz, Gabriel M. *RF MEMS: theory, design and technology*. New York : J. Wiley, 2003.
- [12] J.D. Graus, “Antenas since Hertz and Marconi, “ *IEEE Trans. Antennas Propagation*., Vol. AP-33, No 2, pp. 131-137, Febrero 1985.
- [13] Application Note 3622 Small loop Antennas: Part 2- Field Test (Septiembre 2005) Recuperado el 15 de agosto del 2007 [En línea] Disponible en: <http://media.maximic.com/images/appnotes/3622/3622Fig06.gif>
- [14] CCrane WiFi pattern(2006). Recuperado el 15 de mayo del 2007. [En línea]. Disponible en: <http://www.ccrane.com/images/faqs/wifi%20gain%20pattern.jpg>
- [15] INAOE. *Diseño de microestructuras*. México. 2005
- [16] INAOE. *Laboratorio de manufactura de circuitos integrados*. Recuperado el 12 de abril del 2007. [En línea] Disponible en http://www-elec.inaoep.mx/espanol/laboratorios/manufactura_cis.html

- [17] Dinkel, W.LUCAS-NÜLLE - L@bsoft. *Curso L@bsoft*. Alemania. 2006.
- [18] Berkeley University. *SUGAR*. Recuperado el 23 de julio del 2007. [En línea]
Disponibile en <http://www-bsac.eecs.berkeley.edu/cadtools/sugar/sugar/>
- [19] Mori, M., Gontcharenko, I. Software *MMANA-GAL*.(2007) Recuperado el 10 de Marzo del 2007. [En línea].
Disponibile en <http://mmhamsoft.amateur-radio.ca/MMANA/index.htm>
- [20] Coventor Inc. Software *CoventorWare*™. 2006. Recuperado el 12 de Marzo del 2007. [En Línea]. Disponible en <http://www.coventor.com/CoventorWare™/>
- [21] Consideraciones generales sobre las antenas (2006) Recuperado el 1 de septiembre del 2007 [En línea]. Disponible en:
http://www.geocities.com/ingenieria_antenas/fig71.gif
- [22] Dendade, A. Introduction to antennas. (Agosto del 2007). Recuperado el 12 de septiembre del 2007. [En línea]. Disponible en:
http://www.analyzemath.com/antenna_tutorials/introduction_antennas.html
- [23] FEEC VUT. Microstrip Dipole. Recuperado el 3 de mayo del 2007. [En línea].
Disponibile en: http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia_en/chapter-4/4_4A.html
- [24] Electrical Engineering training series. Antenna Arrays Recuperado el 20 de junio del 2007. [En línea]. Disponible en:
http://www.tpub.com/content/neets/14183/css/14183_159.htm
- [25] Pike, J. Tactical antennas. (2007). Recuperado el 5 de mayo del 2007. [En línea].
Disponibile en:
<http://www.globalsecurity.org/military/library/policy/army/accp/ss0131/lisn2.htm>
- [26] Ramos, F. Radiocomunicaciones y fibra óptica. Recuperado el 13 de Julio del 2007.
[En línea]. Disponible en: http://www.radioptica.com/Radio/tecnol_LMDS2.jpg

ANEXOS

I) Tutorial desarrollado de *CoventorWare*TM

En el siguiente tutorial se llevo a cabo la construcción de una viga con 2 anclas, a la que se le aplicaron 3 tipos de análisis: análisis electrostático, análisis mecánico y análisis electromecánico.

Primero se comienza creando un nuevo proyecto en la ventana principal de *CoventorWare*TM.

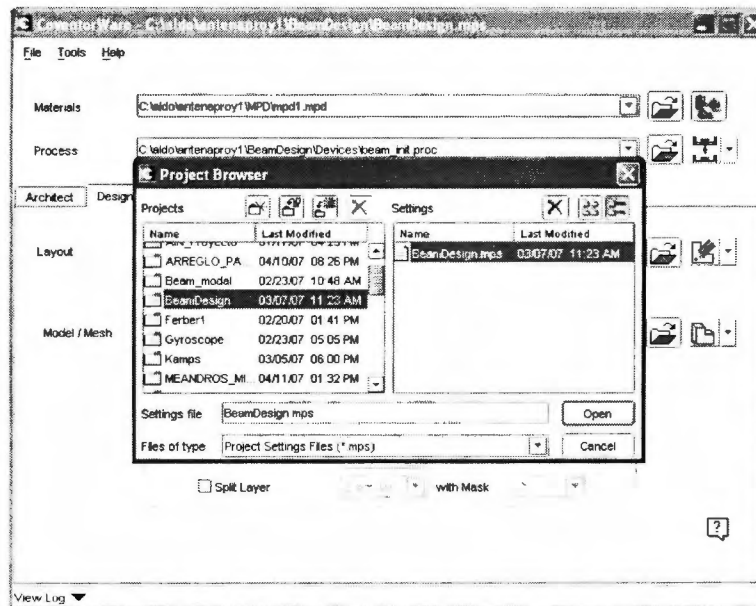


Figura I.1 Ventana del Project Browser de *CoventorWare*TM. (*CoventorWare*TM, 2007)

Desde la ventana de Project Browser se pueden crear nuevos proyectos, abrir proyectos existentes e importar tutoriales para practicar y aprender todas las características de *CoventorWare*TM.

Elegimos el proyecto llamado “BeamDesign.mps” en la ventana de lado derecho y le damos clic al botón Open. Posteriormente aparece la ventana principal de

*CoventorWare*TM. En esta ventana se tienen las pestañas para elegir los 3 bloques principales de *CoventorWare*TM, que son el Architect, Designer y *Analyzer*.

Para el diseño de la viga se utilizarán únicamente el bloque de Designer y el bloque de *Analyzer*. En la pestaña de Designer se tienen 4 secciones: materiales, proceso de fabricación, layout y la de modelo/malla. En materiales se puede abrir la librería de materiales que tiene *CoventorWare*TM y poder modificar los parámetros propios de cada material. También este bloque permite la creación de nuevos materiales para poder declararlos en la librería de *CoventorWare*TM y poder usarlos en el diseño de MEMS. Para el tutorial no se necesita modificar ningún material por lo que no se utilizará esa sección.

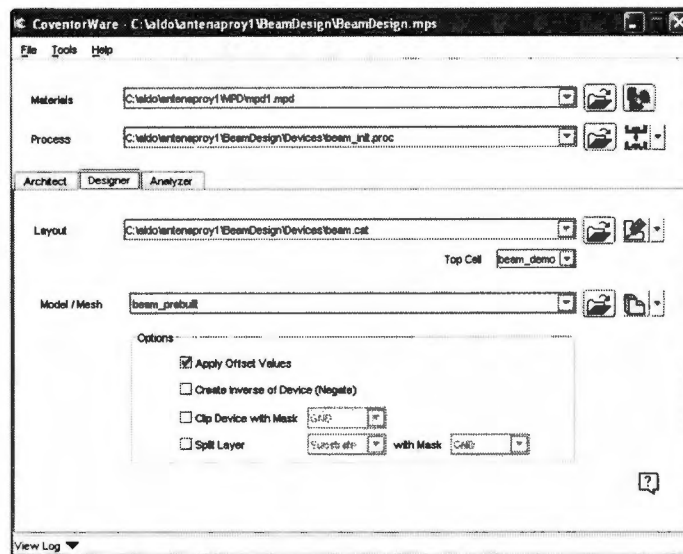


Figura 1.2 Ventana principal de *CoventorWare*TM. (*CoventorWare*TM, 2007)

La sección de Process permite crear el archivo que tendrá todo el proceso de fabricación paso a paso, así como los materiales usados.

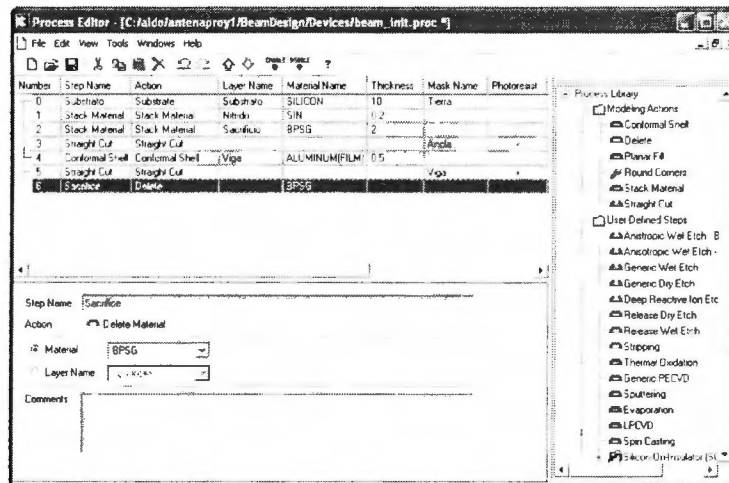


Figura I.3 Editor de procesos. (CoventorWare™, 2007)

En esta ventana como se puede ver, se declaró el proceso de fabricación utilizado para hacer una viga. Primero se coloca una capa de sustrato que será la base de la estructura. Posteriormente se añade una capa de SiN, que sirve de aislante para separar el sustrato de la estructura. Posteriormente se coloca una capa de material de sacrificio, que servirá de molde para crear la viga, el siguiente paso realiza un corte sobre el material de sacrificio que marca la forma del ancla, este hueco creado se rellena con aluminio para realizar un corte que formará el cuerpo superior de la viga. Finalmente se elimina el material de sacrificio dejando la estructura completa. Guardamos el proceso y cerramos la ventana.

Para poder declarar las formas de los cortes que se realizan en el editor de procesos, es necesario dibujar las formas en el layout editor. Este bloque permite dibujar las máscaras que serán usadas dentro del proceso de fabricación. En conjunto el editor de procesos y el layout editor son los que crean en conjunto la estructura. En la ventana de layout editor se tienen en diferentes colores las máscaras usadas, se puede escalar el tamaño del modelo y se pueden dibujar una gran variedad de formas.

En el tutorial se usaron 3 mascarar diferentes: la máscara que delimita la forma del sustrato, la máscara que realiza los cortes de las anclas y la máscara que realiza el corte para la forma de la viga. Cuando se tiene el diagrama de la estructura, guardamos y cerramos la ventana.

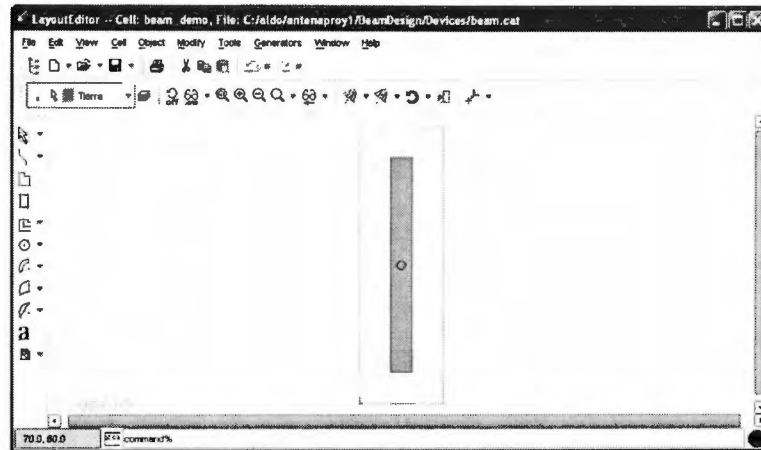


Figura I.4 Ventana del layout editor. (CoventorWare™, 2007)

Finalmente en la pestaña de Designer, hay un botón que permite la creación del modelo tridimensional basándose en el archivo del editor de procesos y el archivo del layout editor. Al presionar el botón, *CoventorWare™* genera un modelo tridimensional en un bloque llamado Preprocessor.

