INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY

CAMPUS CIUDAD DE MÉXICO

TECNOLÓGICO DE MONTERREY

Biblioteca
Campus Ciudad de México

DISEÑO DE UNA ANTENA RECONFIGURABLE CON DISPOSITIVOS RF MEMS PARA TELECOMUNICACIONES INALÁMBRICAS

AUTORES:

FABIOLA BURELO RODRÍGUEZ

HUGO A. JIMÉNEZ VÁZQUEZ

VANIA RUANO NOÉ

INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y COMUNICACIONES

ASESOR: DR. MARTÍN ROGELIO BUSTAMANTE BELLO

CENTRO DE INVESTIGACIÓN EN MICROSISTEMAS Y BIODISEÑO

DICIEMBRE 2008

4.2 Diseño de la antena **65**
Diseño del arreglo controlado por fase: primera aproximación 65
Fabricación de las antenas y desfasadores a 9.5GHz 68
Pruebas con el equipo Unitr@in 70
Diseño final de la antena 73
Factor de arreglo 80
Diseño final de planos 82
4.3 Diseño de desfasadores **84**
Desfasamiento por rutas 84
Pruebas de desfasamiento 85
4.4 Diseño de Interruptores **89**
Bloqueo y paso de señal a 2.4 GHz 89
Control Lógico 103
Sistema de control 106
4.5 Modelado y caracterización de microinterruptores **108**
Definición del proceso de fabricación 109
Diseño del microinterruptor (patrón geométrico) 111
Modelado tridimensional y definición del mallado 113
Pruebas de contacto 115
Análisis de Pull-in 119
Análisis de histéresis 121
Optimización del diseño 123
4.6 Diseño del Acoplamiento de Impedancias **128**
Líneas de transmisión 130
Impedancia del Circuito 134
Acopladores del circuito 138
Metodología stubs en paralelo 141
Proceso de Acoplamiento 144

CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO **147**

REFERENCIAS **149**

ANEXO A **152**

Tabla de Contenido

CAPÍTULO 1: PROPUESTA EXTENDIDA DE PROYECTO 1

1.1 Introducción 1
1.2 Problemática 2
1.3 Objetivos 3
Objetivo General 3
Objetivos Particulares 3
1.4 Justificación 4
1.5 Etapas de trabajo 5
1.6 Antecedentes 5
Antenas de arreglo de fase 5
Microinterruptores 9

CAPÍTULO 2: MARCO TEÓRICO 13

2.1 Antenas 13
Teoría Básica de Antenas 13
Parámetros de las antenas 15
Tipo de Antenas 19
Estructura elemental de los dipolos 22
2.4 Arreglo de Antenas 26
Arreglo de Dos Elementos 26
Arreglo ordinario End-Fire 28
Arreglo de Fase (Escaneado) 29
Arreglo Hansen-Woodyard End-Fire 31
Arreglo Planar 32
2.2 MEMS 35
Introducción 35
Mercados y Aplicaciones 35
Diseño 36
Microfabricación 38
Materiales 41
2.3 RF MEMS 42
Antenas Reconfigurables 44
Efecto piel 46
Microinterruptores de Meandros 47

CAPÍTULO 3: ESTADO DEL ARTE 51

CAPÍTULO 4: DESARROLLO 61

4.1 Introducción 61

Índice de Figuras

Diagrama 1. Propuesta de trabajo 5
Diagrama 2. Estructura general de una antena 6
Diagrama 3. Diferentes elementos que conforman un arreglo de antenas. 7
Diagrama 4. Radar con arreglos de fase llamado PAVE PAWS UHF de estado sólido, ubicado en Alaska. 8
Diagrama 5. Diferentes tipos de desfasadores. (a) Selección de línea (b) Reflexión 8
Diagrama 6. Cantilever. 10
Diagrama 7. Interruptor de membrana. 11
Diagrama 8. Meandros 11
Diagrama 9. Interruptor de bajo voltaje a base de meandros 11
Diagrama 10. Circuito equivalente simplificado de una antena. 17
Diagrama 11. Abertura de haz de antena 19
Diagrama 12. Dipolo corto 20
Diagrama 13. Gráfica de Radiación relativa 20
Diagrama 14. Distribución idealizada de voltaje y de corriente a lo largo de un dipolo de media onda. 21
Diagrama 15. Curva de impedancia para un dipolo de media onda con alimentación central. 21
Diagrama 16. Campo eléctrico de un dipolo 23
Diagrama 17. Dipolo de Hertz 24
Diagrama 18. Elemento, Factor de arreglo y Campo total de un campo de dos elementos dipolos horizontales con una excitación idéntica 27
Diagrama 19. Media Potencia de la Amplitud del rayo para un arreglo ordinario End-Fire y arreglos uniformes de escaneo. 30
Diagrama 20. Arreglo Planar 33
Diagrama 21. Secuencia básica del proceso de micromaquinado de superficie. 39
Diagrama 22. Ataque en húmedo para transferencia del patrón a una delgada capa térmica de SiO_2 para la fabricación de un contacto al substrato de Si. 40
Diagrama 23. Ataque selectivo de la capa base. 41
Diagrama 24. Antenas Dipolo Sintonizables 45
Diagrama 25. Arreglo de Antenas Sintonizables tipo Microstrip 45
Diagrama 26. Efecto piel en un conductor metálico con sección transversal rectangular. 46
Diagrama 27. Geometría de la viga con soporte de meandros 47
Diagrama 28. Modelo de una viga anclada con un electrodo de pull-down 48
Diagrama 29. (a) Interruptores del tipo RF MEMS. (b) Antena fractal tipo Sierpinski Gasket 55
Diagrama 30. Sistema de microfabricación 57
Diagrama 31. Desfasamiento por activación tardía 62
Diagrama 32. Desarrollo del sistema final 63
Diagrama 33. Integración del sistema con el uso de RF MEMS 63
Diagrama 34. Patrón de radiación con desfasamientos: 0°, 45°, 90°, 135° 65
Diagrama 35. Patrón de radiación con desfasamientos: 0°, 60°, 120°, 180° 66
Diagrama 36. Patrón de radiación con desfasamientos: 0°, 90°, 180°, 270° 66
Diagrama 37. Patrón de radiación con desfasamientos: 0°, 120°, 240°, 360° 66
Diagrama 38. Plano de antenas y plano de igualación 68
Diagrama 39. Integración de antenas, plano de igualación y desfasadores (9.5GHz) 69
Diagrama 40. Arreglo de dipolos sobre acrílico 69
Diagrama 41. Transmisor: Arreglo de Antena. Receptor: Dipolo de media longitud de onda 70
Diagrama 42. Transmisor: Arreglo de Antena. Receptor: Dipolo Plegado 70
Diagrama 43.Transmisor: Arreglo de Antena. Receptor: Arreglo de antenas 71
Diagrama 44. Prueba del arreglo de dipolos con el equipo Unitr@in 71
Diagrama 45. Patrón de radiación del arreglo de dipolos con un dipolo doblado como receptor 72
Diagrama 46. Patrón de radiación del arreglo de dipolos con un dipolo de onda completa como receptor 72
Diagrama 47. Arreglo de antenas en MMANA-GAL para simulación de patrón de radiación 73
Diagrama 48. Alimentación del arreglo de antenas 74
Diagrama 49. Patrón de radiación de un arreglo de antenas controlado por fase con ángulos de 0°, 45°, 90° y 135° 74
Diagrama 50. Patrones de radiación de un arreglo de antenas controlado por fase con diferente secuencia de ángulos 75
Diagrama 51. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4x4 con dipolos de 1/4 de λ y 1/8 de λ de separación 75
Diagrama 52. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4x4 con dipolos de 1/8 de λ y 1/2 de λ de separación 76
Diagrama 53. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4x4 con dipolos de 1/8 de λ y 1/8 de λ de separación 77
Diagrama 54. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4x4 con dipolos de 1/8 de λ y 1/4 de λ de separación 78
Diagrama 55. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4x4 con dipolos de 1/8 de λ y 1/4 de λ de separación y desfasamiento con ángulos negativos 78
Diagrama 56. Cobertura del arreglo de antenas desde el eje Z hasta el último punto de potencia media 79

Diagrama 57. Cobertura del arreglo de antenas en un plano de 180° 79
Diagrama 58. Cobertura del arreglo de antenas con fases que cambian en pasos de 0°, 60° y 120° 80
Diagrama 59. Arreglo de antenas a 2.4 GHz 83
Diagrama 60. Plano de igualación 83
Diagrama 61. Plano de desfasamiento indicando el ángulo de desfase 84
Diagrama 62. Medición de desfasamiento 86
Diagrama 63. Prueba de desfasamiento a 120MHz 87
Diagrama 64. Ruido del generador 87
Diagrama 65. Prueba de desfasamiento a 240MHz 88
Diagrama 66. Base Común con polarización por divisor de voltaje 91
Diagrama 67. Pruebas a 2.4 GHz 100 pF 92
Diagrama 68. Pruebas a 2.4 GHz 50 pF 93
Diagrama 69. Pruebas a 2.4 GHz 10 pF 93
Diagrama 70. Corte y Saturación 94
Diagrama 71. Transistor inversor 94
Diagrama 72. Resultados paso y bloqueo de la señal a alta frecuencia y su relación con la señal de control 95
Diagrama 73. Resultados paso y bloqueo de la señal a alta frecuencia y su relación con la señal de control 96
Diagrama 74. Red de control 97
Diagrama 75. Pruebas Interruptores 97
Diagrama 76. Bloqueo y paso de señal a alta frecuencia 98
Diagrama 77. Pruebas y Amplificación de la frecuencia 98
Diagrama 78. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (50MHz on) 100
Diagrama 79. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (50MHz off) 100
Diagrama 80. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (1GHz on) 101
Diagrama 81. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (1GHz off) 101
Diagrama 82. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (2.4GHz on) 102
Diagrama 83. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (2.4GHz off) 102
Diagrama 84. Movimiento del haz con dipolos alimentados a 0°, 60°, 120° y 180° 104
Diagrama 85. Movimiento del haz con dipolos alimentados a 0°, 120°, 240° y 360° 104
Diagrama 86. Integración del Sistema de control y la alimentación de los dipolos. 105
Diagrama 87. Integración del sistema 105
Diagrama 88. Distribución de ángulos en función de las opciones y su relación con los dipolos 108
Diagrama 89. Proceso de micromaquinado de superficie 109
Diagrama 90. Proceso de fabricación del INAOE en Process Editor 110
Diagrama 91. Características de la máscara de relieve. 110
Diagrama 92. Layout del microinterruptor de meandros 112
Diagrama 93. Dimensiones del microinterruptor (μm) 112
Diagrama 94. Modelo tridimensional del interruptor de meandros 113
Diagrama 95. Nombre de las caras de la estructura para el análisis 114
Diagrama 96. Mallado del microinterruptor 114
Diagrama 97. Condiciones a la frontera de superficie 116
Diagrama 98. Condiciones a la frontera de contacto 116
Diagrama 99. Configuración de estudio paramétrico 117
Diagrama 100. Prueba de contacto 119
Diagrama 101. Configuración del análisis de pull-in 120
Diagrama 102. Configuración de la rampa de voltaje 120
Diagrama 103. Condiciones de frontera de los conductores 120
Diagrama 104. Resultados del análisis de pull-in 121
Diagrama 105. Configuración del análisis de histéresis 121
Diagrama 106. Configuración de la rampa de voltaje 122
Diagrama 107. Paso 4 de la simulación 123
Diagrama 108. Paso 7 de la simulación 123
Diagrama 109. Patrón geométrico del microinterruptor rediseñado 124
Diagrama 110. Voltaje de pull-in 125
Diagrama 111. Pruebas de contacto sobre el nuevo diseño 125
Diagrama 112. Dimensiones del diseño optimizado (μm) 126
Diagrama 113. Voltaje de pull-in 127
Diagrama 114. Prueba de contacto 127
Diagrama 115. Circuito de Línea de Transmisión para desacoplamiento de impedancia-generador 128
Diagrama 116. Parámetros de una guía de onda del tipo microstrip 131
Diagrama 117. Impedancia de la línea de transmisión en función del ancho de ésta. 132
Diagrama 118. Impedancia a 100 ohms 132

Diagrama 119. Desfasador e Interruptores con línea de transmisión a 100 ohms. 133
Diagrama 120. Plano de Antenas e Igualación con línea de transmisión a 100 ohms. 133
Diagrama 121. Planos realizados en una placa de baquelita. 134
Diagrama 122. Carta de Smith 138
Diagrama 123. Stub en corto 139
Diagrama 124. Stub en circuito abierto 139
Diagrama 125. Stub en serie 140
Diagrama 126. Stub en paralelo 140
Diagrama 127. Paso 2 en la carta de Smith 141
Diagrama 128. Paso 3 en la carta de Smith 141
Diagrama 129. Paso 4 en la carta de Smith 142
Diagrama 130. Paso 6 en la carta de Smith 142
Diagrama 131. Paso 7 en la carta de Smith 143
Diagrama 132. Paso 9 en la carta de Smith 143
Diagrama 133. Primer acoplamiento 144
Diagrama 134. Segundo Acoplamiento (primera parte). 145
Diagrama 135. Segundo Acoplamiento (segunda parte). 145
Diagrama 136. Tercer Acoplamiento. 146

Capítulo 1

Propuesta Extendida de Proyecto

1.1 Introducción

Considerando la problemática actual de la telefonía celular en México, pero en general de las comunicaciones inalámbricas, surge la necesidad de buscar nuevas tecnologías para optimizar la comunicación. Por nuevas tecnologías puede referirse a la microelectrónica y nanotecnología ya que han sido poco profundizadas en el país. La telefonía celular ha crecido considerablemente en poco tiempo, por lo que es necesaria una infraestructura que pueda soportar dicho crecimiento sin perder calidad en el servicio. No sólo la telefonía celular se enfrenta a problemas de este tipo, la mayoría de las tecnologías inalámbricas sufren problemas de eficiencia y cobertura (Ortega, 2007).

Si se logra que a cada receptor le llegue una señal con un patrón de radiación configurable y una trayectoria única y exclusiva, se evitaría la propagación indiscriminada de la señal de comunicación a zonas geográficas innecesarias. Esto puede lograrse con antenas de arreglo de fase, que se orienten en la dirección del punto de recepción o transmisión con un haz de propagación concentrado. Esto sugeriría tener muchas antenas en el emisor y así cuando un usuario requiera de una conexión, se tendría un haz dedicado para ese suscriptor. Como la antena de arreglo de fase es más receptiva en la misma dirección en que transmite, el equipo de usuario requeriría transmitir en esa dirección. El uso de la micro tecnología logra que este modelo sea más viable en términos de espacio y uso de energía. También se podría disminuir las pérdidas en la señal, ya que se podrían utilizar otros métodos para la transmisión de información.

Según el Centro de Articulación Productiva en Microsistemas (CAPMEMS), que forma parte de la Fundación México-Estados Unidos para la Ciencia, el desarrollo de nuevas tecnologías y la investigación en la micro tecnología permitirá mejorar las capacidades de los dispositivos que se utilizan actualmente. Habrá un avance importante ya que las mejoras en tamaño, costo, desempeño, complejidad, tiempo de vida y confiabilidad superarán los niveles de calidad de lo que se encuentra al día de hoy. En la actualidad el Tecnológico de Monterrey Campus Ciudad de México ha realizado ya investigaciones en el campo de la micro tecnología.

Se ha trabajado a fondo en el tema de los microinterruptores RF MEMS, así como también en un proyecto de antenas de arreglo de fase a base de MEMS. Lo que pretende este trabajo es tomar ambas investigaciones e integrarlas y contar con un diseño listo para su posible fabricación, tomando lo más relevante de cada una.

El trabajo buscará integrar y usar las investigaciones que en el ámbito de los sistemas microelectromecánicos se han realizado hasta el momento. Se aprovecharan los trabajos realizados, los que permitirán buscar una solución a las necesidades de las telecomunicaciones inalámbricas. Se pretende llegar desde la etapa del diseño hasta lograr que el diseño final esté listo para la etapa de fabricación. La investigación empezará tratando aspectos generales como el diseño y la integración del sistema de control, interruptores y arreglos de antenas, cuya funcionalidad podrá ser aterrizada a diversos campos. Finalmente se enfocará en un aspecto más específico en la etapa de implementación y preparación para la posible fabricación. La aplicación en diversas tecnologías de comunicación inalámbrica, es el punto final al que se podría llegar en un futuro. El mercado de las telecomunicaciones necesita ofrecer servicios de banda ancha a través de comunicación inalámbrica cada vez con mayor capacidad de información y mayor funcionalidad. Es por eso que las antenas con arreglo de fase pueden satisfacer la demanda creciente con su habilidad de incrementar el ancho de banda del canal y la transmisión de diversos patrones de radiación (Taeksoo, 2004).