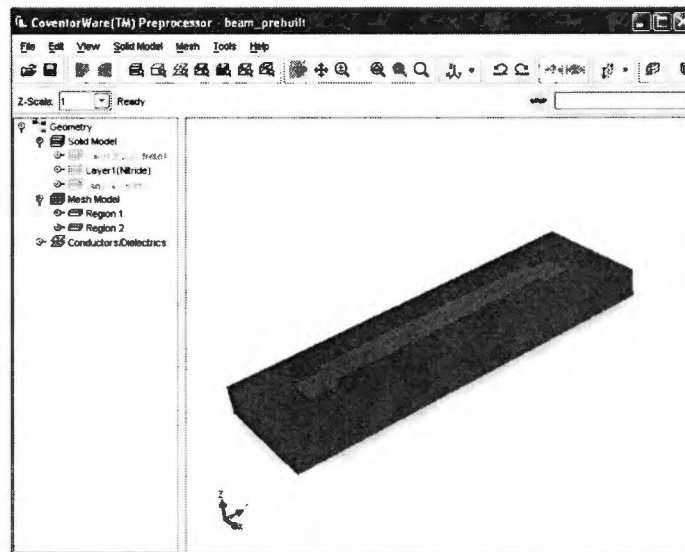


Figura I.5 Ventana de Preprocessor con el modelo tridimensional. (CoventorWare™, 2007)

En la ventana de Preprocessor elegimos las partes que serán malladas para que *CoventorWare™* pueda utilizar el método de elemento finito y poder simular las estructuras en diversos análisis. A continuación se muestra la estructura mallada. Para

mallarla, se selecciona la parte que se va a mallar en la ventana del lado izquierdo, y se da clic derecho a cada pieza para agregarla al modelo de malla. Ya en el modelo de malla se configura el tipo de malla para cada pieza.

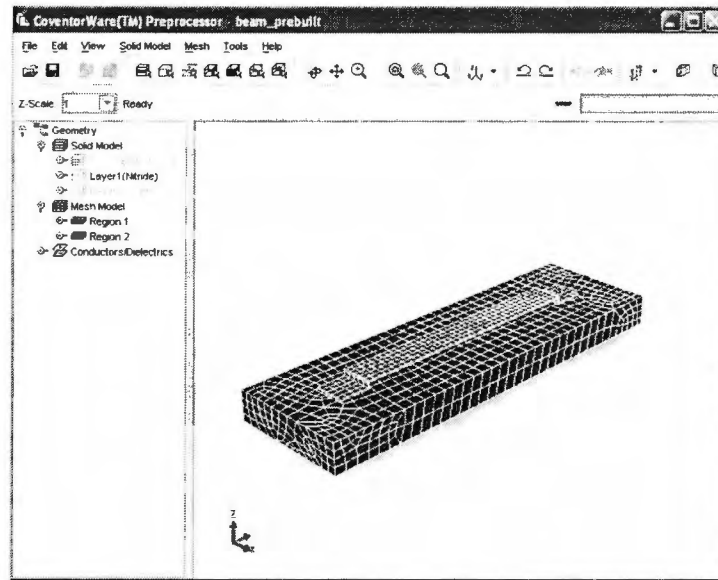


Figura I.6 Modelo tridimensional para el mallado. (CoventorWare™, 2007)

Una vez que se tiene el mallado, se guarda el archivo con la malla y cerramos la ventana. Ahora pasamos a la etiqueta de *Analyzer*, donde se realizarán las simulaciones.

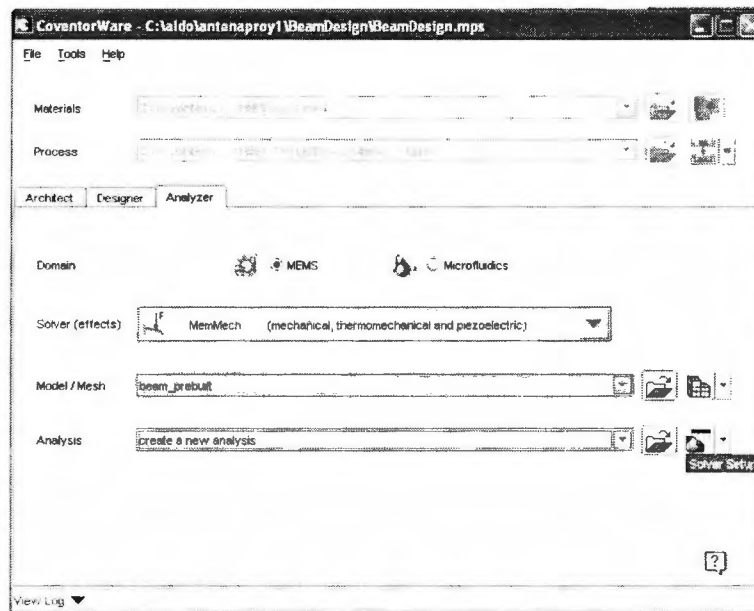


Figura I.7 Ventana de *Analyzer*. (CoventorWare™, 2007)

Primero seleccionaremos el análisis mecánico. Para esto, seleccionamos en la parte de *Solver*, la opción de *MemMech*, que realiza los análisis de esfuerzos mecánicos, termomecánicos y piezoeléctricos; y damos clic en el botón de *Mask setup*.

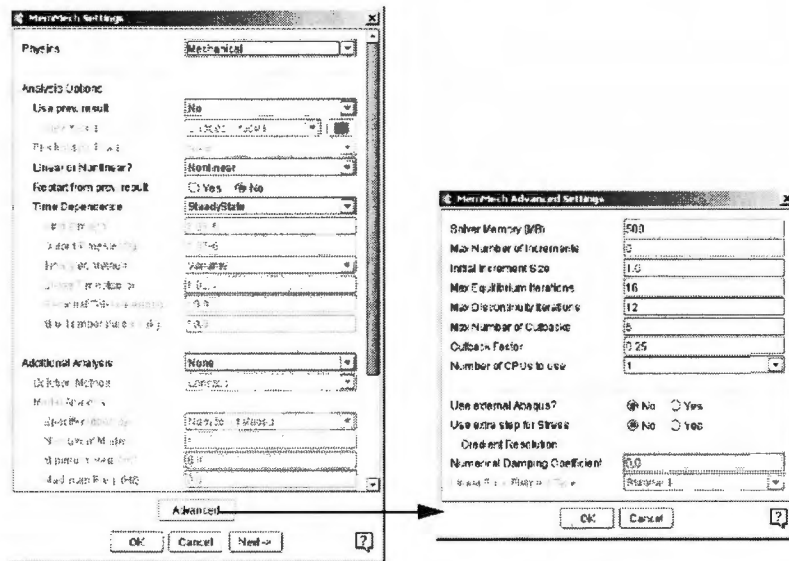


Figura I.8 Configuración de parámetros del solucionador. (CoventorWare™, 2007)

En la ventana de configuración se configuran los parámetros como el número de iteraciones a realizar en la simulación. Posteriormente se da clic en el botón *Next*. En la siguiente ventana se configuran los elementos que serán fijos y los elementos a los que se les aplicará la fuerza mecánica. En este caso se configuran como elementos fijos las anclas y la viga como el elemento que recibe el estímulo.

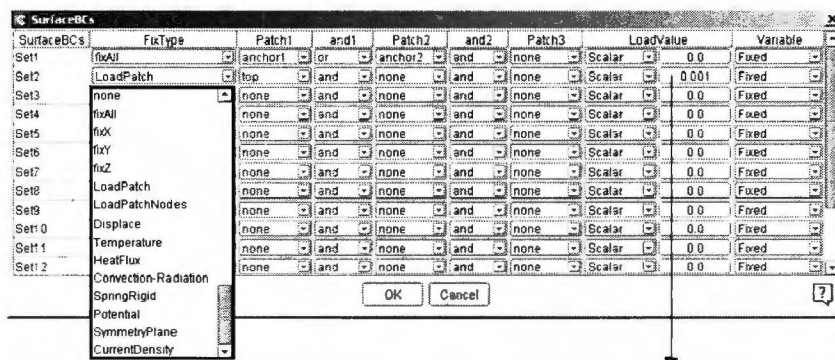


Figura I.9 Configuración de superficies para el análisis. (CoventorWare™, 2007)

Finalmente al haber terminado de configurar esos parámetros, se cierra la ventana y en el cuadro que aparece le damos clic en *Run*. Después de terminar la simulación, se obtienen los siguientes resultados:

1. Resultado de desplazamiento.
2. Resultado de fuerzas.
3. Modelo tridimensional para visualización del efecto de las fuerzas.

Los resultados se muestran en las figuras siguientes:

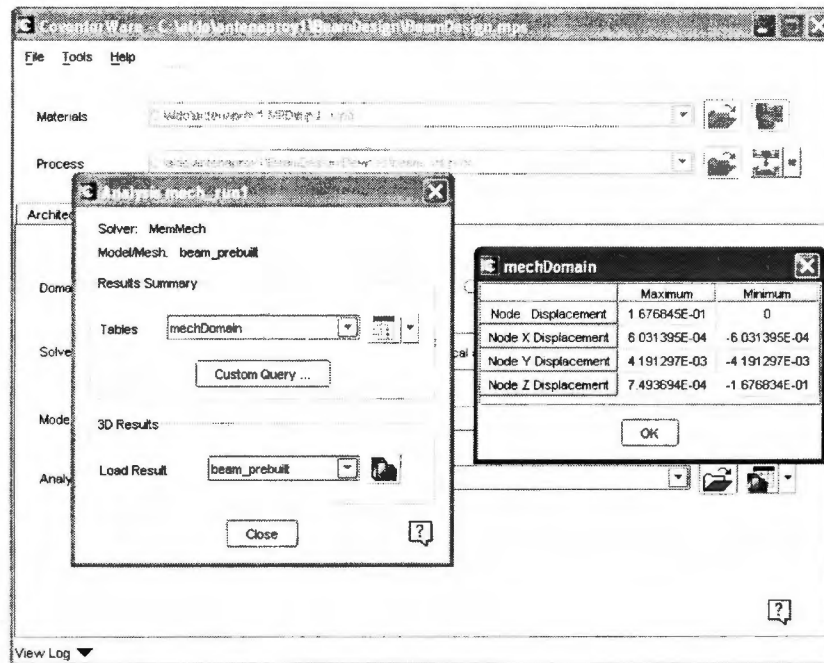


Figura I.10 Resultados de desplazamiento. (CoventorWare™, 2007)

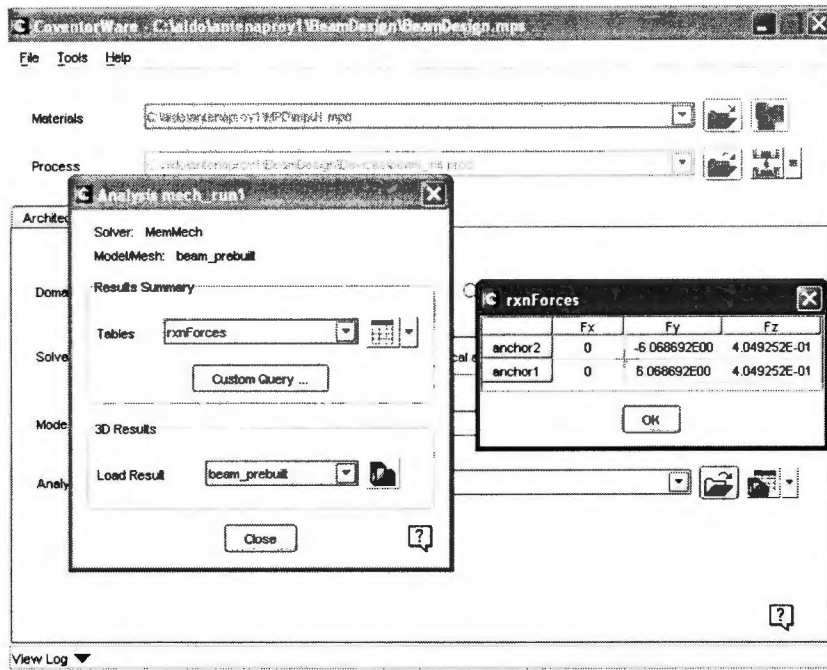


Figura I.11 Resultados de las fuerzas en X, Y y Z. (CoventorWare™, 2007)

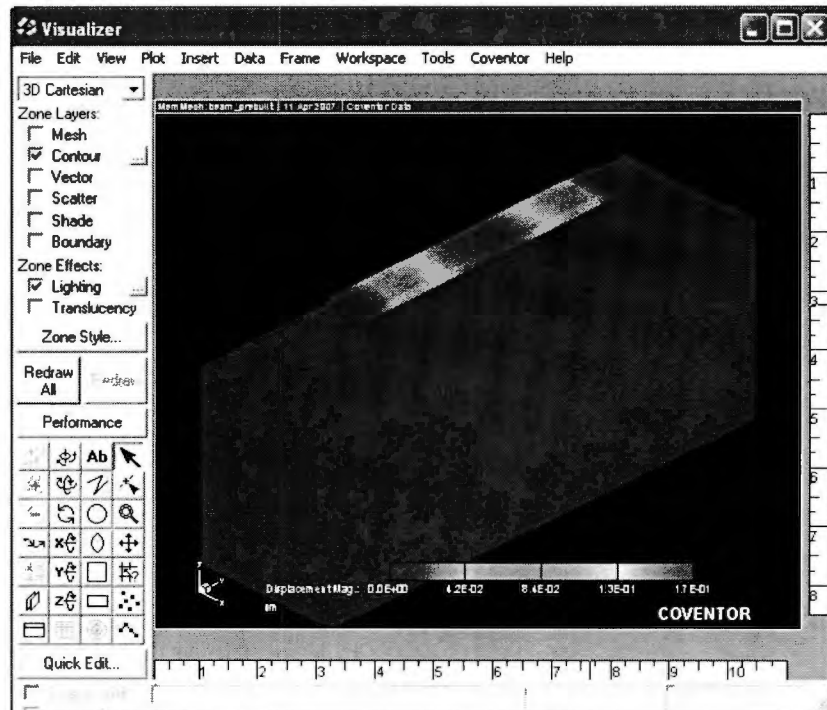


Figura I.12 Gráfico tridimensional de la estructura en reposo. (CoventorWare™, 2007)

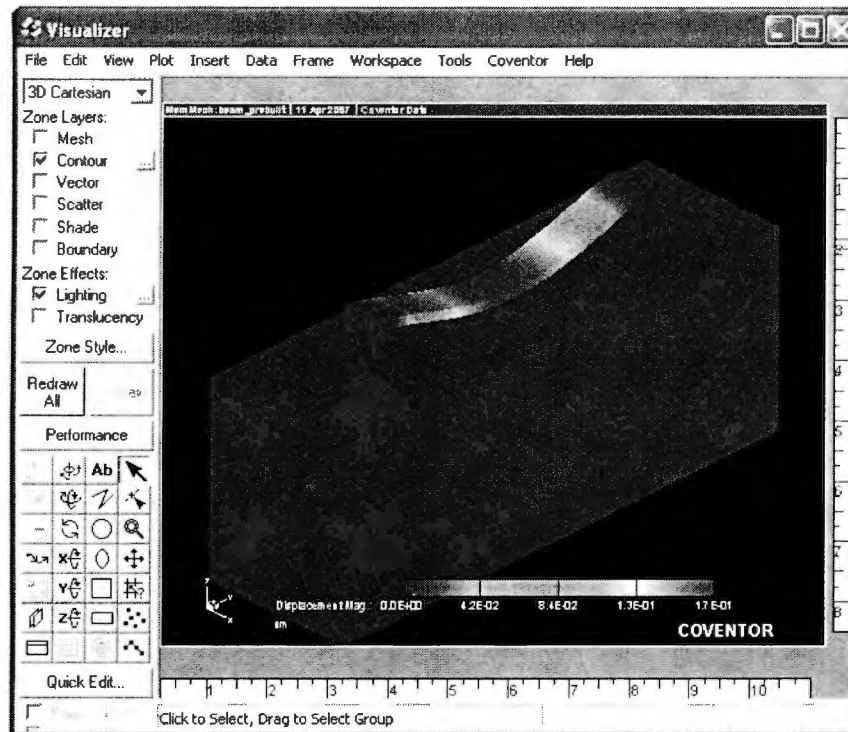


Figura I.13 Gráfico tridimensional de la estructura estresada. (CoventorWare™, 2007)

En las figuras I.10 y I.11 se pueden observar los valores de desplazamiento en cada una de las 3 direcciones (X, Y y Z), y también se puede ver la magnitud de las fuerzas en la dirección X y Y.

El segundo análisis es electrostático, en este análisis se observa la concentración de cargas en los conductores, y la matriz de capacitancias de los elementos. Para el análisis, en la ventana de *Analyzer* seleccionamos el solucionador de *MemElectro*.

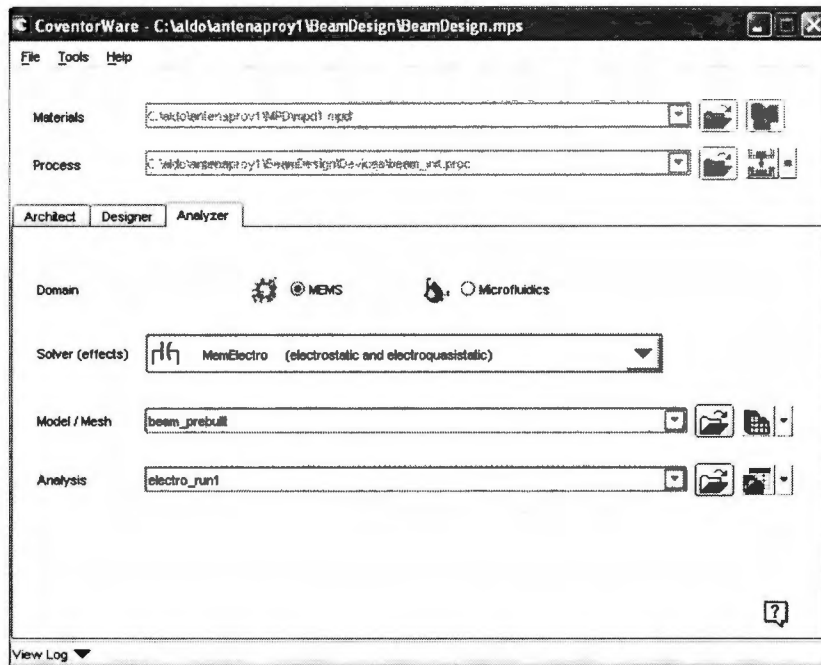


Figura I.14 Ventana de *Analyzer* con la opción de MemElectro. (CoventorWare™, 2007)

Nuevamente seleccionamos un nuevo análisis y le damos en *Solver Setup* y en la ventana de configuración podemos modificar los parámetros de la permeabilidad del espacio libre, así como el máximo número de iteraciones a realizar, la tolerancia de convergencia. Al finalizar con la configuración damos clic en *Next*.

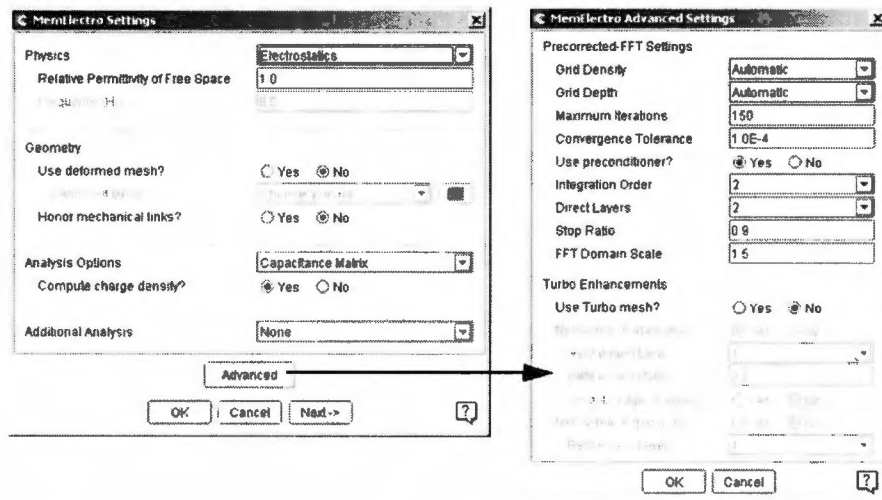


Figura I.15 Configuración de parámetros de MemElectro. (CoventorWare™, 2007)

Después tenemos que configurar las condiciones de frontera de los conductores, aquí lo que hacemos es configurar una diferencia de potencial entre los dos conductores; la viga y el plano de tierra.

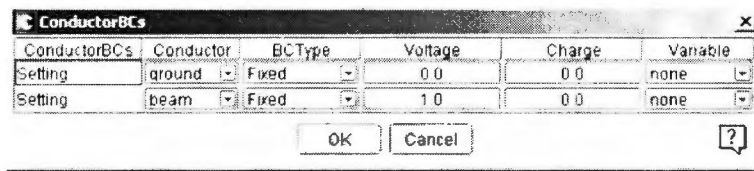


Figura I.16 Configuración de condiciones de frontera. (CoventorWare™, 2007)

Al terminar de configurar los parámetros anteriores le damos *Run* para comenzar la simulación. Al finalizar, podemos ver los resultados de la matriz de capacitancias y la concentración de cargas en los elementos.