1.2 Problemática

Existe una demanda creciente de usuarios móviles y un ancho de banda limitado en los canales de comunicación. Debido a que en las comunicaciones inalámbricas por lo general la radiación es omnidireccional, puede presentarse interferencia entre dichos canales y así tener pérdidas de información. Por otro lado, también puede llegar a existir atenuación de la señal, ya que al propagarse ésta puede tomar múltiples trayectorias y perder potencia (Lee, Kim, & Lee, 1997). Debido al alto crecimiento de las telecomunicaciones inalámbricas, es necesario optimizar el uso del espectro radioeléctrico con la finalidad de proporcionar enlaces de datos de alta capacidad. Así como servicios inalámbricos móviles confiables para voz, datos y video.

Si se logra que a cada receptor le llegue una señal con un patrón de radiación configurable y tener una trayectoria única y exclusiva, se evitaría la propagación indiscriminada de la señal de

comunicación a zonas geográficas innecesarias. Esto puede lograrse con antenas de arreglo de fase, que se orienten en la dirección del punto de recepción o transmisión con un haz de propagación concentrado. Esto sugeriría tener muchas antenas en el emisor y así cuando un usuario requiera de una conexión, se tendría un haz dedicado para ese suscriptor.

La aplicación en diversas tecnologías de comunicación inalámbrica, es el punto final al que se podría llegar en un futuro. El mercado de las telecomunicaciones necesita ofrecer servicios de banda ancha a través de comunicación inalámbrica cada vez con mayor capacidad de información y mayor funcionalidad. Es por eso que las antenas con arreglo de fase pueden satisfacer la demanda creciente con su habilidad de incrementar la capacidad del canal y la transmisión de diversos patrones de radiación.

1.3 Objetivos

Objetivo General

Diseñar una antena con patrón de radiación redireccionable de configuración programable para telecomunicaciones inalámbricas, mediante el uso de dispositivos MEMS de radio frecuencia. A partir de esta idea, se consideran los siguientes objetivos para el desarrollo del proyecto:

Objetivos Particulares

- Revisar diseños anteriores de micro interruptores adaptándolos a las necesidades del proyecto.
- Diseñar un prototipo de Arreglo de Antenas.
- Diseñar el sistema de control para las antenas de arreglo de fase por medio de micro interruptores y otros dispositivos RF MEMS.
- Integración y simulación del sistema de microinterruptores por medio del software *ConventorWare*™.
- Diseño de las plantillas del micro sistema con base en el proceso de fabricación del INAOE (Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica).

1.4 Justificación

La ventaja de tener una antena con arreglo de fase controlada electrónicamente es que la antena no tiene que moverse físicamente, ni ninguna de las antenas que la conforman. Así se puede hacer un uso más eficiente de la potencia y de la energía. En el caso de los MEMS, el tener estructuras mecánicas que se muevan constantemente, aumenta la probabilidad de fallas en el dispositivo. Haciendo uso de antenas y su correspondiente sistema de control MEMS, se pueden implementar varias antenas de este tipo donde incluso su producción en serie puede llegar a tener un bajo costo.

México no cuenta con una infraestructura necesaria para la investigación, implementación, integración y fabricación de los sistemas micro electromecánicos; lo cual limita el interés de las empresas porque no existe un clima propicio para el desarrollo de esta tecnología así como para el tipo de inversión que se requiere. Sin embargo, eso no significa que no se pueda emprender una cultura y un desarrollo enfocado a la micro tecnología; donde con la participación de académicos y estudiantes será posible de profundizar en este tema. Permitiendo así la apertura de México a la tecnología propiamente de los sistemas micro electromecánicos sin dejar a un lado las grandes oportunidades comerciales a nivel mundial (Mems-México, 2008).

Los MEMS representan a la tecnología que permitirá muchos más avances a nivel de investigación de lo que se puede obtener con la tecnología actual. Su desarrollo e investigación darían al país una oportunidad de crecimiento donde no solo habría desarrollo sobre ellos, sino representaría una opción de empleo y desarrollo económico para México.

Fernández de la Garza, director ejecutivo de la Fundación México-Estados Unidos para la Ciencia (FUMEC), subrayó en una entrevista realizada para el boletín informativo de la *Fundación México-Estados Unidos para la Ciencia*, la necesidad de que nuestro país impulse decididamente la investigación y el desarrollo en estos campos. Concluyó que sería una oportunidad de introducirse a la competencia en la que los países más desarrollados llevan ya un avance significativo en el ámbito de la investigación y patentes (FUMEC, 2007).

1.5 Etapas de trabajo

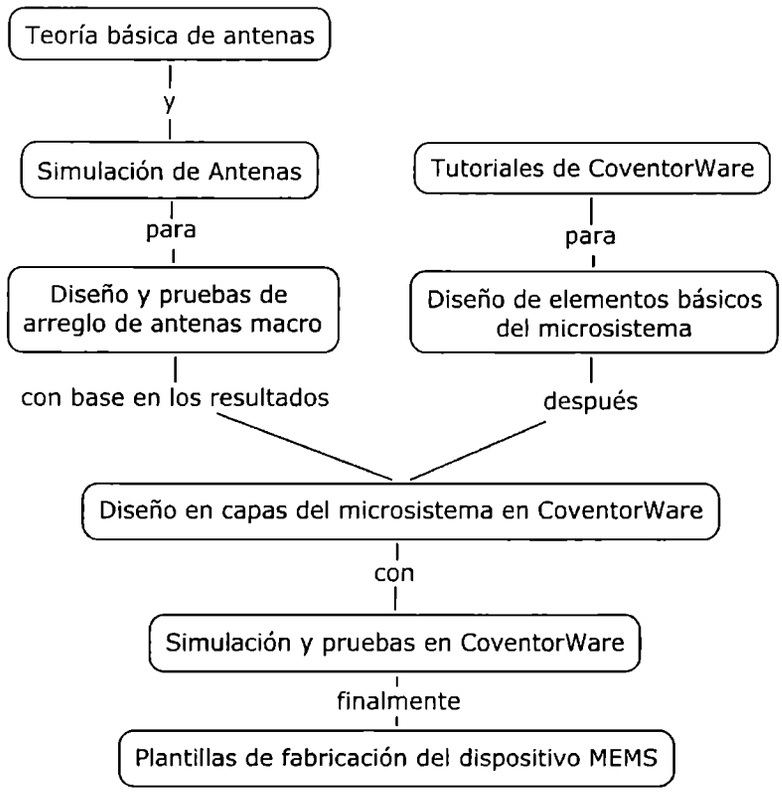


Diagrama 1. Propuesta de trabajo

1.6 Antecedentes teóricos

Antenas de arreglo de fase

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE por sus siglas en inglés) define una antena como un medio para radiar o recibir ondas de radio. En otras palabras una antena es una estructura de transición entre el espacio libre y un dispositivo de guía, como se muestra en el diagrama No. 2. Éste último dispositivo puede tomar la forma de una línea coaxial o de tubo hueco (hollow pipe), y es usado para transportar energía electromagnética de la fuente de

transmisión a la antena y finalmente a una antena receptora. Muchas aplicaciones requieren características de radiación que muchas veces no se pueden lograr sólo con una antena. Los requisitos de estas aplicaciones se pueden lograr agregando varias antenas en un arreglo eléctrico y geométrico. Este arreglo debe cumplir con las necesidades de cada aplicación (Balanis, 1997).

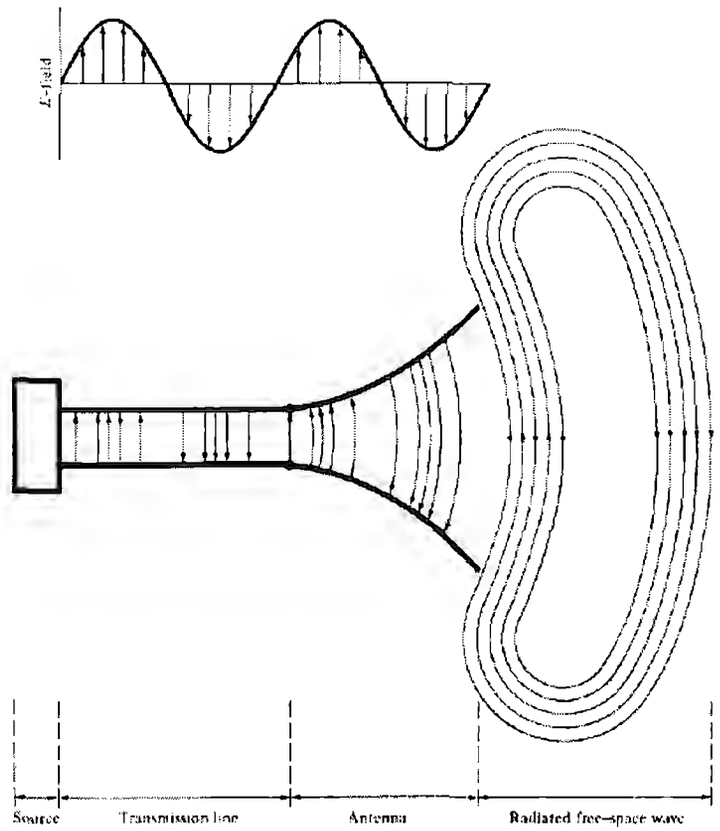


Diagrama 2. Estructura general de una antena
(Balanis, 1997).

Un arreglo de antenas es un conjunto de antenas activas y acopladas a una fuente común o a una carga para producir un patrón de radiación dirigible. El término *antena activa* describe al elemento que su energía de salida es modificada debido a la presencia de una fuente de energía en el elemento, diferente a la energía de la señal que pasa a través del circuito (General Services Administration, 2006).

Un arreglo de antenas está constituido por diferentes elementos como: amplificadores de potencia, desfasadores o modificadores de fase, acopladores, antenas, etc., como se puede ver en el Diagrama 3. Existen varios tipos de arreglos de antenas: Lineares, Planos, Circulares y de Fase. En este caso el trabajo se enfocará a arreglos de fase, ya que se pueden variar fácilmente la

fase de la señal que se alimenta a cada antena del arreglo, variando la distancia que recorre cada señal, provocando así un desfasamiento. Se puede controlar el desfasamiento deseado por medio de interruptores.

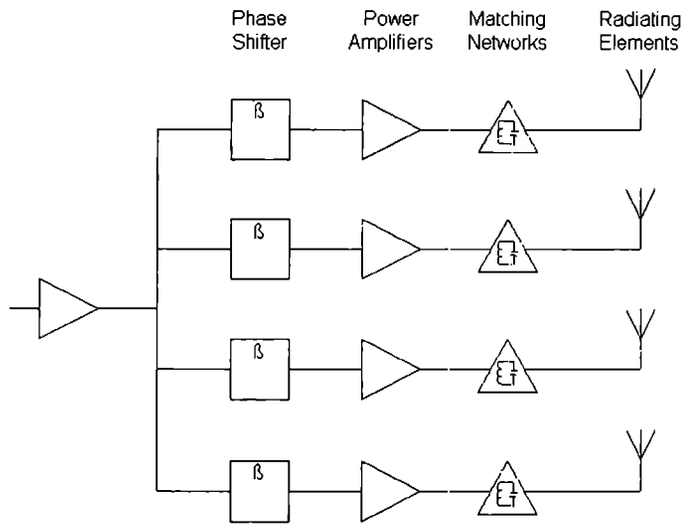


Diagrama 3. Diferentes elementos que conforman un arreglo de antenas.
(EarthLink, 2008)

Un arreglo de fase es un grupo de antenas en donde las fases de las señales que alimentan a las respectivas antenas son variadas en una forma determinada para que el patrón de radiación del arreglo sea forzado en una dirección deseada y suprimida en las direcciones no deseadas. Este arreglo de fase se puede controlar de dos formas distintas: mecánica y electrónicamente. La ventaja de tener una antena con arreglo de fase controlada electrónicamente es que la antena no tiene que moverse físicamente, así como ninguna de las antenas que la conforman, haciendo uso más eficiente de la potencia y de la energía gastada. Los haces y patrones son formados por desfasadores; su ancho de haz y su patrón dirección pueden cambiarse, como lo mencionamos anteriormente, de dos formas distintas. Esta tecnología fue desarrollada durante la 2ª Guerra Mundial por Luis Álvarez como un sistema de radar, para ayudar a aterrizar a los aviones en Inglaterra, teniendo en la actualidad muchas aplicaciones como radares comerciales y militares, para la investigación espacial, así como la del clima y para las telecomunicaciones, etc.

Diagrama 4. Radar con arreglos de fase llamado PAVE PAWS UHF de estado sólido, ubicado en Alaska.
(Phased Array, wikipedia, 2008)

Una parte importante de las antenas con arreglos de fase son los cambiadores de fase comúnmente llamados desfasadores. Un desfasador es una red de dos puertos con la capacidad de controlar la diferencia de fase entre la señal de salida y la de entrada a través de una señal de corriente directa. Los desfasadores con baja pérdida de inserción, bajo consumo de potencia y bajo costo de producción son la clave para el desarrollo de antenas con arreglos de fase menos voluminosas y pesadas. Éstas antenas con arreglos de fase son atractivas por su habilidad para dirigir los haces de onda en el espacio sin mover físicamente los elementos de la antena, que es requerido para una rápida redirección del haz y de su forma. Esto puede ser logrado por un control electrónico de la fase de la señal dentro del sistema de la antena. El rayo o haz de una antena puede ser formado en cualquier forma deseada. Una antena con arreglo de fase puede tener varios miles de elementos alimentados por un desfasador para cada elemento de antena (Varadan, 2003, p.285).

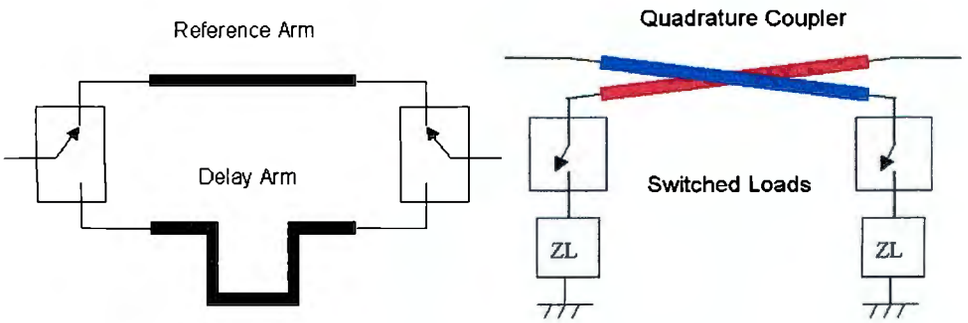


Diagrama 5. Diferentes tipos de desfasadores. (a) Selección de línea (b) Reflexión
(Phase Shifters, 2007)

Dentro del área de los MEMS los desfasadores pueden modelarse fácilmente con micro interruptores, debido a que estos tienen baja pérdida de inserción, bajo consumo de potencia y baja distorsión de ínter modulación. La capacitancia de los interruptores es la encargada de hacer un cambio en la impedancia de la línea de transmisión y la velocidad de la fase, que resulta en un cambio de fase (Varadan, 2003, p 305-306). Estos micro interruptores son la base para el control de la fase del arreglo de antenas del proyecto.

Microinterruptores

Los interruptores o switches son fundamentales para la activación de muchos circuitos y sistemas de radio frecuencia (RF) y microondas. Ya que la tecnología MEMS promete interruptores virtualmente ideales (en términos de consumo de potencia, linealidad, pérdida de inserción y aislamiento), se le ha dedicado mucho esfuerzo a su desarrollo, principalmente para lograr dispositivos que exhiban tanto buenas propiedades de RF como un voltaje bajo de actuación. Los interruptores RF MEMS tienen varias aplicaciones en sistemas de comunicación como arreglos desfasadores, bancos de filtros con interruptores para aplicaciones inalámbricas y conmutadores (De Los Santos, 2002).