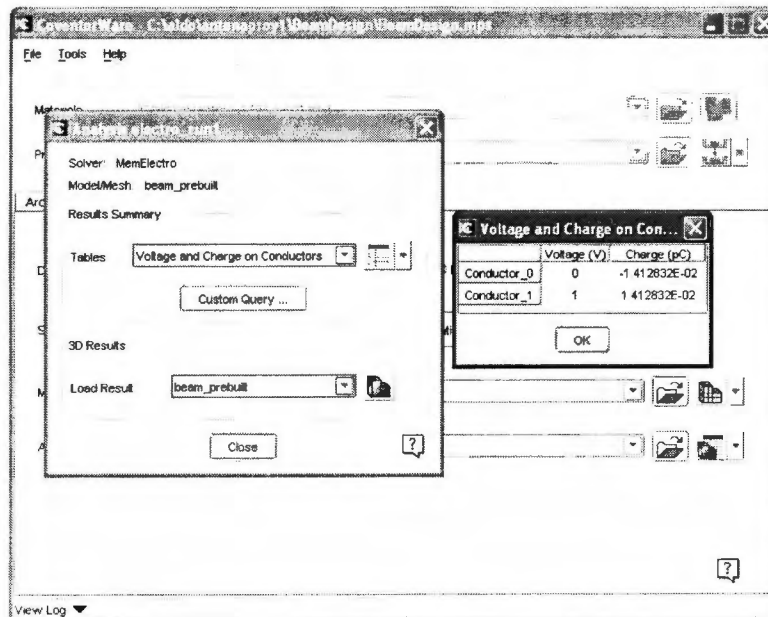


Figura I.17 Voltaje y carga en los conductores. (CoventorWare™, 2007)

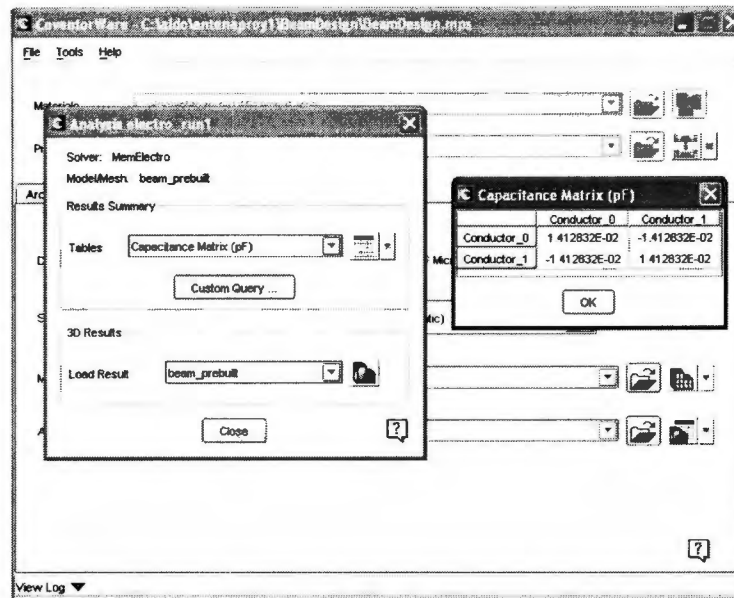


Figura I.18 Matriz de capacitancias. (CoventorWare™, 2007)

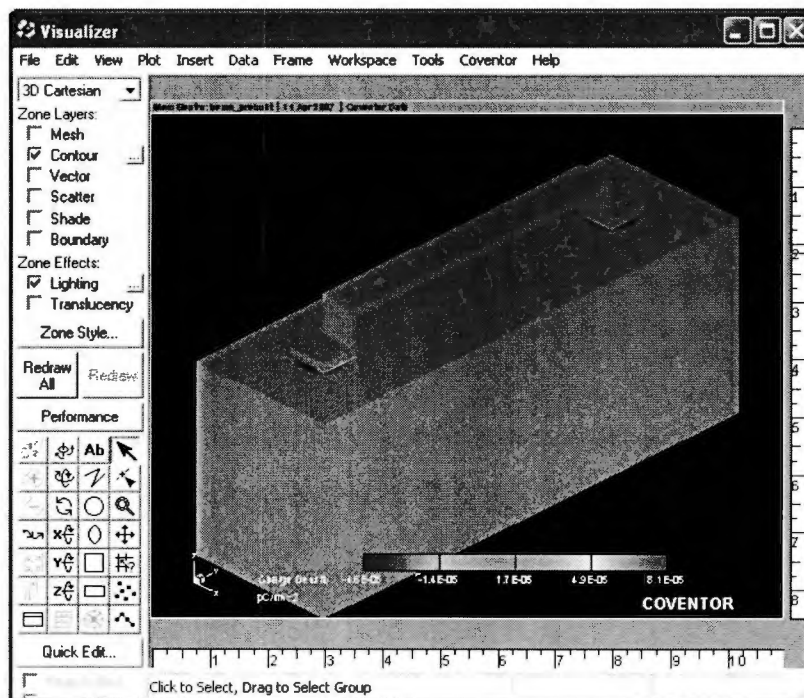


Figura I.19 Concentración de cargas en los elementos. (CoventorWare™, 2007)

En la Figura I.17 se puede ver el voltaje y la carga acumulada en los conductores, el valor del voltaje se da en Volts y la carga en picoCoulombs. En la siguiente figura, se pueden ver los resultados de la matriz de capacitancias. Todos los valores están en picoFaradios.

En la Figura I.19 se puede apreciar el modelo tridimensional, mostrando la concentración de cargas en los elementos. Se puede ver que las cargas positivas se concentran en las anclas de la viga y las negativas se concentran en la parte del sustrato que funciona como plano de tierra.

El tercer análisis es el electromecánico, en éste se busca conjuntar los efectos generados por los solucionadores mecánico y electrostático. La herramienta que nos permite este tipo de análisis es el *CoSolveEM*. En un proceso iterativo hasta llegar a un valor convergente los resultados a nivel electrostático son la entrada del análisis mecánico.

Para realizar este análisis en la ventana de *Analyzer* seleccionamos el solucionador de *CoSolveEM*. Después hacemos clic en *SolverSetup* y nos aparecerá una ventana muy similar a la de configuración de los solucionadores electrostático y mecánico.

En la ventana de configuración ponemos como variable independiente el voltaje. En este apartado también se puede fijar el tipo análisis iterativo que se requiere. El método de iteración le permite al solucionador iterar hasta cierta solución de convergencia o desarrollar una solución de pasos conjunta para los casos mecánico y electrostático.

Una vez que se han seleccionado las configuraciones del solucionador entonces se procede a correr la simulación. Después de correr la simulación nos aparecerá una ventana como la de la Figura I.20 en donde podemos elegir el tipo de análisis que deseamos realizar.

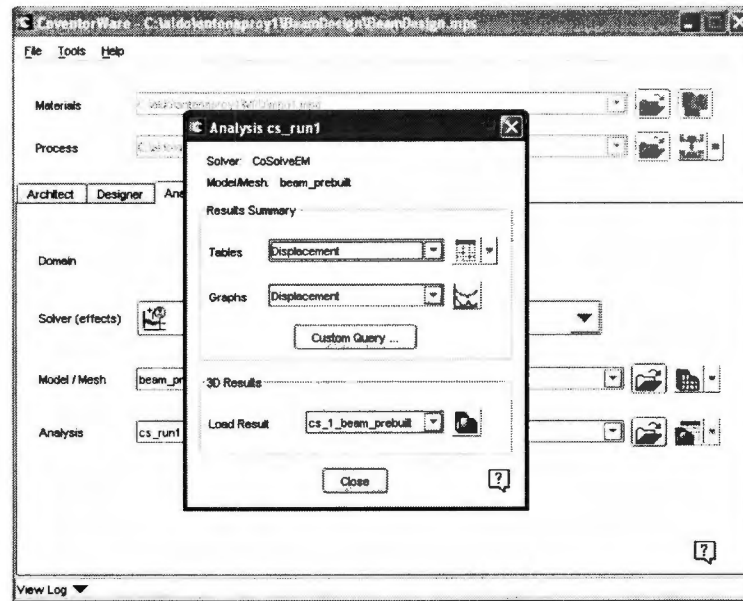


Figura I.20 Ventana de configuración de CoSolveEM. (CoventorWare™, 2007)

Para este caso el primer análisis que vamos a hacer es el de desplazamiento (*Displacement*). Después de hacer la selección corremos la simulación y nos aparecerá una ventana de resultados como en la Figura I.21

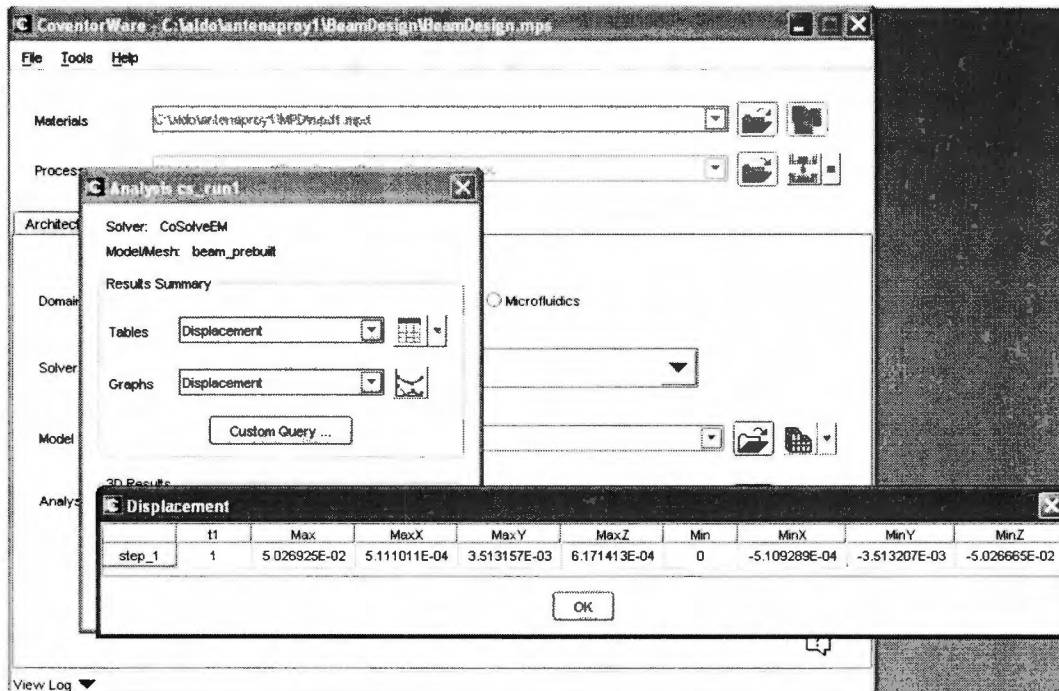


Figura I.21 Resultados de Desplazamiento de CoSolveEM. (CoventorWare™, 2007)

En la ventana de *Displacement* se muestra el desplazamiento en las direcciones X, Y y Z después de haber realizado una serie de iteraciones hasta llegar a la convergencia. Las columnas Max y Min muestran los límites de desplazamiento.