Los interruptores RF MEMS son dispositivos que cambian mecánicamente de un estado de corto circuito a uno de circuito abierto y viceversa en una línea de transmisión de RF. La fuerza necesaria para lograr un movimiento mecánico se puede obtener usando diseños electrostáticos, magnetostáticos, piezoeléctricos o térmicos. Los interruptores electrostáticos han demostrado ser los más confiables hasta la fecha, operando a frecuencias entre 0.1 y 100 GHz.

El mecanismo electrostático que abre y cierra el interruptor, se basa en la carga y descarga de un capacitor debido a la aplicación de una tensión y un campo electrostático. Es un dispositivo pequeño y muy rápido pero requiere de grandes tensiones de actuación que van de 20V hasta 60V. Por lo general se usan estructuras rígidas para evitar que el interruptor quede pegado o se mueva accidentalmente. El mecanismo térmico se basa en la expansión de los materiales debido al aumento de su energía cinética por la inserción de energía calorífica. Se utilizan estructuras de dos materiales con diferente coeficiente de expansión térmica. Como la estructura requiere del calentamiento de los materiales, este interruptor es relativamente lento, pero induce un gran desplazamiento y desarrolla una gran fuerza de contacto entre los electrodos, con una fuente de tensión de pocos Volts. El mecanismo magnetostático funciona de una forma muy parecida al

electrostático, la diferencia es que opera con un campo magnetostático. El mecanismo piezoeléctrico usa materiales piezoeléctricos, que son materiales que se deforman al aplicar una tensión sobre ellos. Así, al aumentar y disminuir su volumen se realiza la conexión y desconexión del circuito (Gutiérrez, 2007).

Existen diversos tipos de interruptores, pero principalmente son a base de estructuras como membranas, vigas con soportes fijos en sus dos extremos o una viga voladiza fija en un extremo como un trampolín. Estos interruptores tienen un desempeño sobresaliente a frecuencias de microondas (1 – 40 GHz) y han demostrado que los contactos movibles de metal poseen bajas pérdidas de potencia en el rango de los μW a frecuencias de microondas. A continuación se mencionan algunas de las estructuras de micro interruptores más comunes:

- *Interruptores de trampolín o viga voladiza (cantilever)*

El mecanismo actuador funciona por la fuerza electrostática entre dos electrodos colocados arriba de la viga y en la superficie del sustrato. Los electrodos deben estar en la misma posición vertical y horizontal. Un dieléctrico es colocado encima del electrodo inferior para evitar un corto circuito entre las placas superior e inferior.

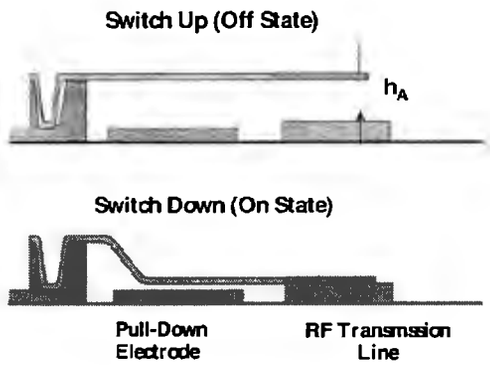


Diagrama 6. Cantilever (De Los Santos, 2002).

- *Interruptores de mebrana (shunt switch)*

Estos interruptores se conforman de un puente que actúa electrostáticamente, anclado a las impresiones de tierra de un línea de transmisión CPW tierra-señal-tierra. El electrodo de actuación, localizado bajo el puente, está cubierto por una capa delgada aislante para evitar un corto circuito al momento de la deflexión del puente.

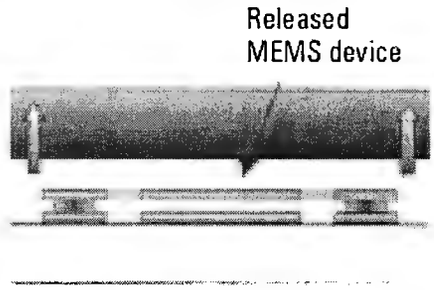


Diagrama 7. Interruptor de membrana (De Los Santos, 2002).

- *Interruptores de meandros*

Estos interruptores constan de una serie de meandros anclada a una estructura que posee cuatro postes anclados. A comparación de las vigas cantilever, éstos tienen la ventaja de ocupar considerablemente menor espacio.

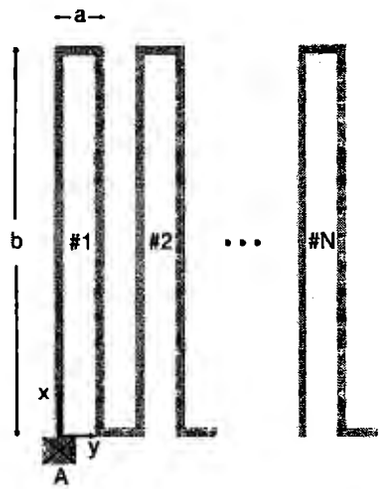


Diagrama 8. Meandros

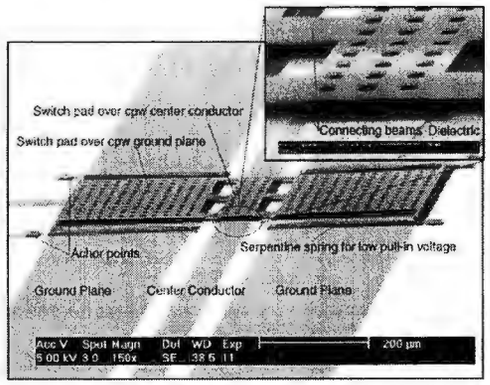


Diagrama 9. Interruptor de bajo voltaje a base de meandros

En el Tecnológico de Monterrey, Campus Ciudad de México, se realizó una investigación sobre interruptores RF MEMS, que se tomará como base para seleccionar el diseño del interruptor más conveniente. En dicho proyecto se diseñan interruptores que funcionan a base de conmutación electrostática. A partir de los resultados obtenidos durante las pruebas que se realizaron, se decidirá qué tipo de interruptor y qué micro estructuras son las más eficientes para el dispositivo que se pretende desarrollar.

A continuación se hablará del desempeño de cada estructura de acuerdo con el proyecto antes mencionado. Las estructuras tipo cantiléver requieren de voltajes de actuación bajos y se pueden escalar a menores dimensiones. Sin embargo, estas estructuras no tienen buena respuesta en frecuencia ni una buena distribución de esfuerzos, lo que representa un menor tiempo de vida. Estas estructuras son recomendables para aplicaciones de baja frecuencia que requieran bajos voltajes y menor tamaño. Las estructuras de meandros tienen voltajes de actuación acotados dentro de niveles satisfactorios, una buena respuesta en frecuencia y una distribución de esfuerzos uniforme, que se traduce en tiempos de vida mayores. La estructura de membrana requiere voltajes de actuación muy altos, que aumentan al reducirse el tamaño; sin embargo son ideales para aplicaciones en donde la velocidad de conmutación y el tiempo de vida tienen mayor relevancia que el voltaje de actuación. La que tiene mejor respuesta en frecuencia es la estructura de membrana que puede trabajar a altas frecuencias antes de llegar a la frecuencia resonante.

Con base en los fundamentos anteriores, se busca una conjunción de trabajos previos a base de pruebas y una reestructuración de las propuestas anteriores. Durante el desarrollo del proyecto se tocarán temas como los sistemas micro electromecánicos, el diseño de antenas y todas las consideraciones que se deben de tomar en cuenta para cumplir con los objetivos propuestos.

Capítulo 2

Marco Teórico

Para lograr fundamentos sobre el diseño de una estructura micro electromecánica será necesario establecer una teoría y un estudio profundo en los elementos principales de los arreglos de antenas y de su relación con los sistemas micro electromecánicos. Será necesario conocer sus estructuras y evaluar los tipos de antenas a nivel macro, para luego manejar el mismo sistema a un nivel micro. Cabe resaltar que dada las unidades que se manejarán, específicamente micras, puede resultar que los comportamientos de fuerzas electrostáticas y campos electromagnéticos, lleguen a ser completamente distintos a lo estudiado a nivel macro. Sin embargo, dichos resultados y evaluación será determinada durante el desarrollo del proyecto.

2.1 Antenas

Teoría Básica de Antenas

Las antenas son utilizadas dentro de las radiocomunicaciones como un dispositivo capaz de recibir y de transmitir ondas electromagnéticas que transporten información desde o hacia un punto determinado. El funcionamiento se da a través de un cable que se utiliza como la *antena* y como transmisor, donde el equipo emisor hace oscilar la corriente eléctrica a lo largo del mismo cable. La energía de la carga oscilante se emitirá al espacio en forma de ondas electromagnéticas (radio). Cuando se hace presente la recepción las mismas ondas que fueron propagadas por otro sistema, inducirán una pequeña corriente eléctrica que es amplificada con el receptor de radio. Dicho movimiento alterno de cargas a través de un sistema metálico, generará un campo tanto eléctrico como magnético simultáneamente que siguen las variaciones de la señal que se provee a la antena y además son perpendiculares entre sí.

Las antenas más sencillas consisten en un conductor de cierta longitud que idealmente tendría que ser infinito para que lo electrones libres se desplacen a través de él, sin embargo una antena nunca será infinita por lo que en algún momento los electrones tenderán que rebotar antes de llegar al final de su movimiento y cambiarán su fase cuando vayan de regreso. Si el hilo (alambre), es más largo, un determinado electrón A no tendrá problemas para completar su ciclo,

sin embargo un electrón B intentará invadir el espacio del electrón A provocando que la corriente interfiera quedando fuera de fase respecto a la corriente alterna que lo genera. Por lo anterior, la longitud mínima para que los electrones puedan moverse libremente sin que exista interferencia entre ellos es con media longitud de onda. Para que la antena cumpla con su función satisfactoriamente, deberá contar con un determinado tamaño, forma y construida con materiales especiales. Las principales características de una antena son:

- Impedancia
- Directividad
- Ganancia
- Polarización
- Ancho de Banda

El tipo de antena más sencilla y sobre la cual se desarrollará la mayor parte del fundamento teórico, es la antena dipolo. Ésta es una antena partida a la mitad con cada uno de los extremos conectados al conductor de la línea de transmisión. El dipolo recibe y emite la mayor parte de su energía en forma perpendicular al mástil. En el sentido del mismo es muy poca la energía transmitida, por lo que se puede deducir que se permite la orientación de emisión y/o recepción en una dirección concreta, excluyendo otra direcciones.

La ganancia o sensibilidad de la antena también son fundamentales y se podrán controlar colocando varios dipolos para configurarla. Incluso la antena tiene capacidad de autoinducción la cuál define su frecuencia de resonancia. Ante la frecuencia de resonancia las reactancias capacitivas e inductivas están desfasadas 180°, por lo que se anularán quedando únicamente una impedancia resistiva. De lo anterior se puede deducir que la impedancia de acoplamiento es la resistencia que hay entre el acoplamiento energético de radiofrecuencia y el la antena donde su valor generalmente es de 73 Ω.

Las dimensiones de una antena dependerán de su frecuencia y por supuesto, de su longitud de onda. Las dimensiones deberían ser tales que entren en resonancia eléctrica a la longitud de onda deseada. Como ya se había mencionado, deberá tener longitudes idealmente de media longitud de onda o múltiplos de la misma. Este tipo de antenas son conocidas como resonantes y constituyen un modo eficaz de propagación o recepción electromagnética.

Para poder determinar si la propagación de una antena es ideal dependiendo de su aplicación, así como el área que abarca, necesita de ciertos planos para visualizar sus dimensiones y alcances.

Para entender el patrón de radiación de una antena, éste se encuentra dividido en dos planos que permiten la interpretación de los resultados obtenidos. Estos planos son:

- Plano meridional (z) o bien el plano **E**
- Plano ecuatorial (xy) o bien el plano **H**

Dentro del estudio de los campos de radiación, existen dos tipos de campos, el campo cercano que es el campo de inducción, y el campo lejano, que es el campo de radiación.

Parámetros de las antenas

Estos parámetros permiten evaluar el comportamiento general de la antena ya que específica el comportamiento de éste en la estructura y en dado momento puede ser modificado de cierta manera para alterar algún resultado no deseado.

A continuación se enlistarán cada uno de los parámetros utilizados en las siguientes fórmulas:

P_{rad}	Potencia radiada	[watts]
i^2	Corriente	[Amperes]
P_{ent}	Potencia de entrada	[watts]
$\mathcal{D}$	Ganancia directiva	[adimensional]
P_d	Potencia disipada en la antena	[watts]
R_e	Resistencia efectiva	[Ω]
Rr	Resistencia de radiación	[Ω]
Z_{ent}	Impedancia de entrada	[Ω]
$\mathcal{P}$	Densidad de Potencia	[watts/m^2]
$\mathcal{P}_{ref}$	Densidad de Potencia al mismo punto por una antena de referencia	[watts/m^2]
P_{cap}	Potencia capturada	[watts]

EIRP	Potencia Isotrópica Efectiva Radiada	
D_t	Ganancia directiva de potencia de la antena de transmisión	[adimensional
A_t	Ganancia de potencia de la antena de transmisión	[adimensional]
A_p	Ganancia de potencia	
A_c	Área capturada	[m^2]
A_r	Ganancia de potencia de antena receptora	[adimensional]
η	Eficiencia	
C	Densidad de potencia capturada	[watts/m^2]
E_i	Voltaje de entrada	[V]
I_i	Corriente de entrada	[A]

Impedancia

Es la resistencia que está presente en su punto de conexión a la señal de corriente alterna que le llega al transmisor por la línea de transmisión. Para que exista una máxima transferencia de energía se necesita que la impedancia sea igual a la de la línea de transmisión. En caso de que coexista igualdad entre las impedancia se recurre al uso de acopladores.

Resistencia de Radiación

Cabe resaltar que este valor de resistencia se modifica de acuerdo al punto de referencia donde sea medido, sin embargo idealmente es medido donde existe máxima alimentación o bien en el punto de máxima corriente. En un dipolo de media onda se encuentra entre 68 y 70 Ω.

$$Rr = \frac{P_{rad}}{i^2} \tag{2.1}$$

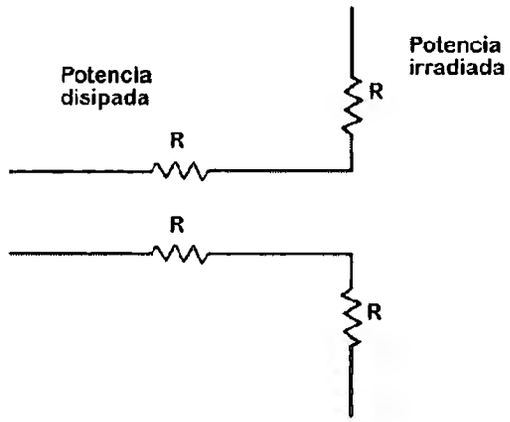


Diagrama 10. Circuito equivalente simplificado de una antena.

Impedancia de Entrada de la Antena

Si la impedancia de entrada y la de salida son iguales a la de la línea de transmisión, se tendrá una transmisión de potencia máxima.

$$Z_{ent} = \frac{E_i}{I_i} \tag{2.2}$$

Eficiencia

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} \times 100 \tag{2.3}$$

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_d} \times 100 \tag{2.4}$$

$$\eta = \frac{i^2 R_r}{i^2 (R_r + R_e)} \times 100 \tag{2.5}$$

Directividad

De acuerdo a su posición y forma, una antena irradia la energía entregada por el transmisor en una disposición específica, recibiendo el nombre de radiación o directividad. De acuerdo con dicho parámetro las antenas se pueden agrupar en dos grandes grupos:

- Omnidireccionales: Irradian las ondas en forma casi uniforme en todas las direcciones.
- Direccionales: Concentran su energía en una sola dirección.

Todos estos parámetros son idealmente descritos sin tener en cuenta las interferencias del medio que se puedan encontrar.