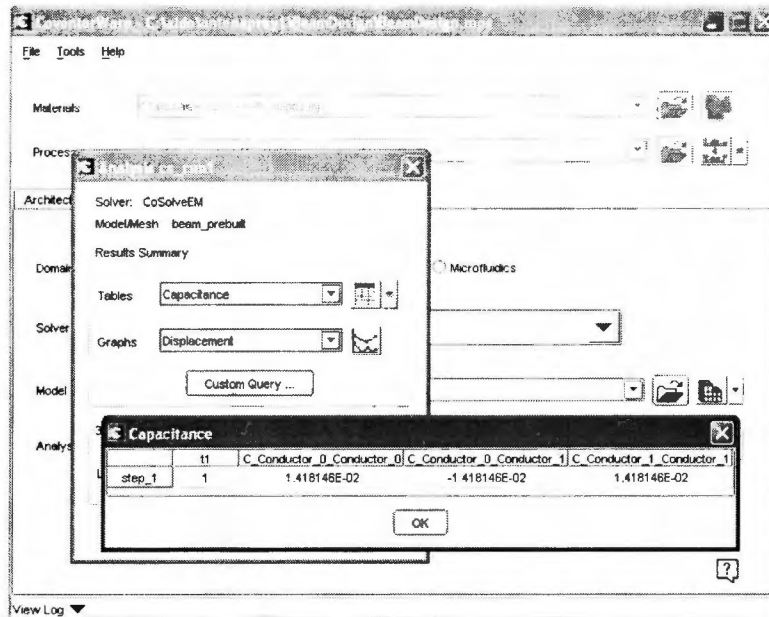


Figura I.22 Resultados de capacitancias en CoSolveEM. (CoventorWare™, 2007)

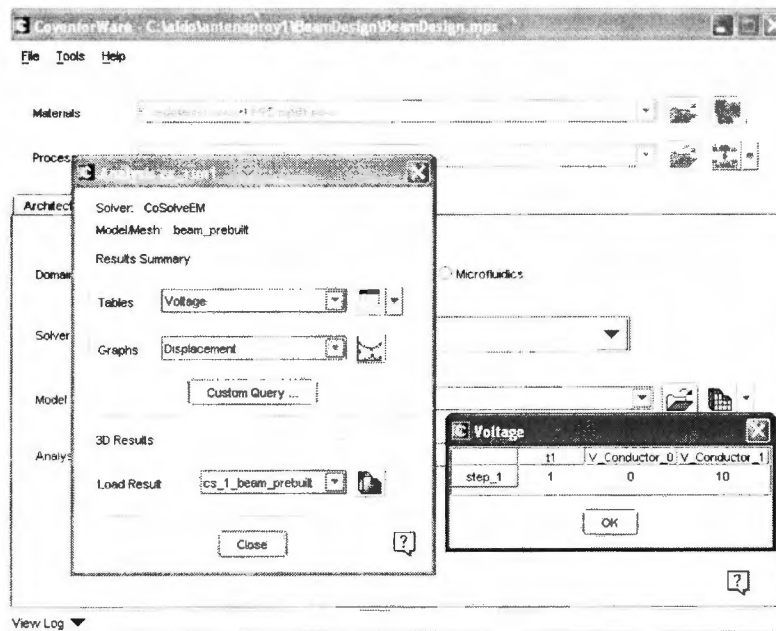


Figura I.23 Resultados de Voltajes en CoSolveEM. (CoventorWare™, 2007)

En la Figura I.22 se pueden ver los resultados de la matriz de capacitancias de la viga. El resultado de los voltajes (Figura I.23) tanto de la viga como de la tierra se pueden ver a través de la tabla que nos arroja el *CoSolveEM*, tal y como se muestra en la Figura I.23

Mediante el *CoSolveEM* también se pueden obtener los resultados de cargas y fuerzas de reacción. En la Figura I.24 se puede ver la tabla de resultados de cargas, en donde se establecen las cargas de la viga y de la de la tierra.

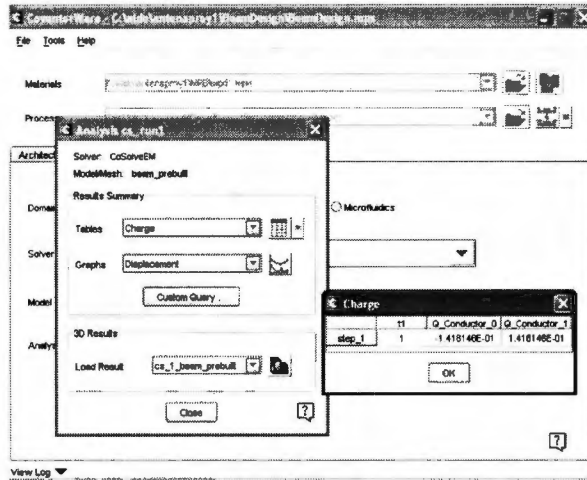


Figura I.24 Resultados de Cargas de CoSolveEM. (CoventorWare™, 2007)

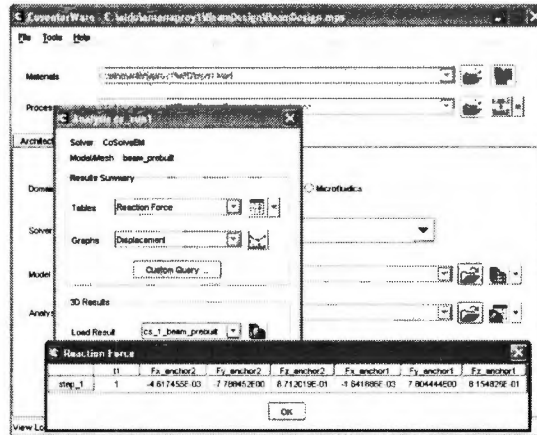


Figura I.25 Resultados de Fuerzas de reacción de CoSolveEM. (CoventorWare™, 2007)

En la Figura I.25 se muestran las fuerzas de reacción sobre las anclas de la viga.

Para realizar la simulación en 3-D mediante el *CoSolveEM* se procede a inicializar el Visualizer. Cabe destacar que *CoSolve* produce una solución tanto electrostática como

mecánica, por lo que la carga y la deflexión se muestran en la misma simulación. Cuando metemos los valores del *CoSolve* en el *Visualizer*, los resultados del *MemElectro* y *MemMech* son desplegados en diferentes columnas. En la Figura 1.26 se puede ver el resultado mecánico del *CoSolve*. Se puede observar que los resultados son diferentes a los arrojados por el *MemMech*, ya que ahora no se está aplicando una fuerza mecánica sobre la viga y la deflexión sólo es provocada por una diferencia de potencial.

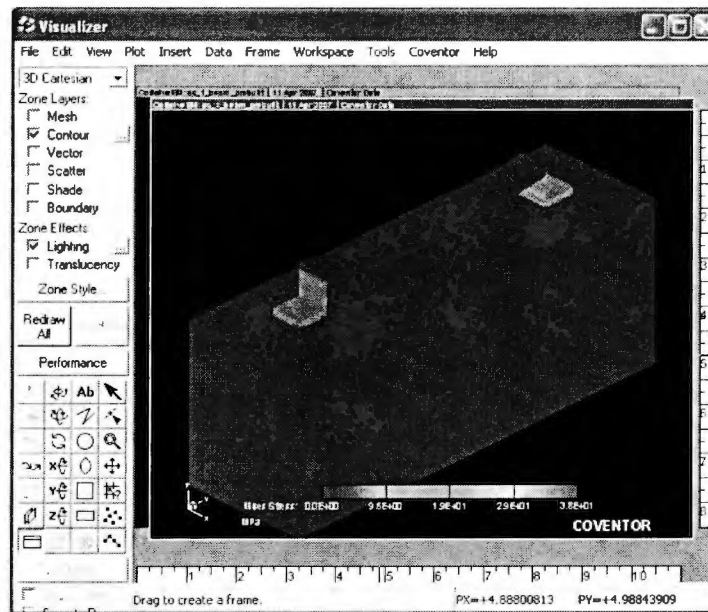


Figura 1.26 Resultados de Carga en 3-D de *CoSolveEM* en *Visualizer* (CoventorWare™, 2007)

II) Tutorial para diseño de antenas con el programa *MMANA*

El programa que se utilizó para simulación de las antenas es el *MMANA-Gal*[1], un programa de libre uso para radio aficionados, y debido a sus capacidades de simulación es una buena herramienta para hacer buenas aproximaciones de nuestros modelos.

El programa se divide en 4 secciones principales:

- Geometry
- View
- Calculate
- Far Field Plots

Sección Geometry

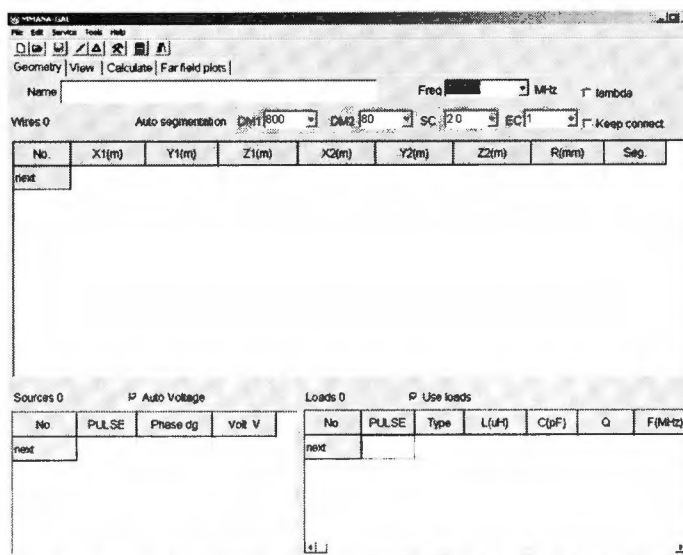


Figura II.1 Pantalla Geometry (*MMANA*, 2007)

En ésta pantalla se encuentran varios elementos con los que posteriormente vamos a estar interactuando.

Name: aquí el usuario va a poder ponerle el nombre que desee a su diseño.

Freq: aquí podemos introducir la frecuencia a la que va a estar trabajando nuestro elemento. En este caso nosotros utilizaremos un elemento que funcione a 9500MHz.

Lambda: al seleccionar ésta opción las medidas de la antena las tendremos que poner en múltiplos de la longitud de onda. Si queremos que uno de los elementos de la antena sea de $\frac{1}{2}$ de la longitud de onda tendremos que poner en el espacio indicado .5 y automáticamente el programa sabe que es $\frac{1}{2}$ de la longitud de onda de la frecuencia antes establecida.