Ganancia Directiva

Consiste en la relación de densidad de potencia irradiada en una dirección particular entre la densidad de potencia irradiada al mismo punto por una antena de referencia, suponiendo que ambas irradien a la misma potencia.

$$\mathcal{D} = \mathcal{P} \ / \ \mathcal{P}_{ref} \tag{2.6}$$

Ganancia de Potencia

Toma en cuenta la eficiencia, así como también puede estar determinada en decibeles.

$$A_p(dB) = 10 \log \mathcal{P}_n \ / \ \mathcal{P}_{ref} \tag{2.7}$$

Potencia Isotrópica Efectiva Radiada

Consiste en la potencia equivalente de radiación. La cual es a la que se tendría que irradiar cuando una antena isotrópica desea alcanzar la misma potencia en una dirección elegida comparada con otra antena

$$EIRP = P_{rad} D_t [watts] \tag{2.8}$$

$$EIRP_{dBw} = 10\log(P_{ent} A_t) \tag{2.9}$$

$$EIRP_{dBm} = 10\log\left(\frac{P_{ent} A_t}{0.001}\right) \tag{2.10}$$

Densidad de Potencia

$$\mathcal{P} = \frac{P_{ent} A_t}{4\prod R^2} = \frac{P_{rad} D_t}{4\prod R^2} \tag{2.11}$$

Área de Captura

Es un área efectiva, consiste en la cantidad de potencia que incide o pasa a través de cada área unitaria de una superficie imaginaria que es perpendicular a la dirección de propagación de las ondas electromagnéticas.

$$A_c = \frac{A_r \lambda^2}{4\prod} \tag{2.12}$$

$$P_{cap} = \mathcal{P}/A_c \tag{2.13}$$

$$P_{cap} = \frac{(P_{ent} A_t)(A_r \lambda^2)}{16\prod^2 R^2} \tag{2.14}$$

Densidad de Potencia Capturada

Las antenas al ser dispositivos recíprocos, requieren que sus resistencias de radiación, ganancias de potencia y directividad sean las mismas. También es considerada la densidad de potencia en el espacio y depende de cuánta potencia es capturada por la antena de recepción y su eficiencia.

$$C = \frac{(P_{emt} A_T A_r)}{4 \prod R^2} \tag{2.15}$$

Polarización

Se refiere a la dirección del campo eléctrico dentro de la onda electromagnética emitida por ésta. Las antenas verticales emiten un campo eléctrico vertical y las polarizadas horizontalmente, uno horizontal.

Abertura del Haz de la Antena

Separación angular entre dos puntos de media potencia (-3 dB). La ganancia de la antena es inversamente proporcional a la abertura del haz.

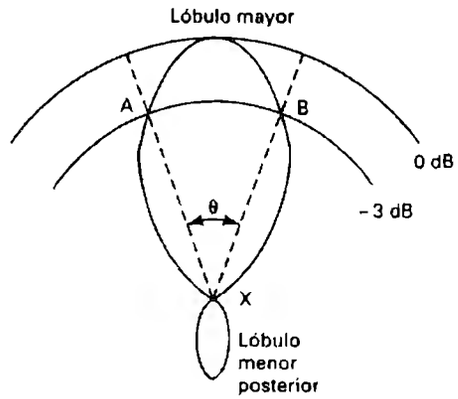


Diagrama 11. Abertura de haz de antena
(Tomasi, 2003)

Tipo de Antenas

Dentro de la descripción de las antenas básicas se encuentra el concepto de doblete elemental, el cual simplemente es un parámetro ideal. También es conocido como *dipolo corto,* dado que es un dipolo de un décimo de longitud de onda considerado eléctricamente corto.

El campo lejano de radiación se puede obtener a través de la siguiente fórmula:

$$E = \frac{60\prod I\ell sen\phi}{\lambda R} \tag{2.16}$$

$$P = \frac{30\prod I^2\ell^2 sen^2\phi}{\lambda^2 R^2} \tag{2.17}$$

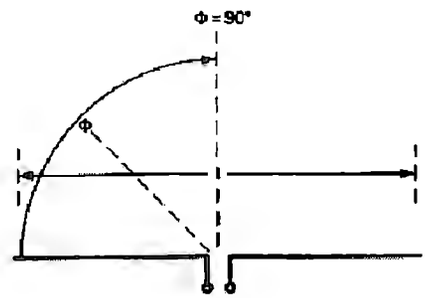


Diagrama 12. Dipolo corto (Tomasi, 2003)

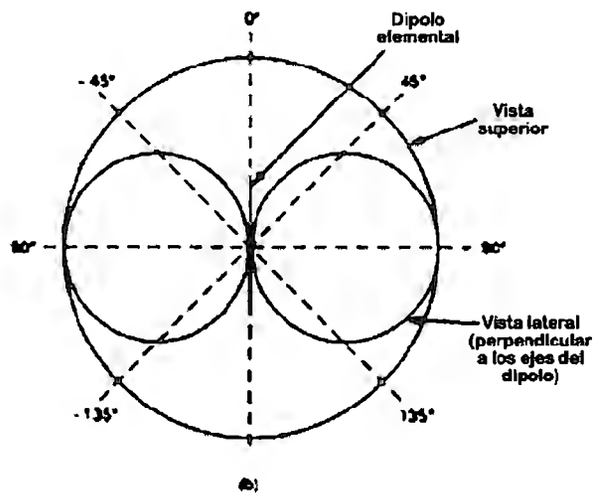


Diagrama 13. Gráfica de Radiación relativa
(Tomasi, 2003)

Dipolo de media onda

Conocida también como *antena de Hertz*, es una antena resonante donde presenta múltiplos de cuarto de longitud de onda de largo y tiene un circuito abierto en sus extremos. En la siguiente figura se muestra la distribución idealizada de la corriente y del voltaje a lo largo del dipolo de media onda.

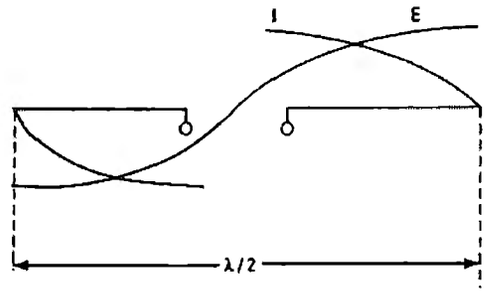


Diagrama 14. Distribución idealizada de voltaje y de corriente a lo largo de un dipolo de media onda.
(Tomasi, 2003)

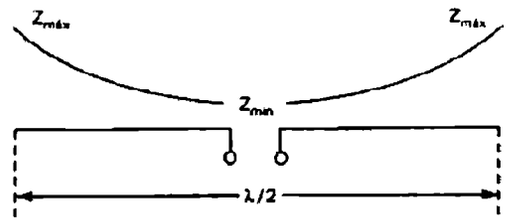


Diagrama 15. Curva de impedancia para un dipolo de media onda con alimentación central.
(Tomasi, 2003)

La impedancia en un dipolo de media onda variará en los extremos con un máximo valor de 2500 Ω, llegando a ser en el centro un valor mínimo de impedancia de 73 Ω.

Dentro de la estructura de antenas, independientemente de la radiación y del comportamiento de la misma que se trata de analizar, se presentarán dificultades con el manejo de los lóbulos, los cuáles se van a clasificar en dos. Se contará con el lóbulo principal o mayor y lóbulos secundarios. Cuando se tienen lóbulos circulares el motivo es que la corriente I es constante todo el tiempo en la longitud de la antena, algo completamente imposible en términos reales.

Para algunos parámetros de construcción de las antenas, se debe tener en cuenta que para poder evitar el efecto de la reflexión de las ondas, la antena debe estar montada sobre el suelo a cierta distancia. Para el caso en específico del proyecto a desarrollar, en trabajos anteriores se hace la recomendación que las antenas no deben estar aterrizadas a tierra para evitar efectos negativos sobre los patrones de radiación. Cabe resaltar que aunque se hizo dicha recomendación simulando el estado en el espacio libre, el hecho de tener efectos de reflexión, permite obtener un ángulo de elevación deseado para alcanzar una respuesta máxima del lóbulo mayor. La altura de la antena también tendrá efectos sobre la resistencia de radiación ya que la corriente dependiendo de la onda reflejada es posible que aumente o disminuya provocando un efecto inversamente proporcional a la resistencia de radiación.

La carga de una antena hace aumentar la carga eléctrica de la antena sin necesidad de aumentar las dimensiones físicas de la misma rama. Para que una onda estacionaria suba más aumentando la eficiencia de radiación, se debe agregar un *techo plano*, o hilos horizontales. Si se dobla la antena en forma de L o T, de esta manera la corriente está más cerca del extremo superior del radiador. Si el techo plano y las partes verticales son de ¼ λ cada una, el máximo de la corriente estará en la parte superior del radiador vertical.

Conjunto de Antenas

Los elementos serán colocados físicamente de tal manera que los campos de radiación interactuarán entre sí produciendo una distribución en forma tal que se produzca una suma vectorial de los campos individuales. Existen dos términos fundamentales que deben tenerse en cuenta cuando se utilizan conjunto de antenas:

- *Reflectores:* reduce la intensidad de la señal en su dirección aumentando en dirección contraria.
- *Directores:* aumenta la intensidad de campo en su dirección reduciéndose en la dirección opuesta.

Estructura elemental de los dipolos

Campo Eléctrico ejercido sobre un sistema discreto de cargas

La intensidad del campo eléctrico dado a un determinado punto cuyo vector es **R**, se tiene la siguiente ecuación:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \sum_{k=1}^{n} \frac{q_k (\mathbf{R} - \mathbf{R}'_k)}{|\mathbf{R} - \mathbf{R}'_k|^3} (V/m) \tag{2.18}$$

La representación de un dipolo se puede observar en el siguiente diagrama y para el cual se tendrá un campo eléctrico representado con la siguiente fórmula. Cabe resaltar que es necesario tener en cuenta la definición del **momento del dipolo (p)** donde **p=qd.** Así como las condiciones del manejo de coordenadas esféricas y cilíndricas.

$$\mathbf{E} = \frac{p}{4\pi\varepsilon_0 R^3} (\mathbf{a}_R 2\cos\theta + \mathbf{a}_\theta \sin\theta) (V/m) \tag{2.19}$$

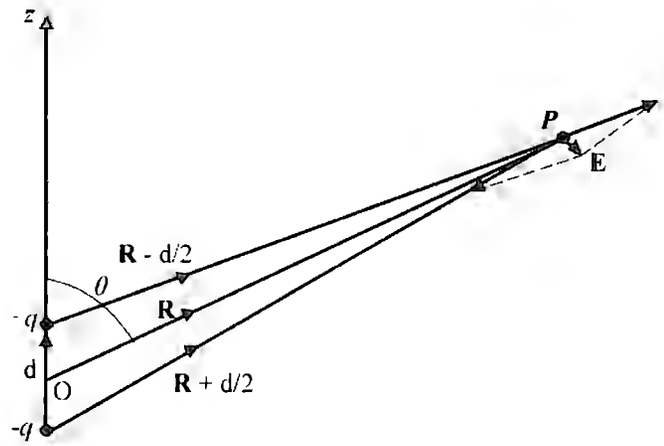


Diagrama 16. Campo eléctrico de un dipolo
(Cheng, 1989).

Potencial Eléctrico ejercido sobre una carga

Existen ciertas condiciones del potencial eléctrico que deben tomarse en cuenta para poder establecer una relación entre las fórmulas determinadas para una carga puntual y las de un dipolo.

$$\mathbf{E} = -\nabla V \tag{2.20}$$

$$V_2 - V_1 = -\int_{P_1}^{P_2} \mathbf{E} \cdot dl \ (V) \tag{2.21}$$

Para una carga puntual se tiene:

$$\mathbf{V} = \frac{q}{4\pi\varepsilon_0 R} \ (V) \tag{2.22}$$

Mientras que para un dipolo la relación está dada de acuerdo con el cuadrado de la distancia al punto de prueba. Esto se debe al efecto provocado por las dos cargas que forman el dipolo, las cuáles son de magnitudes opuestas.

$$V = \frac{\mathbf{p} \cdot \mathbf{a}_R}{4\pi\varepsilon_0 R^2} \ (V) \tag{2.23}$$

Sistemas de Radiación con referencia a un Dipolo Elemental

Una distribución exacta de corriente en un cable finito es extremadamente complicada de analizar aunque sea un perfecto conductor. El problema generalmente radica en que las antenas manejan los campos y condiciones de las cargas electrostáticas y magnéticas pero con una variación en el tiempo. Para poder determinar los campos electromagnéticos se deben seguir los siguientes pasos:

1.- Determinar **A** y **J** utilizando: $\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi}\int_{V'} \frac{\mathbf{J}e^{-jkR}}{R} dv'$

2.- Encontrar **H** de **A** utilizando: $\mathbf{H} = \frac{1}{\mu}\nabla \times \mathbf{A}$

3.- Encontrar **E** de **H** utilizando: $\mathbf{E} = \frac{1}{jw\varepsilon}\nabla \times \mathbf{H}$

Este es el procedimiento para encontrar el patrón de radiación de las antenas.
La radiación característica de una antena lineal está determinada por su longitud y la manera en la que está excitada.

El Dipolo Elemental Eléctrico

Las soluciones del campo eléctrico y magnético en un dipolo son duales.

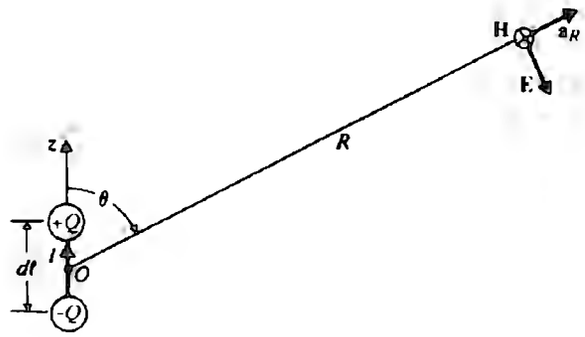


Diagrama 17. Dipolo de Hertz
(Cheng, 1989).

El par de cargas iguales y opuestas separadas por una pequeña distancia efectiva forman un dipolo cuyo momento eléctrico en representación fasorial es la siguiente:

$$\mathbf{p} = \mathbf{a}_z Q dl \tag{2.24}$$

Las fórmulas que representan los campos eléctricos de un dipolo de Hertz están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$\mathbf{H} = -\mathbf{a}_\phi \frac{Idl}{4\pi}\beta^2 \sin\theta \left[\frac{1}{j\beta R} + \frac{1}{(j\beta R)^2}\right] e^{-j\beta R} \tag{2.25}$$

$$\mathbf{E} = \frac{1}{jw\varepsilon_0}\left[\mathbf{a}_R \frac{1}{R\sin\theta}\frac{\partial}{\partial\theta}(H_\phi \sin\theta) - \mathbf{a}_\theta \frac{1}{R}\frac{\partial}{\partial R}(RH_\phi)\right] \tag{2.26}$$

Debe tenerse en cuanta que para analizar un dipolo resulta mucho más fácil clasificarlos en dos:

Campo Cercano ($\beta R = \frac{2\pi R}{\lambda} << 1$)

$$H_\phi = \frac{Idl}{4\pi R^2} \sin\theta$$

$$E_R = \frac{p}{4\pi R^3} 2\cos\theta$$

$$E_\theta = \frac{p}{4\pi R^3} \sin\theta$$

Campo Lejano ($\beta R = \frac{2\pi R}{\lambda} >> 1$)

$$H_\phi = j\frac{Idl}{4\pi}\left(\frac{e^{-j\beta R}}{R}\right)\beta\sin\theta\ (A/m) \tag{2.27}$$

$$E_\theta = j\frac{Idl}{4\pi}\left(\frac{e^{-j\beta R}}{R}\right)\eta_0\beta\sin\theta\ (V/m) \tag{2.28}$$

Estas últimas ecuaciones están en cuadratura y posicionadas en el mismo espacio temporal. Cabe resaltar que en la relación entre $E_\theta / H_\phi = \eta_0$, la fase de E_θ y H_ϕ es una función periódica de R cuyo periodo es la longitud de onda.