La sección más abajo en donde se encuentran unas tablas se explicará más adelante con un ejemplo.

Sección View

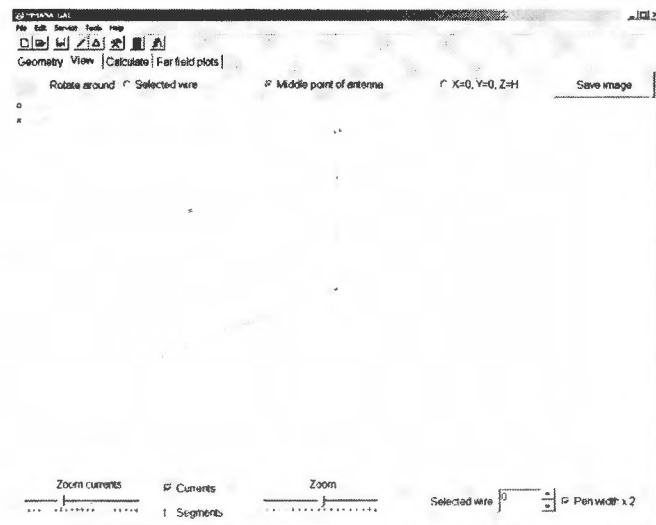


Figura II.2 Pantalla View (MINA, 2007)

Ésta sección nos ayuda a visualizar los elementos en los tres planos, X,Y,Z. Los elementos que se muestran aquí son los que se introducen numéricamente en la sección Geometry.

Sección Calculate

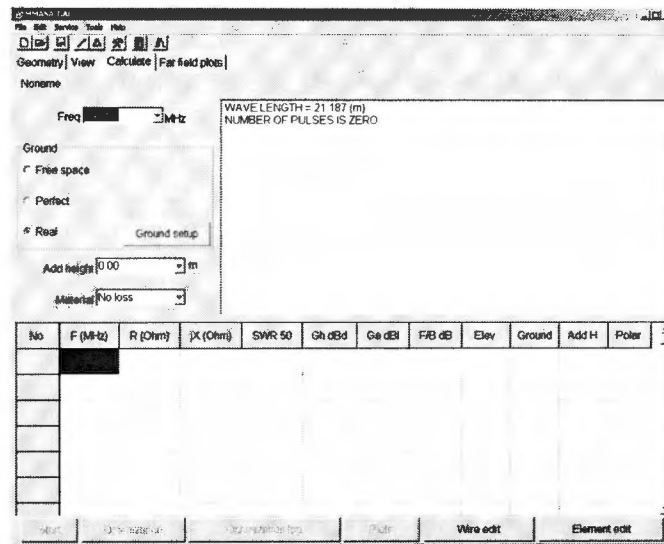


Figura II.3 Pantalla Calculate (MMANA, 2007)

En ésta sección es en donde nosotros vamos a poder comenzar a simular nuestras antenas con los parámetros que nosotros queramos.

Freq: como ya sabemos es la frecuencia a la cual vamos a estar simulando el elemento.

Ground: Aquí podemos elegir si queremos una tierra real, una perfecta, o que esté en el espacio libre. En nuestras simulaciones nosotros utilizaremos una tierra real.

Add Height: aquí determinamos la distancia que hay entre la tierra física y el elemento radiador.

Material: MMANA-Gal tiene una gran variedad de materiales como tubo o alambre de cobre, aluminio, hierro, etc. Incluso se pueden personalizar los materiales para la simulación.

Start: éste botón es el que al presionarlo automáticamente hará todos los cálculos para arrojar los resultados que son los que nos interesa analizar.

También podemos observar que en la parte inferior se muestra una tabla que nos va arrojando y guardando todas las simulaciones que vamos haciendo durante la utilización del programa.

Sección Far Field Plot

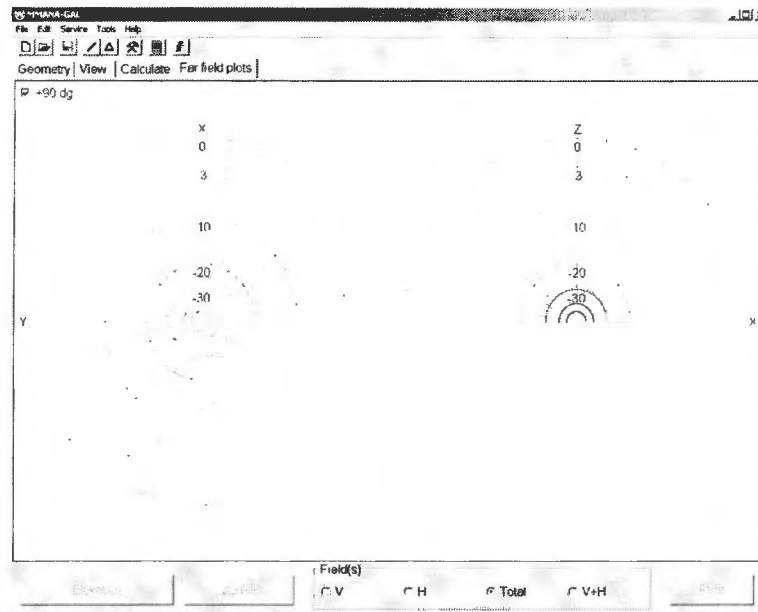


Figura 6.2.4 Pantalla Far Field Plot (MMANA, 2007)

Ésta sección sirve para visualizar el patrón de radiación en un formato polar. En donde se grafica el ángulo y la magnitud. La magnitud está dada en dB. Podemos seleccionar ver el patrón del campo eléctrico, el campo magnético, o el campo resultante.

Ahora que ya conocemos las 4 secciones principales de nuestra herramienta nos dispondremos a diseñar una antena dipolo para ejemplificar el uso del programa.

En primera instancia en la sección de geometría introduciremos el nombre del proyecto: Dipolo elemental.

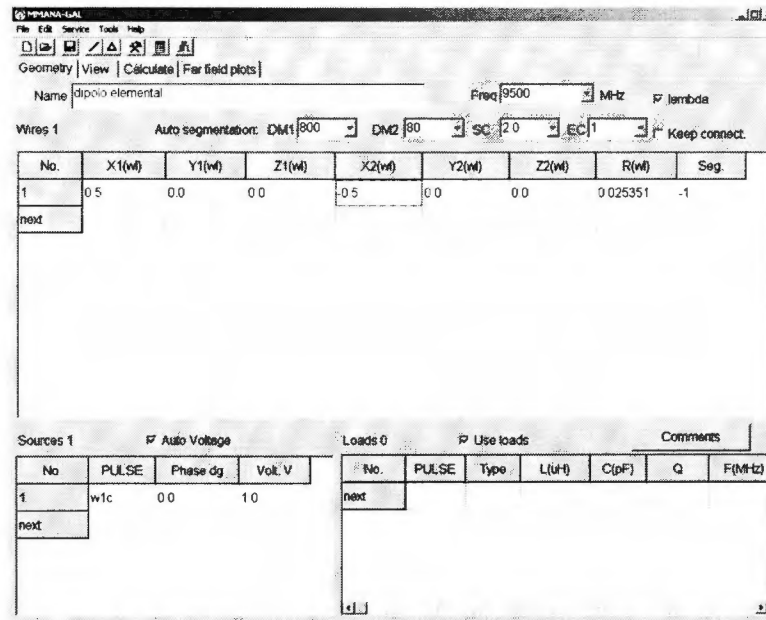


Figura II.5 Configuración de medidas del dipolo. (MMANA, 2007)

En la frecuencia pondremos 9500Mhz, y seleccionaremos la opción de lambda. En la sección inferior que dice “Wires” introduciremos los valores de nuestro nuevo elemento. Al ser un dipolo elemental se necesitan 2 cables de la misma longitud.

En éste ejemplo los pondremos sobre el eje X. Usaremos 0.5 en X1(wl) y -0.5 en X2(wl); así podremos tener en el eje de las X dos elementos uno de 0 a .5 y otro de 0 a -.5 el .5 como ya lo habíamos explicado nos dice que la longitud del cable será de .5 veces la longitud de onda debido a que seleccionamos la opción de lambda.

En la sección de Sources en la celda de PULSE, pondremos w1c, esto nos indica que es una fuente que se asocia directamente a ese elemento.

Ahora pasemos a la sección de View para visualizar nuestro dipolo.

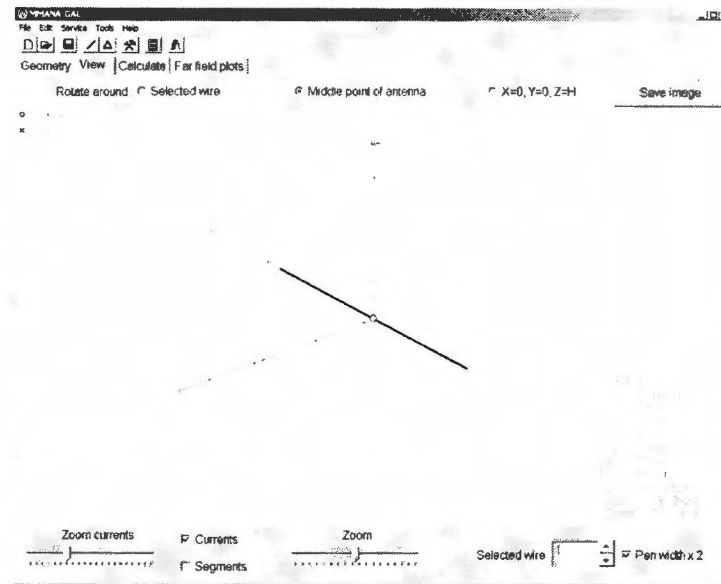


Figura II.6 Vista gráfica del dipolo. (MINIMO, 2007)

Como podemos ver en la imagen ya está nuestro dipolo formado con una fuente en el centro lo cual es lo que requerimos. Por lo pronto no necesitaremos más esta sección, pasemos ahora a la sección de cálculo.

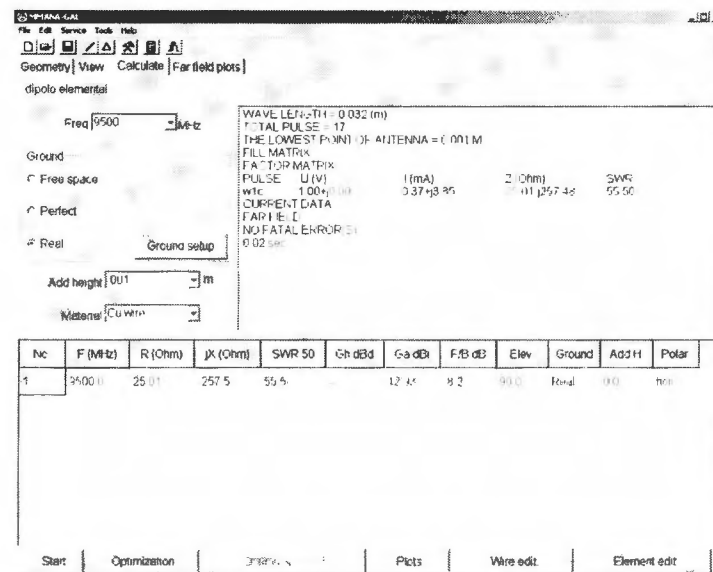


Figura II.7 Configuración de la simulación. (MINIMO, 2007)

Aquí se van a ajustar los parámetros en los cuales se quiere hacer la medición.