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{c}{f} \tag{2.29}$$

Dipolo Elemental Magnético

El dipolo magnético dada la dualidad del dipolo, sus campos electromagnéticos son soluciones duales de las ecuaciones de Maxwell. Esta dualidad acerca de la naturaleza de los campos cercanos y lejanos de un dipolo eléctrico aplica para cantidades magnéticas del mismo dipolo. Particularmente para la zona alejada o *campo lejano* se tienen las siguientes ecuaciones:

$$E_\phi = \frac{w\mu_0 m}{4\pi}\left(\frac{e^{-j\beta R}}{R}\right)\beta\sin\theta\ (V/m) \tag{2.30}$$

$$H_\theta = -\frac{w\mu_0 m}{4\pi\eta_0}\left(\frac{e^{-j\beta R}}{R}\right)\beta\sin\theta\,(A/m) \tag{2.31}$$

2.4 Arreglo de Antenas

Muchas veces es necesario diseñar antenas con una ganancia considerablemente grande para poder cumplir con las demandas que exige un sistema de comunicaciones. Esto se puede lograr incrementando las características eléctricas de la antena. El campo total de una antena se determina con un vector aditivo de los campos radiados individualmente por cada uno de los elementos que conforman el arreglo. Esto se logra con la modificación y manipulación de la separación de cada uno de los elementos y la corriente administrada a cada uno de ellos. Para lograr patrones significativamente dirigidos, es necesario que los campos interfieran constructivamente en la dirección deseada y puede lograrse siguiendo los siguientes cinco pasos:

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

(Balanis, 1997)

Arreglo de Dos Elementos

El campo total de un arreglo es igual al campo de cada uno de los elementos colocados en el origen y multiplicados por un factor referido como *factor de arreglo*

$$AF = 2\cos\left[\frac{1}{2}(kd\cos\theta + \beta)\right] \tag{2.32}$$

normalizado:

$$(AF)_n = \cos\left[\frac{1}{2}(kd\cos\theta + \beta)\right] \tag{2.33}$$

Aunque la formula general para poder determinar el campo de radiación es la siguiente formula generalizada:

E(total) = [**E** (elemento simple en un punto de referencia)]*[factor de arreglo] (2.34)

Dicha fórmula es válida para elementos que no necesariamente tienen magnitudes, fases o el mismo espacio entre ellos. Cabe resaltar que cada arreglo cuenta con su propio factor de arreglo, el cual está en función del número de elementos, el arreglo geométrico, sus magnitudes relativas, fases y espacios. El factor de arreglo no depende en las características direccionales de la radiación de los elementos ya que puede ser reemplazada por elementos con puntos de referencia isotrópicos.

Para los arreglos de antenas, el patrón de radiación algunas veces (dependiendo de la polarización, de los elementos y su configuración), se puede observar como en el siguiente diagrama.

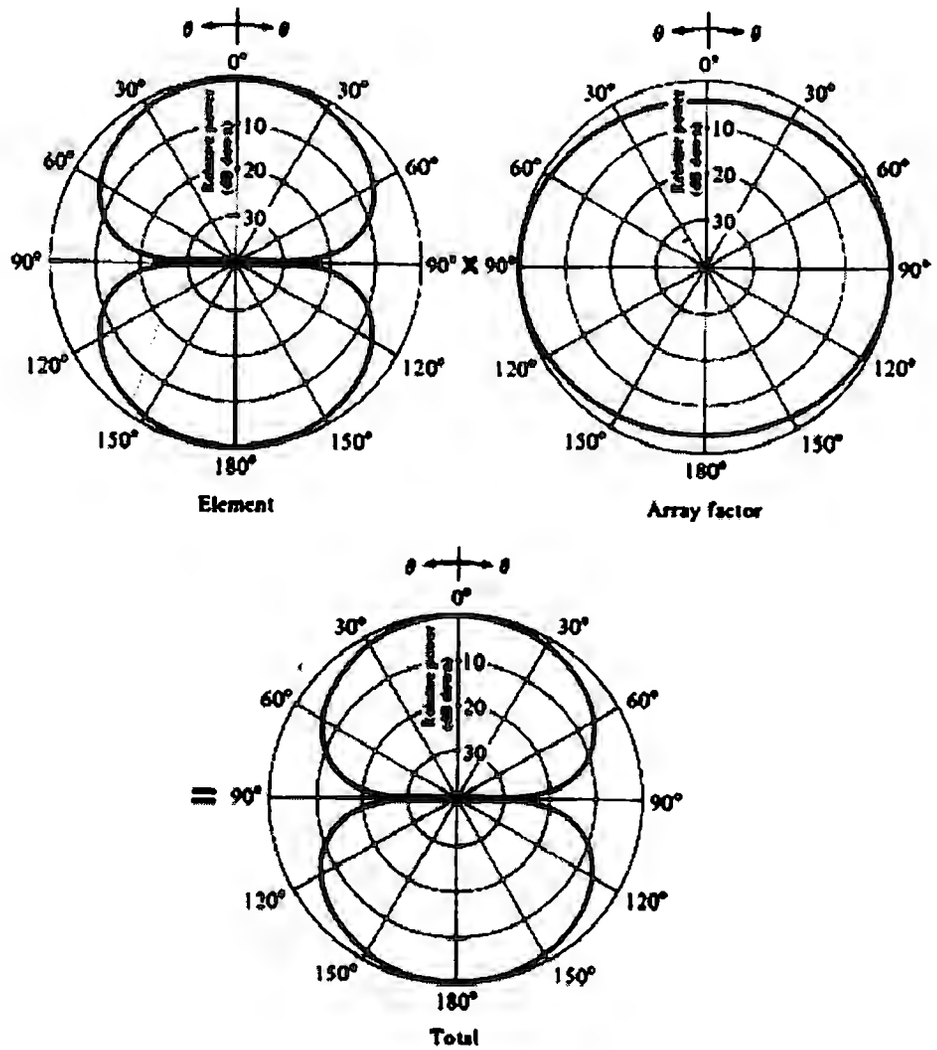


Diagrama 18. Elemento, Factor de arreglo y Campo total de un campo de dos elementos dipolos horizontales con una excitación idéntica ($\beta = 0°$ $d = \lambda / 4$)

(Balanis, 1997)

Para este tipo de configuraciones lo importante es contar con determinado número de nulos, los cuáles permitirán ir acortando el patrón de radiación logrando ser más direccionable. Los nulos se pueden lograr igualando la siguiente fórmula a cero. Al menos para contar con un nulo la distancia entre ellos debe ser $d \geq \lambda / 2$.

$$E_{tn} = \cos\theta \cos\left[\frac{1}{2}(kd\cos\theta + \beta)\right]_{\theta=\theta_n} = 0 \tag{2.35}$$

$$\theta_n = \cos^{-1}\left(\frac{\lambda}{2\pi d}\left[-\beta \pm (2n+1)\pi\right]\right) \qquad n = 0,1,2... \tag{2.36}$$

Un arreglo de antenas con elementos idénticos tanto en magnitud y cada uno con una fase progresiva son referidos como un arreglo uniforme. El arreglo de fase puede ser considerado como punto de alimentación y el campo total será determinado multiplicando el factor de arreglo de las fuentes isotrópicas por el campo de cada uno de los elementos simples. El factor de arreglo puede ser modificado cuando se sabe controlar la ψ:

$$\begin{aligned} AF &= \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)\psi} \\ \psi &= kd\cos\theta + \beta \end{aligned} \tag{2.37}$$

Después de un proceso matemático que se encuentra fuera de los alcances de este trabajo se encuentra la siguiente fórmula que permitirá determinar la diferencia en decibeles de uno de los lóbulos laterales.

$$(AF)_n \approx \left[\frac{\sin(\frac{N}{2}\psi)}{\frac{N}{2}\psi}\right]_{\substack{\theta=\theta_s \\ s=1}} = \frac{2}{3\pi} = -13.46\text{dB} \tag{2.38}$$

$$\theta_s = \cos^{-1}\left\{\frac{\lambda}{2\pi d}\left[-\beta \pm \frac{3\pi}{N}\right]\right\} \tag{2.39}$$

Arreglo ordinario End-Fire

Este tipo de arreglo es aquél que esta diseccionado a través del eje del arreglo. Para poder direccionarlo de una manera máxima a través de $\theta = 0°$:

$$\psi = kd\cos\theta + \beta\big|_{\theta=0°} = kd + \beta = 0 \rightarrow \beta = -kd \tag{2.40}$$

Para poder direccionarlo de una manera máxima a través de $\theta = 180°$:

$$\psi = kd\cos\theta + \beta\big|_{\theta=180°} = -kd + \beta = 0 \rightarrow \beta = kd \tag{2.41}$$

Si la separación del elemento es $d = \lambda / 2$, la direccionabilidad se puede encontrar a través de las fórmulas anteriores tanto a 0° como a 180°. Si el espacio de separación entre los elementos es un múltiplo de la longitud de onda ($d = n\lambda, n = 1,2,3$), aquí también existirán máximos en la dirección de un costado. Para lograr tener máximos, y evitar los lóbulos de rejillas, el espacio entre los elementos debe ser $d_{max} < \lambda / 2$.

Arreglo de Fase (Escaneado)

La tecnología de este tipo de arreglo debe ser continua, el sistema debe tener una continua variación de la fase progresiva entre los elementos. Esto en la práctica se puede lograr electrónicamente a través de cambiadores de fase de ferritos y diodos cambiadores de fase. Las siguientes tablas obtenidas del libro *Teoría de Antenas* de Balanis muestran en fórmulas matemáticas cómo lograr los nulos deseados.

NULOS	$\theta_n = \cos^{-1}\left(1 - \frac{n\lambda}{Nd}\right)$ $n = 1,2,3...$ $n \neq N, 2N, 3N...$
MAXIMA	$\theta_n = \cos^{-1}\left(1 - \frac{m\lambda}{Nd}\right)$ $m = 0,1,2,3...$
PUNTOS DE MEDIA POTENCIA	$\theta_n = \cos^{-1}\left(1 - \frac{1.391\lambda}{\pi Nd}\right)$ $\pi d / \lambda << 1$
MAXIMA DEL LOBULO MENOR	$\theta_n = \cos^{-1}\left(1 - \frac{(2s+1)/\lambda}{2Nd}\right)$ $s = 1,2,3...$ $\pi d / \lambda << 1$

Tabla 1. Nulos, máximos, Puntos medios de potencia y lóbulos menores para amplitudes uniformes de arreglos ordinarios End-Fire
(Balanis, 1997)

PRIMER NULO ANCHO DE BANDA (FNBW)	$\theta_n = 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{\lambda}{Nd}\right)$
POTENCIA MEDIA ANCHO DE BANDA (HPBW)	$\theta_n = 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{1.391\lambda}{Nd}\right)$ $\pi d / \lambda << 1$
PRIMER LOBULO ANCHO DE BANDA (FSLBW)	$\theta_n = 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{3\lambda}{Nd}\right)$ $\pi d / \lambda << 1$

Tabla 2. Amplitud del rayo para amplitudes uniformes de arreglos End-Fire
(Balanis, 1997)

Para lograr conjuntar la directividad de la amplitud de un arreglo no uniforme, se puede hacer uso de la siguiente fórmula y del diagrama mostrado a continuación.

$$\Theta_h = \cos^{-1}\left[\cos\theta_0 - 0.443\frac{\lambda}{(L+d)}\right] - \cos^{-1}\left[\cos\theta_0 + 0.443\frac{\lambda}{(L+d)}\right] \tag{2.42}$$

donde Θ_h es la potencia media de la amplitud del haz

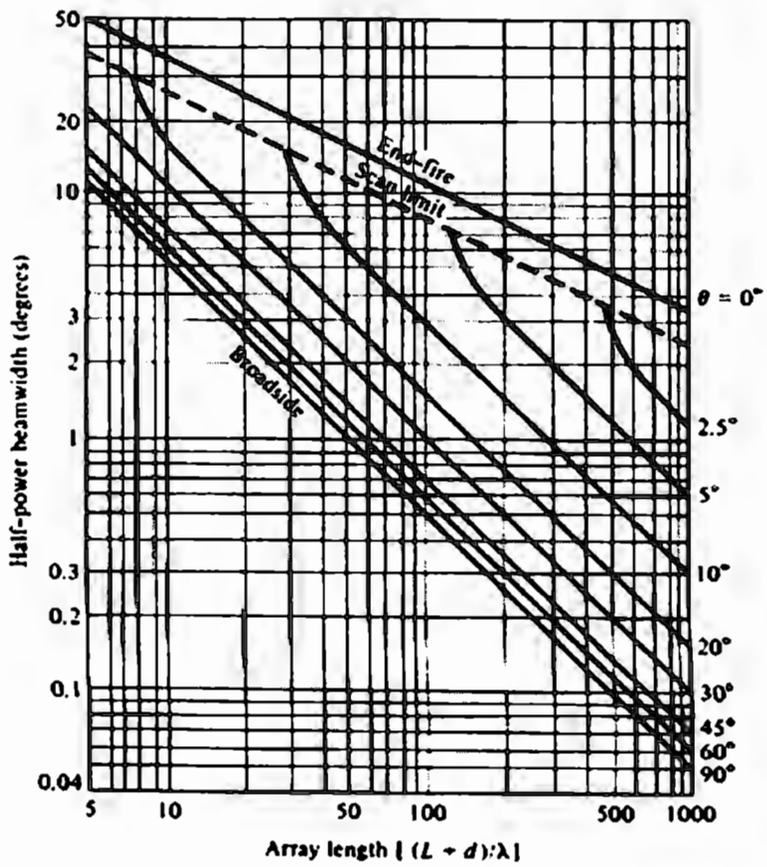


Diagrama 19. Media Potencia de la Amplitud del rayo para un arreglo ordinario End-Fire y arreglos uniformes de escaneo.
(Balanis, 1997)

Arreglo Hansen-Woodyard End-Fire

Este tipo de arreglo incrementa la directividad, sin embargo el tamaño de los lóbulos laterales es mayor que el que se observa en un simple arreglo de *End-Fire*. Aproximadamente la direccionabilidad aumenta 2.5 dB. Las siguientes tablas muestran los elementos necesarios para lograr los nulos y los máximos de este tipo de arreglos.

NULOS	$\theta_n = \cos^{-1}\left[1 + (1-2n)\frac{\lambda}{2dN}\right]$ $n = 1,2,3...$ $n \neq N, 2N, 3N...$
MAXIMA	$\theta_n = \cos^{-1}\left\{1 + [1-(2m+1)]\frac{\lambda}{2dN}\right\}$ $m = 1,2,3...$ $\pi d / \lambda << 1$
PUNTOS DE MEDIA POTENCIA	$\theta_n = \cos^{-1}\left(1 - 0.1398\frac{\lambda}{Nd}\right)$ $\pi d / \lambda << 1$ $N\ large$
MAXIMA DEL LOBULO MENOR	$\theta_n = \cos^{-1}\left(1 - \frac{s\lambda}{Nd}\right)$ $\pi d / \lambda << 1$ $s = 1,2,3...$

Tabla 3. Nulos, máximos, Puntos medios de potencia y lóbulos menores para amplitudes uniformes de arreglos Hansen-Woodyard End-Fire
(Balanis, 1997)

PRIMER NULO ANCHO DE BANDA (FNBW)	$\theta_n = 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{\lambda}{2Nd}\right)$
POTENCIA MEDIA ANCHO DE BANDA (HPBW)	$\theta_n = 2\cos^{-1}\left(1 - 0.1398\frac{\lambda}{Nd}\right)$ $N\ large$ $\pi d / \lambda << 1$
PRIMER LOBULO ANCHO DE BANDA (FSLBW)	$\theta_n = 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{\lambda}{Nd}\right)$ $\pi d / \lambda << 1$

Tabla 4. Nulos, máximos, Puntos medios de potencia y lóbulos menores para amplitudes uniformes de arreglos Hansen-Woodyard End-Fire
(Balanis, 1997)

Proceso de Diseño

En el diseño de un arreglo de antenas siempre se debe tener en cuenta el número de parámetros, el espacio entre ellos, la excitación, la potencia media de la amplitud de rayo, su directividad y el tamaño de los lóbulos. Algunos parámetros son determinados, otros calculados.

Superdirectividad

Puede ser lograda al insertar mayor número de elementos en el arreglo con una longitud fija (decrementando el espacio entre ellos). Esto lleva a mayores magnitudes y cambios rápidos de fase en la excitación de coeficientes de los elementos del arreglo. Estos elementos cuentan con una larga y opuesta corriente de alimentación.

Eficiencia y Directividad

La eficiencia de la antena se ve afectada por la corriente que debe ser administrada al sistema. Este tipo de arreglos también son conocidos como *arreglos de super ganancia.* Una de las limitantes para este tipo de arreglos es la longitud del arreglo.