La frecuencia ya está ajustada a 9500 Mhz.

La tierra será una tierra real a una altura de .001m (elemento casi pegado a la tierra)

El material será alambre de cobre.

Pulemos el botón de Start y en la ventana superior derecha nos dirá que no hubo errores y el tiempo en el que se realizó el cálculo.

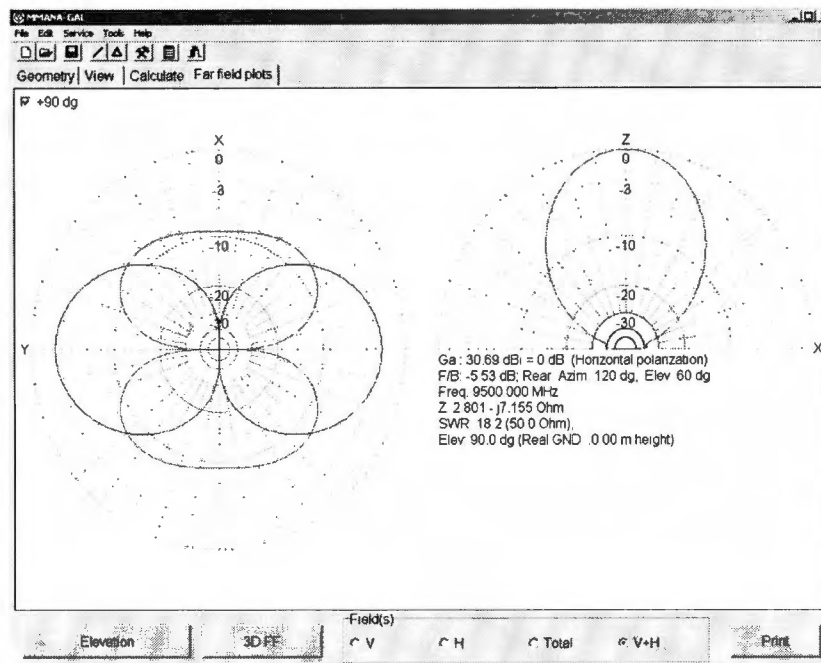


Figura II.8 Patrón de radiación obtenido. (MMANA, 2007)

En esta sección analizaremos los resultados de la simulación como podemos ver nos puede mostrar el patrón del campo eléctrico o el del campo magnético, incluso los dos y también el resultante.

Una de las ventajas de éste programa es que nos muestra cual es la ganancia máxima en decibeles, la polarización de la antena, la impedancia y la elevación o el ángulo en el cual se está haciendo la observación.

También se pueden hacer mediciones con el cursores si es que necesitamos saber cual es la el ángulo cuando la ganancia cae en 3 dB o bien pasa saber cual es la ganancia en cualquier punto del espacio.

En ésta figura podemos ver que la ganancia a los 90 grados es la máxima en el plano Z

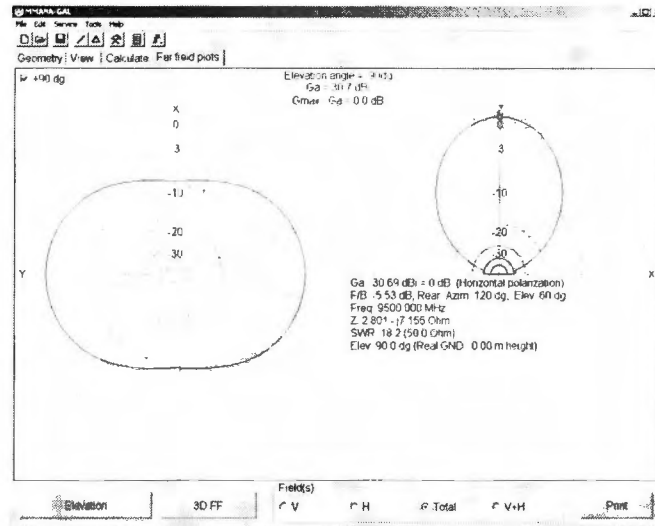


Figura II.9 Patrón de radiación en plano Z del dipolo. (MMANA, 2007)

En ésta figura podemos observar que con el cursores seleccionamos el plano Y verificamos cual es la ganancia máxima que sabemos que está a 90 o -90 grados.

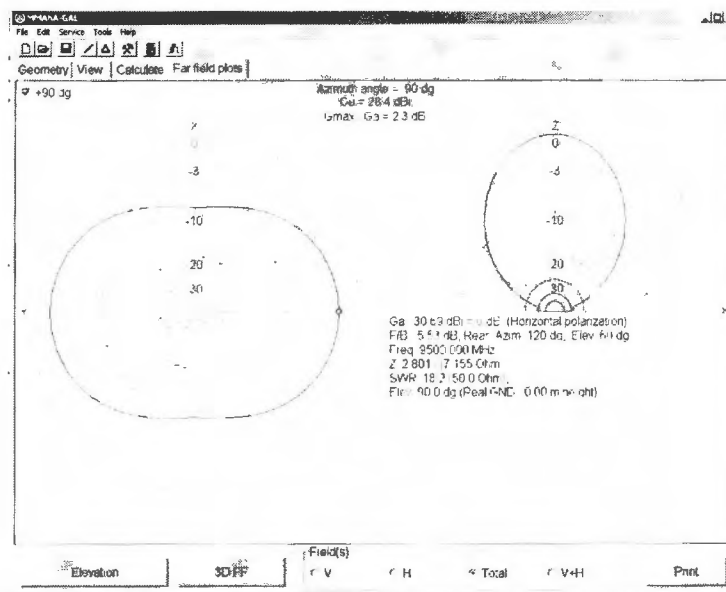


Figura II.10 Patrón de radiación en plano Y del dipolo. (MMANA, 2007)

En ésta figura nos pusimos en la franja de los 3dB, esto es a qué ángulo de inclinación se pierden 3 decibeles con respecto a la ganancia máxima.

Como nos indica la figura es a 117° en éste ejemplo.

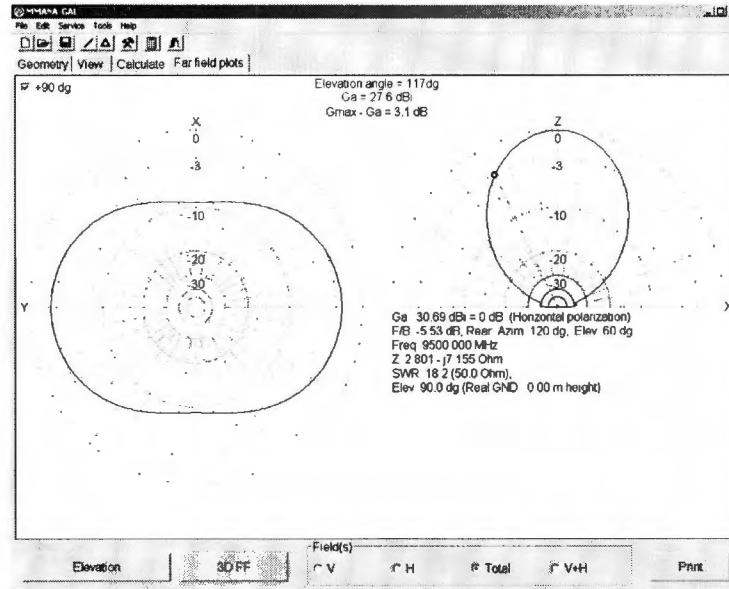


Figura II.11 Franja de los 3dB sobre el patrón de radiación. (MMANA, 2007)

El botón inferior que dice 3D FF nos permite visualizar la simulación en tercera dimensión como lo muestra la siguiente figura.

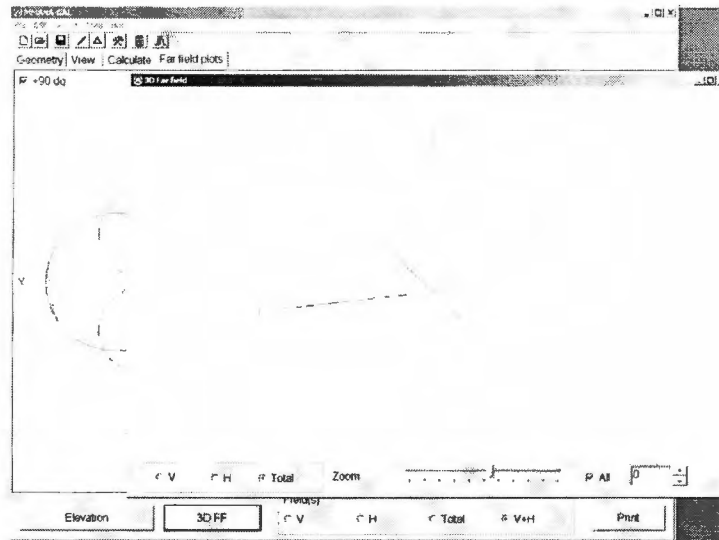


Figura II.12 Patrón tridimensional. (MMANA, 2007)

III) Resultados de análisis electrostático y simulaciones de antenas

Los resultados del análisis electrostático se muestran en las tablas siguientes:

	t1	Conductor 0 Conductor 0	Conductor 0 Conductor 1	Conductor 0 Conductor 2
Step 1	0	0.524394425	-4.64E-07	-5.73E-07
Step 2	5	0.524394425	-4.64E-07	-5.73E-07
Step 3	10	0.524394425	-4.64E-07	-5.73E-07
Step 4	15	0.524394425	-4.64E-07	-5.73E-07
	t1	Conductor 0 Conductor 3	Conductor 0 Conductor 4	Conductor 1 Conductor 0
Step 1	0	-6.65E-06	-0.524386628	-4.64E-07
Step 2	5	-6.65E-06	-0.524386628	-4.64E-07
Step 3	10	-6.65E-06	-0.524386628	-4.64E-07
Step 4	15	-6.65E-06	-0.524386628	-4.64E-07
	t1	Conductor 1 Conductor 1	Conductor 1 Conductor 2	Conductor 1 Conductor 3
Step 1	0	0.521560625	-6.44E-06	-5.82E-07
Step 2	5	0.521560625	-6.44E-06	-5.82E-07
Step 3	10	0.521560625	-6.44E-06	-5.82E-07
Step 4	15	0.521560625	-6.44E-06	-5.82E-07
	t1	Conductor 1 Conductor 4	Conductor 2 Conductor 0	Conductor 2 Conductor 1
Step 1	0	-0.521553105	-5.73E-07	-6.44E-06
Step 2	5	-0.521553105	-5.73E-07	-6.44E-06
Step 3	10	-0.521553105	-5.73E-07	-6.44E-06
Step 4	15	-0.521553105	-5.73E-07	-6.44E-06
	t1	Conductor 2 Conductor 2	Conductor 2 Conductor 3	Conductor 2 Conductor 4
Step 1	0	0.518672728	-4.63E-07	-0.518665241
Step 2	5	0.518672728	-4.63E-07	-0.518665241
Step 3	10	0.518672728	-4.63E-07	-0.518665241
Step 4	15	0.518672728	-4.63E-07	-0.518665241
	t1	Conductor 3 Conductor 0	Conductor 3 Conductor 1	Conductor 3 Conductor 2
Step 1	0	-6.65E-06	-5.82E-07	-4.63E-07
Step 2	5	-6.65E-06	-5.82E-07	-4.63E-07
Step 3	10	-6.65E-06	-5.82E-07	-4.63E-07
Step 4	15	-6.65E-06	-5.82E-07	-4.63E-07
	t1	Conductor 3 Conductor 3	Conductor 3 Conductor 4	Conductor 4 Conductor 0

Step 1	0	0.527261844	-0.527254066	-0.524386628
Step 2	5	0.527261844	-0.527254066	-0.524386628
Step 3	10	0.527261844	-0.527254066	-0.524386628
Step 4	15	0.527261844	-0.527254066	-0.524386628

Tabla III.1. Matriz de capacitancias de la estructura.