Arreglo Planar

Este tipo de arreglos son más versátiles y pueden proveer patrones mas simétricos con menores lóbulos laterales. Pueden ser utilizados para escanear el lóbulo principal a través de cualquier punto del espacio. Algunas de las aplicaciones incluyen radares, búsqueda del mismo, sensores remotos y comunicaciones. Esto hace a este tipo de arreglo una primera opción de propuesta para el proyecto. El siguiente diagrama muestra un ejemplo de un arreglo planar:

El factor de arreglo necesario para poder manipular los arreglos de antenas, está dado con las siguientes formulas:

$$AF_n(\theta,\phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\} \tag{2.43}$$

donde

$$\begin{aligned} \psi_x &= kd_x \sin\theta\cos\phi + \beta_x \\ \psi_y &= kd_y \sin\theta\cos\phi + \beta_y \end{aligned} \tag{2.44}$$

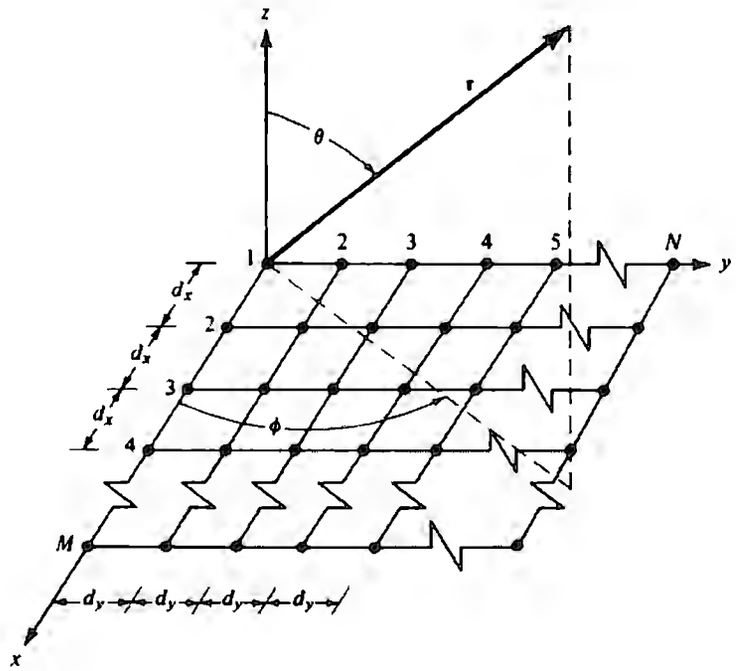


Diagrama 20. Arreglo Planar
(Balanis, 1997)

Cuando el espacio entre los elementos es igual o mayor a $d = \lambda / 2$, múltiples máximos pueden ser formados con la misma magnitud. El lóbulo principal es el lóbulo más importante a manipular, mientras que los *lóbulos de rejillas* o *lóbulos menores*, son los que se tienen que disminuir. Éstos últimos suceden cuando el espacio entre los elementos es lo suficientemente grande como para permitir la adición en fase de los campos radiados en otra dirección fuera de la deseada. Para evitar la formación de los lóbulos laterales se debe respetar la siguiente condición:

$$d_x = \lambda / 2 \text{ y } d_y = \lambda / 2$$

Para un arreglo planar el lóbulo principal se ubica usando las siguientes fórmulas:

$$\begin{aligned} kd_x \sin\theta\cos\phi + \beta_x &= \pm 2m\pi \quad m = 0,1,2 \\ kd_y \sin\theta\cos\phi + \beta_y &= \pm 2n\pi \quad n = 0,1,2 \end{aligned} \tag{2.45}$$

La fase progresiva del cambio entre los elementos x-y debe estar dado por:

$$\begin{aligned} \beta_x &= -kd_x \sin\theta_0 \cos\phi_0 \\ \beta_y &= -kd_y \sin\theta_0 \cos\phi_0 \end{aligned} \tag{2.46}$$

El lóbulo principal (m=n=0) y los lóbulos laterales pueden ser ubicados a través de los siguientes parámetros:

$$\phi = \tan^{-1}\left[\frac{\sin\theta_0 \sin\phi_0 \pm n\lambda / d_y}{\sin\theta_0 \sin\phi_0 \pm m\lambda / d_x}\right]$$

$$(2.47)\ \theta = \sin^{-1}\left[\frac{\sin\theta_0 \sin\phi_0 \pm m\lambda / d_x}{\cos\phi}\right] = \sin^{-1}\left[\frac{\sin\theta_0 \sin\phi_0 \pm n\lambda / d_y}{\sin\phi}\right] \qquad (2.48)$$

El ancho de banda puede ser determinado a través de las siguientes fórmulas:

$$\Theta_h = \sqrt{\frac{1}{\cos^2\theta_0\left[\Theta^{-2}{}_{x0}\cos^2\phi_0 + \Theta^{-2}{}_{y0}\sin^2\phi_0\right]}} \qquad (2.49)$$

$$\psi_h = \sqrt{\frac{1}{\Theta^{-2}{}_{x0}\sin^2\phi_0 + \Theta^{-2}{}_{y0}\cos^2\phi_0}} \qquad (2.50)$$

donde

Θ_{x0} : ancho de rayo de M elementos

Θ_{y0} : ancho de rayo de N elementos

Ψ_h : ancho de rayo $x - y$

$$\Omega_A = \Theta_h \psi_h$$

$$\Omega_A = \frac{\Theta_{x0}\Theta_{y0}\sec\theta_0}{\left[\sin^2\phi_0 + \frac{\Theta_{y0}^{\ 2}}{\Theta_{x0}^{\ 2}}\cos^2\phi_0\right]^{1/2}\left[\sin^2\phi_0 + \frac{\Theta_{x0}^{\ 2}}{\Theta_{y0}^{\ 2}}\cos^2\phi_0\right]^{1/2}} \qquad (2.51)$$

Finalmente la directividad es determinada con la siguiente fórmula:

$$D_0 \approx \frac{\pi}{\Omega_A(rad^2)} = \frac{32{,}400}{\Omega_A(grados^2)} \qquad (2.52)$$

2.2 MEMS

Introducción

Los MEMS o Sistemas Microelectromecánicos son dispositivos con componentes eléctricos y mecánicos, que tienen dimensiones características en el rango de micras. Estos dispositivos se fabrican con las mismas técnicas utilizadas para circuitos integrados analógicos y digitales. Los MEMS pueden desempeñar diferentes funciones que pueden incluir la obtención de señales (sensores), procesamiento de señales, actuadores y control entre otras.

El micromaquinado se refiere al conjunto de procesos físicos y químicos que sirven como herramientas de diseño y fabricación, utilizadas para fabricar estructuras y elementos mecánicos altamente integrados en silicio u otros materiales para sensado, actuación, cómputo y comunicaciones. Diversas técnicas de micromaquinado permiten combinar sensores, actuadores y circuitos lógicos en un solo dispositivo.

En la actualidad existen muy pocos microsistemas totalmente funcionales que sean comerciales. Aunque ha existido mucha investigación, aún existen muchos problemas que a nivel micro no se han podido resolver. Muchos de los sistemas tienden a ser inestables y las estructuras mecánicas de los dispositivos pueden llegar a romperse. Estos dispositivos pueden ser muy sensibles por lo que se tienen que operar en condiciones controladas, y se pueden llegar a necesitar sistemas de control muy avanzados. Sin embargo todavía existe mucha investigación y muchas promesas para los microsistemas.

Mercados y Aplicaciones

Actualmente los mercados en dónde los MEMS tienen mayor presencia es en sensores de inercia y presión, sistema de impresión de inyección de tinta (Hewlett-Parckard Co.) y pantallas digitales de alta resolución. Existen aplicaciones emergentes que pueden entrar al mercado en el futuro. Entre estas están sensores de presión para llantas, RF y electrónica inalámbrica, componentes de fibra óptica y dispositivos de manejo y procesamiento de fluidos para microanálisis químico, diagnosis médica, y administración de medicamento.

Se espera un crecimiento considerable para el mercado de los MEMS a partir de innovaciones tecnológicas y adopción de la tecnología por un número creciente de usuarios finales y consumidores. Una rápida adopción de las tecnologías de microfluidos, RF, y MEMS ópticos ayudara a que estas aplicaciones crezcan más rápido que MEMS más tradicionales como sensores de presión y acelerómetros.

Debido a la falta de una sola aplicación dominante y los diversos requerimientos técnicos de los usuarios finales, no hay un solo mercado para los MEMS. Más bien, existe una variedad de mercados, muchos considerados como nichos, especialmente cuando se compara con la industria relacionada de semiconductores. Esta fragmentación del mercado se refleja en el gran número de diversas y pequeñas compañías involucradas en MEMS.

Es difícil predecir el futuro de los mercados para MEMS y en ocasiones las previsiones no son las correctas. Esto puede producir que las compañías tomen decisiones erróneas por tener la información incorrecta. Estudios de mercado en los 90's estimaron erróneamente el valor que tendría el mercado de los sensores de bolsas de aire. Muchas compañías se apresuraron a entrar al mercado sólo para cerrar sus operaciones en ese mercado años después. Tampoco se pudo predecir correctamente la rápida deflación de la burbuja de las telecomunicaciones en el 2001 y los efectos que tendría en la industria. Se esperaba mucho de los switches ópticos y láseres sintonizables y se invirtieron grandes cantidades de capital. Sin embargo estos mercados nunca se materializaron como se esperaba y muchas compañías fueron afectadas (Maluf, 2004).

Diseño

El diseño depende del tipo de dispositivos MEMS que se quiera obtener, en este caso se trata de un sistema que puede llegar a ser un producto comercial. Existen varios factores que afectan el diseño y desarrollo de nuevos dispositivos y productos. En importante saber si existe la necesidad de dicho producto y si existe un mercado para éste. También hay que tomar en cuenta si existen otras formas de obtener un dispositivo equivalente o si alguna organización está desarrollando un producto similar. Se tiene que estar seguro de que existe la tecnología necesaria para fabricar y empaquetar (o encapsular) el dispositivo.

El diseño puede ser impulsado o inspirado por el mercado o la tecnología. En un diseño impulsado por el mercado, se tiene una necesidad específica y a partir de ahí se buscan los elementos que puedan implementar una solución. En un diseño impulsado por la tecnología, se

desarrollan una serie de nuevas capacidades tecnológicas y de ahí se buscan conceptos de dispositivos y mercados que puedan aprovechar esas capacidades. Cualquiera que sea el caso, se concibe primero la idea de un dispositivo y una posible tecnología para implementarlo.

Se tiene que analizar si el concepto del dispositivo trabajará como se desea al implementarlo con cierta tecnología. Este análisis es un paso importante, que se basa en la construcción de modelos, para la toma de decisiones que afectarán al diseño a lo largo de todo el proceso. Existen cuatro niveles de modelado – de sistema, dispositivo, físico y proceso – y existe una interacción e intercambio de información entre ellos. La experimentación es la herramienta final de verificación, pero al diseñar dispositivos se espera aprender lo mayor posible sobre el sistema a través del modelado antes del paso costoso de la fabricación del prototipo.

A nivel de sistema se diseña el diagrama de bloques del dispositivo y el modelo ideal del circuito. Estos modelos llevan a una serie de ecuaciones diferenciales que sirven para describir el comportamiento dinámico del sistema. Estas ecuaciones se plantean en una forma específica como un grupo de ecuaciones diferenciales ordinarias de primer orden para las variables de estado del sistema. En esta forma las ecuaciones se denominan como las ecuaciones de estado del sistema.

En el nivel de proceso es donde se crea la secuencia del proceso y los diseños de las máscaras para la fabricación del dispositivo. El modelado del proceso a este nivel requiere de un análisis numérico muy sofisticado para el que se han desarrollado herramientas comerciales CAD (*Computer-aided design*). Estas herramientas pueden predecir la geometría del dispositivo a partir de las máscaras y la secuencia del proceso. Como las propiedades de los materiales dependen del proceso de fabricación se tiene que conocer proceso que se usará para asignar las propiedades correctas a los materiales al modelar el dispositivo.

El nivel físico hace referencia al comportamiento real de los dispositivos. Las ecuaciones utilizadas son típicamente ecuaciones diferenciales parciales. Se pueden usar varios métodos analíticos para encontrar la solución cerrada en geometrías ideales. Pero al modelar dispositivos reales generalmente se requieren soluciones analíticas aproximadas o métodos numéricos de alta precisión.

Aunque los métodos mencionados son muy útiles para simulaciones físicas, estás representaciones son demasiado complejas cuando se trabaja con dispositivos enteros y su circuitería asociada. En vez de eso, se va al nivel de dispositivo y se crean modelos macro o

modelos de orden reducido. De tal forma que se capture el comportamiento físico esencial de los componentes del sistema y sea al mismo tiempo compatible con la descripción a nivel de sistema. Un modelo macro ideal es analítico más que numérico ya que es más fácil analizar expresiones analíticas. El modelo debe ser energéticamente correcto, es decir que conserve la energía y que la disipe cuando deba. Debe tener una dependencia correcta con las propiedades de los materiales y la geometría del dispositivo. Tiene que representar tanto el comportamiento estático como dinámico del dispositivo (Senturia, 2001).

Microfabricación

Existe una gran variedad de procesos de microfabricación, aunque sólo existen unos cuantos procesos base. Entre estos se pueden mencionar el micromaquinado *Bulk* o de volumen que es una técnica substractiva. La técnica de LIGA (*Lithografie, Galvanoformung, Abformung*), que es el acrónimo por litografía, electrodeposición y moldeado por rayos-X, se usa para crear moldes y poder reproducir las estructuras varias veces. Por último, el proceso de micromaquinado de superficie, que es la técnica que se explicará a fondo ya que es el proceso relevante para el proyecto.

El micromaquinado de superficie es una técnica aditiva que utiliza capas estructurales y de sacrificio. Las estructuras son construidas capa por capa sobre la superficie de un substrato. Las formas en el plano x, y no están restringidas por la cristalografía del substrato a diferencia del micromaquinado de volumen. Esta técnica es muy común en la fabricación de circuitos integrados.

Se deposita una capa de sacrificio o base sobre un substrato de silicio cubierta por una capa dieléctrica que servirá como la capa aislante. El Fosfosilicato (PSG) depositado por LPCVD (*Low-Pressure Chemical Vapor Deposition*) es de los mejores materiales para la capa de sacrificio. Con una primera máscara se forma un patrón sobre la base por medio de fotolitografía. Se abren ventanas en la capa de sacrificio y una película delgada, que puede ser de polisilicio, metal, alguna aleación, o un material dieléctrico, se deposita uniformemente sobre la capa de sacrificio que tiene el patrón de la máscara. Con una segunda máscara la capa estructural se imprime un patrón, usualmente con atacado en seco. Al final del proceso se ataca en húmedo a la capa de sacrificio selectivamente y se liberan las estructuras. Este proceso se puede repetir para varias capas estructurales y de sacrificio.

Esta técnica se puede aplicar a una combinación de capas delgadas y dimensiones laterales, donde la capa de sacrificio se puede atacar sin que exista un ataque o degradado significativo a la microestructura, al material dieléctrico, o el substrato. Generalmente un stack de micromaquinado de superficie puede contener un total de cuatro a cinco capas estructurales y de sacrificio pero se podrían tener más.

Definir un plano de tierra generalmente define el primer paso del micromaquinado de superficie seguido de un paso de estabilización del substrato. Por ejemplo, con una capa de 0.15 µm de grosor de LPCVD de nitruro sobre 0.5 µm de óxido térmico. La capa aislante de estabilización necesita un patrón si se necesita hacer un contacto sobre el substrato de silicio. Entonces se tiene que hacer una transferencia del patrón a la delgada capa aislante. Se ataca el óxido (SiO_2) con una solución de ácido fluorhídrico (HF), creando una abertura al substrato. Después de que se limpia y se seca, el substrato está listo para la deposición de metal de contacto y material base.

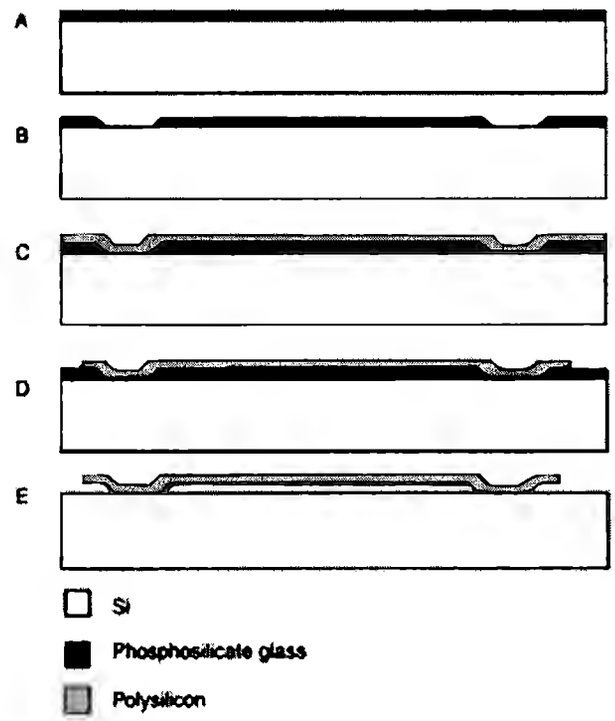


Diagrama 21. Secuencia básica del proceso de micromaquinado de superficie. (A) Deposición de la capa base de sacrificio (no se muestra la delgada capa de aislante dieléctrico). (B) Impresión del patrón base con la máscara 1. (C) Deposición de la capa estructural. (D) Patrón de la microestructura con la máscara 2. (E) Ataque selectivo de la capa base.
(Madou, M. J, 2002)

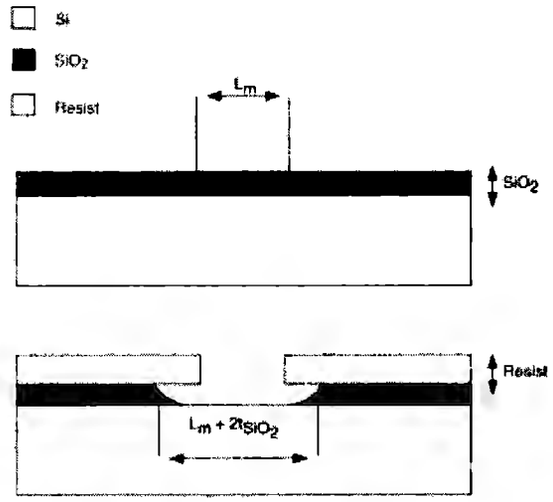


Diagrama 22. Ataque en húmedo para transferencia del patrón a una delgada capa térmica de SiO_2 para la fabricación de un contacto al substrato de Si.
(Madou, M. J, 2002)

Después de una capa aislante, se hace la deposición y grabado de la capa base o capa de sacrificio. Se prefiere una delgada capa de PSG de 2 μm de grosor como material de la capa base, o capa de sacrificio. El ataque de la capa base para formar ventanas se detiene en la capa aislante. Las ventanas en la capa base se pueden para crear anclas con la capa aislante para estructuras mecánicas.

Una vez que se tiene la capa de sacrificio se puede hacer la deposición del material de la capa estructural. Se prefiere la deposición por medio de CVD (*Chemical Vapor Deposition*), para tener una mejor cobertura del material estructural sobre las ventanas en la base. El material estructural más usado en el micromaquinado de superficie es el polisilicio (poly-Si). El polisilicio se deposita por medio de LPCVD en un horno a aproximadamente 600°C. Para hacer que las partes de la microestructura sean conductoras, se puede dopar la capa de poly-Si. Otros materiales usados en la capa estructural incluyen el aluminio, SiO_2, nitruro de silicio, oxinitruro de silicio, diamante, SiC, GaAa, tungsteno, entre otros.

Para crear micromáquinas que tengan movimiento, las microestructuras deben ser liberadas de las capas de sacrificio. Estas capas se retiran al final del proceso de microfabricación. Después de aplicar un patrón sobre el poly-Si por medio de RIE (*Reactive ion etching*), se sumerge el stack en una solución de HF para remover la capa de sacrificio liberando la estructura del substrato. Después de eliminar la capa de sacrificio, se lleva a cabo un proceso de limpiado y secado.

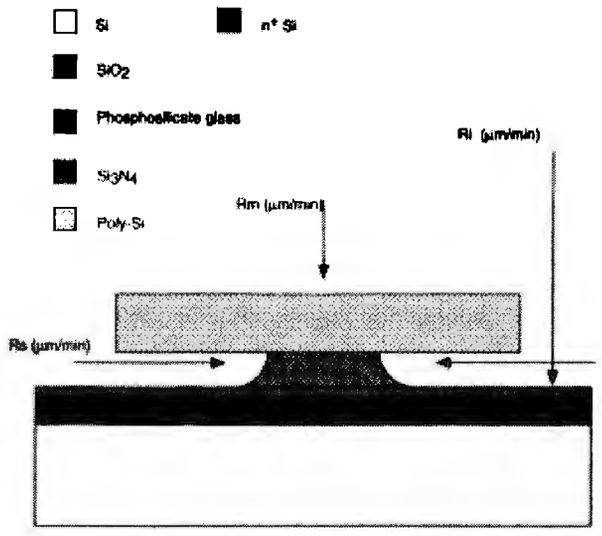


Diagrama 23. Ataque selectivo de la capa base.
(Madou, M. J, 2002)

Materiales

El sistema de materiales compatibles con silicio abarca, además del silicio mismo, una serie de materiales usados comúnmente en la industria de circuitos semiconductores integrados. Normalmente estos materiales se usan para la deposición de láminas delgadas. Estos materiales incluyen óxidos de silicio, nitruros de silicio, y carburos de silicio; metales como aluminio, titanio, tungsteno y cobre; y polímeros como fotoprotección y poliimida.

El silicio es uno de los pocos materiales que es fabricado comercialmente en un substratos de un solo cristal. Esta naturaleza cristalina permite ventajas eléctricas y mecánicas significativas. Se puede modular con precisión la conductividad eléctrica dopando el material con impurezas. Mecánicamente, el silicio es un material elástico y robusto, y sus características han sido muy bien estudiadas y documentadas. Como elemento, el silicio existe con tres microestructuras diferentes: cristalina, policristalina o amorfa. La estructura policristalina o polisilicio y el silicio amorfo usualmente se depositan como delgadas capas con un grosor típico por debajo de las 5 μm. Substratos de silicio cristalino están disponible comercialmente como obleas circulares con diámetros de 100-mm y 150-mm.

Varios tipos de oxidos de silicio (SiO_2, SiO_x, silicato) son usados en microfabricación debido que son excelentes aislantes eléctricos y térmicos. También son usados como capas de sacrificio en procesos de micromaquinado de superficie, porque pueden ser atacados selectivamente en HF con alta selectividad. Una desventaja de los óxidos de silicio es su estrés

intrínseco que es relativamente grande y difícil de controlar. Esto ha limitado su uso como materiales para largas vigas suspendidas o membranas.

El nitruro de silicio (Si_xN_y) también es muy usado como capa aislante y es efectivo como barrera contra la difusión móvil de iones. En particular iones de sodio y potasio encontrados en ambientes biológicos. Su módulo de Young es más alto que el del silicio y su estrés intrínseco puede ser controlado por medio de las especificaciones del proceso de deposición. El nitruro de silicio también es un material muy efectivo para crear máscaras en muchas soluciones de grabado.

La selección de una capa fina de metal depende en gran parte de la naturaleza de la aplicación final. Estas capas de metal son depositadas normalmente por sputtering (átomo por átomo), evaporación, o CVD. El oro, el níquel y Ni_xFe_y, y otros cuantos metales también pueden depositarse por electrodeposición. Para interconexiones eléctricas básicas, es común usar aluminio (usualmente con un porcentaje de silicio y también cobre). Es relativamente fácil de depositar por medio de sputtering, pero su operación está limitada a ambientes no corrosivos y a temperaturas por debajo de 300°C. Para ambientes más drásticos y temperaturas más altas, el oro, titanio y tungsteno son buenos sustitutos.

Los polímeros en formas de poliimidas o fotoprotección (*photoresist*), pueden ser depositados con diferentes grosores desde unos cuantos nanómetros hasta cientos de micras. Para endurecer el material fotoresistente se somete a luz ultravioleta produciendo estructuras rígidas. Por sus propiedades únicas de absorción y adsorción, los polímeros han ganado aceptación para el sensado de gases químicos y humedad.

2.3 RF MEMS

Los circuitos RF y de microondas están compuestos de interconexiones de componentes bien demarcados. Estos componentes incluyen elementos pasivos (como resistores, capacitores e inductores), elementos distribuidos (como guías de onda coplanares, guías de onda rectangulares o *microstrip*) y de elementos activos (como transistores de efecto de campo o transistores bipolares). Además pueden ser utilizados elementos de conmutación de la señal y de

enrutamiento (como interruptores diodos *pin* o interruptores de efecto de campo). (De Los Santos, 2002)

Los Sistemas Micro-Electromecánicos de Radio Frecuencia no son sistemas relativamente pequeños, virtualmente no tienen masa, no son sensibles a la aceleración, no consumen potencia de corriente directa, pueden ser fabricados en sustratos de silicio o vidrio de bajo costo y tienen una frecuencia de corte 30 o 50 veces mejor que con cualquier tecnología con base en GaAs (Rebeiz, 2003).

Rebeiz también menciona que los campos de aplicación de estos dispositivos son muchos, estos van desde el área automotriz hasta el militar. Sobretodo hace hincapié en el segmento de las telecomunicaciones, dónde estos sistemas pueden remplazar los los interruptores de arsenurio de Galio en los teléfonos celulares resultando en un consumo menor de energía, y por lo tanto haciendo más larga la vida de la batería. Los MEMS pueden ser utilizados en sistemas inalámbricos portátiles como celulares o PDA's para hacerlos sistemas de bajo consumo de potencia. Estos necesitarían antenas sintonizables, osciladores de bajo ruido sintonizables, filtros sintonizables y acopladores de red para radios de banda ancha o multibanda también sintonizables.

El reto principal es que se pueda hacer un sistema completo con base en estos microsistemas. Sin embargo, siempre es bueno recordar que las nuevas tecnologías para aplicaciones comerciales en un mercado tan grande, como lo es el de telecomunicaciones, están basadas en costos y en cuestiones de confiabilidad.

Existen por lo menos dos maneras fundamentales para explorar los RF MEMS, el *bottom-up* y el *top-down*. En el primero, la manera de realizar estos MEMS es por medio de remplazar los elementos de los circuitos convencionales por sus contrapartes en RF MEMS con un cambío minimo o nulo en en la topología del circuito y en la arquitectura del sistema. En cambio en la otra forma el diseñador empezará el sistema desde cero. La combinación de estos dos modos de realizar RF MEMS dará como resultados sistemas reconfigurables y programables. Estos dos términos pueden entenderse como los elementos que tienen la capacidad de ser actuados, incorporando no sólo un único valor sino todo el rango de valores configurables (De Los Santos, 2002).

Algunas aplicaciones que pueden tener los RF MEMS son las que nos mencionan Gutiérrez, Camacho y Varela en su tésis:

- Sistemas de radar para aplicaciones de seguridad (5-95 GHz)
- Radares automatizados (24.6 y 77 GHz)
- Sistemas de comunicaciones satelitales (12-35 GHz)
- Sistemas de comunicaciones inalámbricas (0.8-6 GHz)
- Sistemas de instrumentación (0.01-50 GHz)

Antenas Reconfigurables

Las propiedades de radiación de una antena dependen de la relación que existe entre las longitudes en su estructura y la frecuencia radiada. Como se menciona anteriormente, las antenas dipolo tienen una frecuencia de resonancia cuando su longitud es cercana a la mitad de la longitud de onda de la señal de excitación. Es por eso que para incrementar la flexibilidad y el uso de una antena, se puede pensar en reconfigurar su estructura y dimensiones. (De Los Santos, 2002). Con la ayuda de micro interruptores se puede lograr esto. Los microinterruptores son los elementos ideales para las antennas reconfigurables, ya que con la unión que permiten cuando estos están en contacto pueden reconfigurar la forma o longitud de las antenas en cuestión.

Antenas Dipolo Sintonizables

Este tipo de antenas, siente un conjunto de alimentadores colocados al centro y segmentos de dipolos están conectados en una red por un arreglo de microinterruptores. Al abrir y cerrar dichos microinterruptores de una manera controlada, la forma y la longitud de la antena están siendo reconfiguradas, y por lo tanto su patrón de radiación. Este concepto puede ser trasladado a cualquier tipo de antenas. (De Los Santos, 2002).

El reto principal para este tipo de antenas es el diseño la tierra reflectora para la antena. Este problema puede ser resuelto si la antena reconfigurable está dentro de una cavidad con la capacidad de absorbción. Otro problema que se presenta cuando estos dipolos se encuentran en un arreglo de antenas es que se puedan crear lóbulos a frecuencias de operación altas (Rebeiz, 2003).

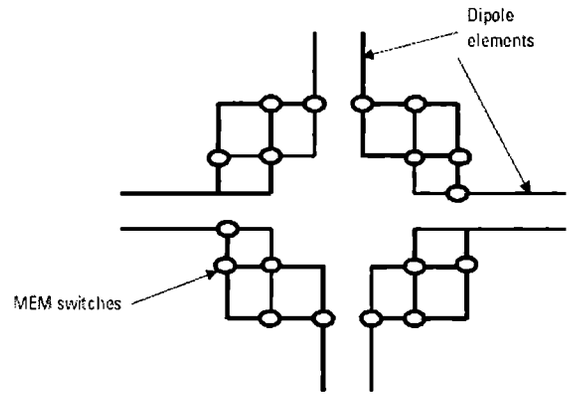


Diagrama 24. Antenas Dipolo Sintonizables
(De Los Santos, 2002)

Arreglo de Antenas Sintonizables tipo Microstrip

En esta antena, grupos de parches están conectados eléctricamente por medio de microinterruptores. Los grupos variados de antenas operan a múltiples frecuencias, de acuerdo a su tamaño. Por el hecho de conectar o desconectar eléctricamente los parches, el resultado general de la geometría del parce adquiere una longitud y forma efectiva para que la frecuencia de resonancia sea la frecuencia deseada de operación (De Los Santos, 2002).

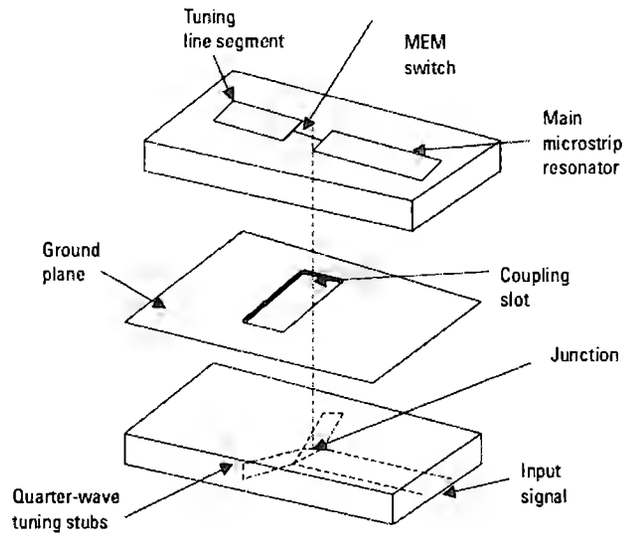


Diagrama 25. Arreglo de Antenas Sintonizables tipo Microstrip
(De Los Santos, 2002)

Efecto piel

El efecto piel es una manifestación física fundamental en los circuitos RF y de microondas. En un conductor adyacente a un campo que se propaga, como una línea de transmisión o dentro de una cavidad de paredes metálicas, y debido a que la resistencia del conductor no es igual a cero, la campo propagado no se convierte en cero inmediatamente en la interfaz metálica pero penetra en una pequeña distancia en el conductor antes de volverse cero. La profundidad del efecto piel está definida por la distancia que le toma al campo en decaer exponencialmente a 36.8% de su valor en la interfaz aire-conductor, y su formula está dada por

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{f\pi\mu\sigma}} \tag{2.53}$$

donde f es la frecuencia de la señal, μ es la permeabilidad del medio alrededor del conductor, y σ es la conductividad del metal con el que está hecho el conductor. Este efecto representa la perdida de energía con dependencia de la frecuencia debido a la propagación en la zona resistiva, y es importante minimizarla. Esto sólo puede ser logrado eligiendo un metal con una alta conductividad (De Los Santos, 2002).