Los resultados del análisis electrostático con respecto a la concentración de cargas se encuentran en la tabla III.2.

	t1	Conductor 0 Voltage (V)	Conductor 0 Charge (pC)	Conductor 1 Voltage (V)
Step 1	0	0	0	0
Step 2	5	5	2.621933808	5
Step 3	10	10	5.243867616	10
Step 4	15	15	7.865801424	15
	t1	Conductor 1 Charge (pC)	Conductor 2 Voltage (V)	Conductor 2 Charge (pC)
Step 1	0	0	0	0
Step 2	5	2.60776561	5	2.593326293
Step 3	10	5.215531221	10	5.186652586
Step 4	15	7.823296831	15	7.779978879
	t1	Conductor 3 Voltage (V)	Conductor 3 Charge (pC)	Conductor 4 Voltage (V)
Step 1	0	0	0	0
Step 2	5	5	2.636270678	0
Step 3	10	10	5.272541356	0
Step 4	15	15	7.908812034	0
	t1	Conductor 4 Charge (pC)		
Step 1	0	0		
Step 2	5	-10.45929639		
Step 3	10	-20.91859278		
Step 4	15	-31.37788917		

Tabla III.2 Tabla de resultados de voltaje y carga en los conductores.

A continuación se muestra una gráfica de voltaje contra tiempo de los 5 conductores.

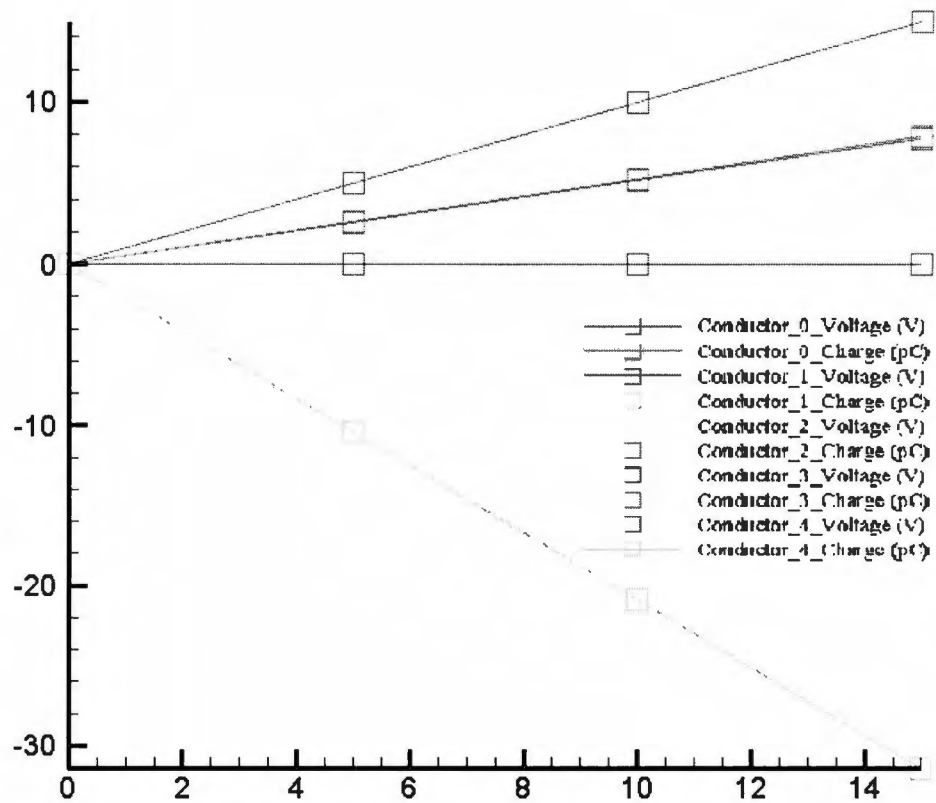


Figura III.1. Gráfica del voltaje y las cargas en los conductores.

Glosario

Abertura angular del haz. Es la separación angular entre dos puntos de media potencia (-3dB) en el lóbulo principal.

Antena. Sistema conductor metálico capaz de radiar y capturar ondas electromagnéticas.

APCVD. avb. Atmospheric Pressure Chemical Vapor Deposition.

Capacitancia parásita. Capacitancia que ocurre entre cualquiera de dos conductores separados por un aislante cuando se manejan muy altas frecuencias. La capacitancia parásita puede afectar en gran medida el comportamiento de un circuito.

Conductividad. Capacidad de un cuerpo de permitir el paso de la corriente eléctrica a través de sí. Sus unidades son [S/m].

CVD. avb. Chemical Vapor Deposition.

dBi. Decibeles por encima o por debajo de la señal de una antena isotrópica ideal.

dBm. Nivel de potencia en decibeles en relación a un nivel de referencia de 1 mW.

Directividad. Tasa de intensidad de radiación de en una determinada dirección con respecto a la intensidad de radiación promediada en todas direcciones.

Factor de arreglo. El factor de arreglo es una función del número de elementos, su arreglo geométrico, sus magnitudes relativas, sus fases relativas y la distancia entre ellos.

INAOE. avb. Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica.

Isotrópico. Un elemento que tiene una radiación igual en toda direcciones; antena ideal sin pérdidas.

LPCVD. abv. Low Pressure Chemical Vapor Deposition.

MEMS. abv. Micro Electro Mechanical Systems.

Omnidireccional. Elemento que no tiene un patrón no direccional en cierto plano y un patrón direccional en cualquier otro plano ortogonal.

Patrón de Radiación. Diagrama polar que representa las intensidades de campo o densidades de potencia en diversas posiciones angulares en relación a una antena.

Polarización. Orientación del campo eléctrico que se radia en una antena. Puede ser lineal, elíptica o circular.

Resistividad. Capacidad de un material para oponerse al paso de la corriente eléctrica. Su unidad es el [Ω .m].

Poster



TECNOLÓGICO
DE MONTERREY.

Diseño de antenas reconfigurables por arreglos de fase.

Autores:

Jorge Martínez Rivera 955302
Julio César Sánchez Alva 952155

Luis Alfonso Haro Márquez 969574
Marvín Sálas Véjar 969219

Asesor: Dr. Rogelio Bustamante

Profesor: M en C. Edgar Omar López C.

Problemática

Se requiere una antena capaz de direccionar su patrón de radiación teniendo una alta directividad sin la necesidad de cambiarla de posición

Objetivos

- Diseñar, simular, desarrollar y evaluar modelos de antenas reconfigurables por arreglos de fase.
- Diseñar el modelo de antena reconfigurable en un MEMS utilizando microinterruptores.

Solución propuesta

Se diseñaron 2 arreglos bidimensionales. Uno de 4 elementos (2x2) y otro de 16 elementos (4x4), con plano de tierra y sin plano de tierra. Para estas antenas se realizaron 13 defasadores diferentes intercambiables.

También se propuso el diseño de un arreglo bidimensional de 16 elementos en MEMS con un defasador que utiliza microinterruptores, que ofrece 4 defasamientos diferentes.

Resultados

- Patrón de radiación eficiente con variación entre 315° y 15° pasando por 0° (60° de libertad)
- Radiación hacia adelante y hacia atrás sin plano de tierra (0° y 180°)
- Radiación hacia atrás con plano de tierra (180°)
- Perdidas en el sistema provocando irregularidades en el patrón de radiación
- Diseño de antena y defasador en MEMS

Conclusiones

Los arreglos de antenas realizados permiten el desplazamiento del patrón de radiación según sea la fase de la señal inyectada.

Se encontró que el desempeño de las antenas y el comportamiento del patrón de radiación se ve afectado debido a los siguientes factores:

- Aumento de la resistencia de las líneas de alimentación debido a las altas frecuencias (El efecto piel)
- Defasamientos no deseados debido a capacitancias parásitas por la construcción de las antenas
- Fugas de corriente causados por los cambios abruptos de dirección en las líneas de alimentación que provocan radiaciones parásitas en macro escala y MEMS

Se encontró que el proceso del INAOE no es adecuado para nuestro diseño en MEMS

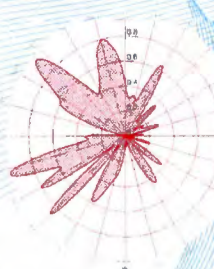


Figura 1. Patrón de radiación defasamiento 0°

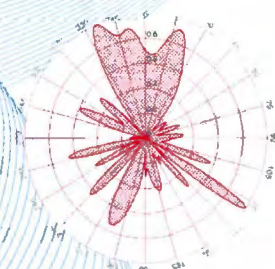


Figura 2. Patrón de radiación defasamiento 62.5°

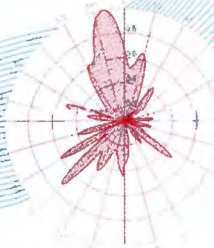


Figura 3. Patrón de radiación defasamiento 135°

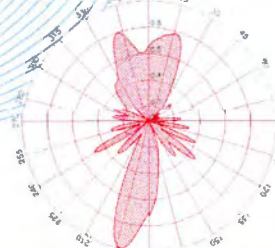


Figura 4. Patrón de radiación defasamiento 225°

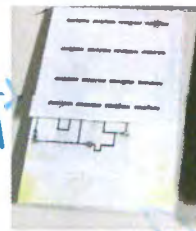


Figura 5. Arreglo de 16 elementos en macro escala

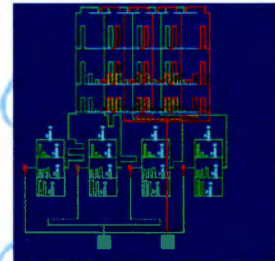


Figura 6. Arreglo y defasador en CoventorWare