Un análisis electromagnético del fenómeno mencionado, lleva a la caracterización en términos de la impedancia interna del conductor que está definida como:

$$Z_S = R_S + X_S \tag{2.54}$$

donde R_S es la resistividad de superficie, el segundo término X_S es la reactancia interna del conductor y L_i es la inductancia interna del conductor. Estos parámetros están dadas por las siguientes fórmulas (De Los Santos, 2002):

$$R_S = \frac{1}{\sigma\delta} = \sqrt{\frac{\pi f\mu}{\sigma}} \qquad X_S = \varpi L_i = \frac{1}{\sigma\delta} = R_S \tag{2.55) (2.56}$$

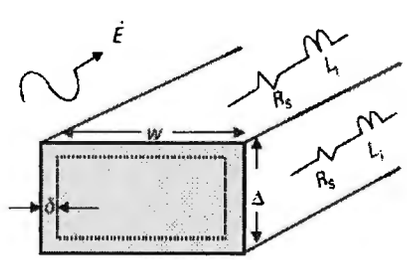


Diagrama 26. Efecto piel en un conductor metálico con sección transversal rectangular.
(De Los Santos, 2002)

Microinterruptores de Meandros

Este tipo de microinterruptores consiste de una viga con un soporte de meandros, que son estructuras en forma de S. Este tipo de vigas tienen una constante de resorte menor a comparación de las vigas de tipo cantiléver. Es por esto que este tipo de interruptores se seleccionaron para el desarrollo del proyecto. Dependiendo del número de meandros y las dimensiones de los mismos se puede obtener el valor de la constante de resorte. En el siguiente diagrama se muestra la geometría general de este tipo de vigas.

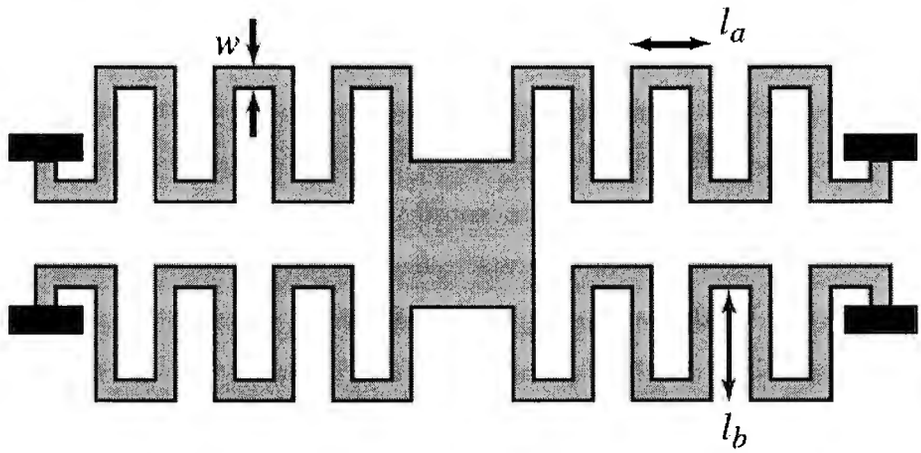


Diagrama 27. Geometría de la viga con soporte de meandros
(Rebeiz, 2003)

A continuación se muestra la ecuación con la que se obtiene la constante de resorte para este tipo de vigas.

$$k \approx \frac{48GJ}{I_a^2\left(\frac{GJ}{EI_x} I_a + I_b\right)n^3} \tag{2.57}$$

donde n es el número de meandros, y el modulo de torsión (G), el momento de inercia (I_x) y la constante de torsión (J) se calculan de la siguiente manera:

$$G = E/2(1+\nu) \tag{2.58}$$

$$I_x = wt^3/12 \tag{2.59}$$

$$J = \frac{1}{3}t^3 w\left(1 - \frac{192}{\pi^5}\frac{t}{w}\sum_{i=1,i\,\text{impar}}^{\infty}\frac{1}{i^5}\tanh\left(\frac{i\pi w}{2t}\right)\right) \tag{2.60}$$

Tecnológico de Monterrey, Campus Ciudad de México
Biblioteca

El interruptor se activa por actuación electrostática debido a que se crea una diferencia de potencial entre dos placas. Cuando un voltaje es aplicado entre una viga (en este caso anclada en todos sus extremos) y un electrodo de activación (*pull-down*), una fuerza electrostática es inducida sobre la viga como se muestra en el Diagrama 28. Esta fuerza es la misma que existe entre las placas de un capacitor al aplicársele un voltaje. De esta forma se modela al interruptor como un capacitor de placas paralelas para aproximar esta fuerza.

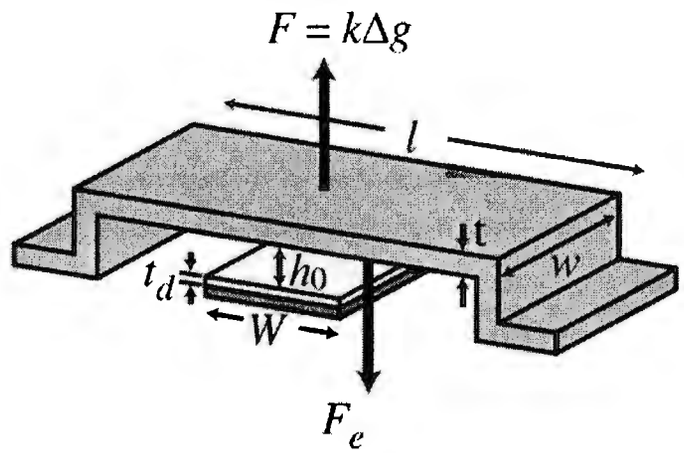


Diagrama 28. Modelo de una viga anclada con un electrodo de pull-down
(Rebeiz, 2003)

Sabiendo que el ancho de la viga es w y el ancho del electrodo es de W ($A=Ww$), la capacitancia de placas paralelas es:

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{h} = \frac{\varepsilon_0 W w}{h} \tag{2.61}$$

donde h es la altura de la viga desde el electrodo. La fuerza electrostática aplicada a la viga se puede encontrar considerando la potencia entregada a una capacitancia que varia con el tiempo, como se muestra en la siguiente ecuación.

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(h)}{dh} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 W w V^2}{h^2} \tag{2.62}$$

El voltaje aplicado entre la viga y el electrodo se define como V. Cabe mencionar que la fuerza es independiente de la polaridad de dicho voltaje. Se considera que la fuerza electrostática está distribuida uniformemente por la sección de la viga sobre el electrodo. Igualando dicha

fuerza con la fuerza de restauración mecánica debido a la rigidez de la viga ($F = kx$), se obtiene lo siguiente:

$$\frac{1}{2}\frac{\varepsilon_0 WwV^2}{h^2} = k(h_0 - h) \tag{2.63}$$

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 Ww} h^2 (h_0 - h)} \tag{2.64}$$

En $(2/3)h_0$, el incremento en la fuerza electrostática, conforme aumenta el voltaje aplicado, es mayor al incremento en la fuerza de restauración. Esto provoca que la posición de la viga se vuelva inestable y que la viga colapse hasta la posición de contacto (activación). Sustituyendo este valor en la ecuación (2.64) el voltaje de activación (*pull-in*) se define como:

$$V_a = V(2h_0/3) = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 A} h_0^2} \tag{2.65}$$

Esta relación es importante ya que puede ayudar a determinar la geometría del microinterruptor. Se pueden variar diferentes parámetros para lograr reducir el voltaje de activación requerido. Cabe mencionar que la constante de resorte, k, varia linealmente con el ancho de la viga, w.

Capítulo 3

Estado del arte

La tecnología MEMS es relativamente nueva y el desarrollo de los dispositivos RF MEMS se encuentra aún en una etapa muy temprana. Los dispositivos MEMS más comunes y los que han tenido más desarrollo son los acelerómetros, principalmente para aplicaciones en bolsas de aire de los automóviles. Otro campo que también ha tenido un gran desarrollo es el de la impresión por inyección de tinta. La investigación en otras áreas aún está en proceso pero promete muchos beneficios en términos de consumo de energía y potencia. El campo de los RF MEMS, cuenta ya con varias aplicaciones y muchas más en proceso, como aplicaciones en radares automotrices o etiquetas inteligentes RFID, entre otras.

La investigación se enfoca a dispositivos que integren antenas e interruptores para una sola aplicación. Existen actualmente pocas aplicaciones que conjuntan ambos elementos, como los radares automotrices. Aunque aún no es una aplicación consolidada, la investigación da una buena idea de cómo se pueden integrar ambos dispositivos. Debido a la flexibilidad de diseño y control de los haces del radar, se utilizan antenas de arreglos planares. Se utilizan antenas de arreglo de fase basadas en desfasadores o un lente Rotman. La frecuencia de operación típica de estos dispositivos es de 76 – 77 GHz. Un lente de Rotman se puede utilizar para la formación analógica de los haces que emite el radar. Para formar o mover el haz de la antena de arreglo de fase, se puede seleccionar uno de varios haces de una lente Rotman (o una red similar de formación de la radiación); otra opción es controlar la distribución de fase de las columnas de un arreglo de antenas con desfasadores. Las aplicaciones automotrices sugieren condiciones extremas y niveles de frecuencia muy altos, valores mayores a los 15GHz. Superando este valor, las especificaciones y condiciones del INAOE hacen difícil obtener resultados; por lo que a lo largo de este trabajo rangos de frecuencia altos son mayores o iguales a los 15 GHz.

En el campo de las telecomunicaciones no se encuentran aplicaciones como la que se pretende desarrollar; sin embargo hay mucha investigación de componentes RF MEMS como interruptores y antenas. Lucas Matthew Feldner desarrolla en su tesis dos nuevos conceptos de

antenas reconfigurables por interruptores que pueden tener muchas aplicaciones. El desarrollo de elementos de antenas reconfigurables de RF MEMS monolíticos para la banda K y un nivel alto de integración sobre una oblea de antenas con arreglos de fase, es un significante paso para la demostración multifuncional y adaptativa de antenas para aplicaciones de comunicación inalámbricas. Feldner y su equipo usaron una nueva antena a nivel de la oblea usando interruptores del tipo RF MEMS para la reconfigurabilidad de los elementos y desfasadores pasivos en la red de alimentación (Feldner, 2006).

La tesis de Taeksoo Ji habla acerca del diseño y la fabricación de una antena con arreglo de fase con cuatro elementos operando a una frecuencia de 15 GHz sobre un substrato de silicio de alta resistencia de 400 mm usando tecnología monolítica de microondas de circuitos integrados (MIMC por sus siglas en inglés). La frecuencia fue escogida de acuerdo al tamaño actual de la oblea de silicio (3 pulgadas), así como la limitación a 18GHz debido al equipo de medición. La integración monolítica del arreglo de antenas sobre el silicio no solo hace al circuito más compacto, también reduce el costo si se utilizara una tecnología CMOS. La antena consiste en cuatro parches rectangulares, tres divisores de potencia Wilkinson, cuatro cambiadores de fase, cuatro guías de onda coplanares a transiciones microstrip, ocho bloques DC, etc. (Ji, 2004).

La reconfiguración del sistema de una antena ha sido uno de los principales motivos de estudio en los últimos años. En el trabajo realizado por Dimitrios E. Anagnostou, miembro de la IEEE junto con Guizhen Zheng, Michael T. Chryssomallis y otros, realizaron una investigación en Febrero de 2006 llamada *Design, Fabrication, and Measurements of and RF-MEMS-Based Self-Similar Reconfigurable Antenna.* En este trabajo el contacto óhmico cantilever de los interruptores RF-MEMS está integrado al sistema mediante una antena plana que le permitirá reconfigurarla con la finalidad de que el sistema radie sobre un patrón a diferentes frecuencias. En este proyecto se describen a detalle el desarrollo del proceso y las consideraciones técnicas de fabricación necesarias para lograr el objetivo. El diseño final demostró radiar en tres frecuencias con patrones de radiación similares. Las personas que participaron en este proyecto proponen que estudios posteriores extiendan el desarrollo y la implementación a arreglos de fase y de antenas mucho más complejas incrementando a la vez el funcionamiento y alcance de la misma. (Anagnostou, 2006).

Dentro del mismo trabajo realizado por Anagnostou se menciona que el estudio de la integración de RF MEMS junto con una antena no había sido demostrado hasta la realización de

su trabajo (Anagnostou, 2006). Los interruptores MEMS han demostrado igualmente características RF donde pueden ser utilizados tanto a bajas como a altas frecuencias. Incluso los interruptores han arrojado mejores resultados y mejor desempeño comparado con los diodos PIN, incluso superando a los transistores FET, llegando a trabajar cerca de los 40 GHz. Anagnostou también menciona que el sistema es eficiente debido a que existen menos pérdidas por inserción, así como menor consumo de energía.

Parte de las recomendaciones mostradas en el trabajo de Anagnostou, son basadas en el tipo de materiales a utilizar. Se presentan ciertas restricciones en la fabricación de la antena, pero se hace énfasis en las capas de sustrato. Incluso es preferible que la antena esté fabricada del mismo material que la capa metálica del interruptor. Otra aportación significativa de Anagnostou, consiste en las mejoras realizadas al diseño de antenas. A pesar de que la antena utilizada tuvo un buen funcionamiento, mostró resonancias superficiales (shallow resonaces), con respecto a la pérdida de retorno, las cuáles pueden ser mejoradas (Anagnostou, 2006)

La fabricación de una antena reconfigurable es un proceso complicado según lo muestra Anagnostou, cuyas sugerencias podrían ser utilizadas para esta investigación. Las recomendaciones dadas y los problemas a encontrar se enlistan a continuación:

1. Diseño y distribución de las líneas de conexión DC.
2. Depósito y diseño de la capa dieléctrica de material para los interruptores MEMS.
3. Fabricación y realización del proceso de la membrana de los interruptores.

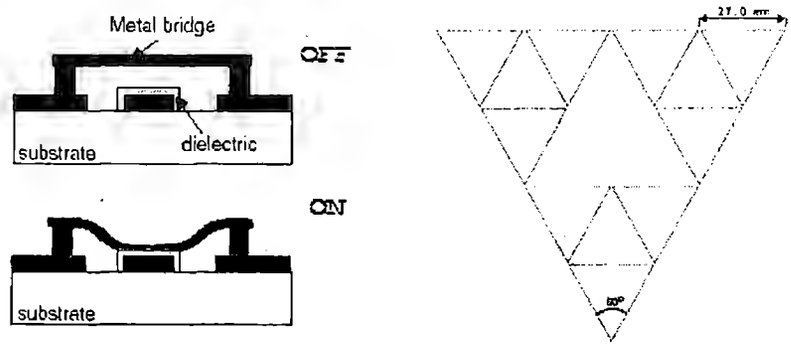
Haridas, N., Erodgan, A. y otros han escrito en el 2006 el artículo *Micro-antena adaptiva sobre substrato de silicio.* En este trabajo se propone el diseño para un sistema en un chip (SoC) con una antena reconfigurable. El sistema consta de un sistema de procesamiento de señales en la parte digital, y en la parte analógica se tiene la antena y un desfasador. El sistema no está totalmente diseñado con MEMS y en realidad el único elemento a base de MEMS es el desfasador. Aunque no es un micro sistema como tal, sí propone un diseño interesante y una interacción entre diferentes dispositivos que probó ser efectiva.

Los autores proponen el uso de antenas de parche (*micro-strip patch antennas*) que tiene un diseño simple. Las antenas se conectar por medio de una línea de transmisión alimentada en forma de H. En el punto de alimentación de cada antena hay una serie de desfasadores MEMS, que alteran la fase de la señal en la línea de transmisión y al mismo tiempo pueden actuar como interruptores ideales para desconectar a la antena del circuito. Los desfasadores funcionan

variando la capacitancia de la línea lo que causa un cambio en la fase de la señal en la línea de transmisión. Se utiliza un desfasador basados en puentes en forma de meandros hechos de polímero Parylene-C. El sistema de control se basa en dispositivos con arreglos de compuertas programables. La parte digital y la analógica están aisladas para evitar el ruido producido por los componentes digitales. Sin embargo se puede fabricar todo el sistema en la misma oblea (Haridas et al., 2006).

Se prueban diferentes diseños partiendo con una sola antena hasta llegar a cuatro antenas de parche. Así, se forma un arreglo de antenas que logra tener una mejor directividad al aumentar el número de antenas que se usan. Se presentan los resultados de los patrones de radiación y el desempeño del arreglo. Se pueden apreciar resultados satisfactorios y el diseño podría ser útil para diferentes aplicaciones. Sin embargo, aunque el diseño funciona y es una buena propuesta, el dispositivo trabaja a frecuencias alrededor de 50GHz, que es una frecuencia muy alta y la longitud que requiere la antena es de aproximadamente 1100 μm. Si se implementara el mismo dispositivo para frecuencias alrededor de 10 GHz, tan sólo el tamaño de la antena sería de 1.5 cm, que pudiera no parecer mucho; sin embargo, si se quisieran implementar varias antenas de este tipo se podría ahorrar mucho en términos de espacio con un dispositivo totalmente a base de MEMS de alrededor de 400 μm (Haridas et al., 2006).

Christos Christodoulou explica en su artículo *RF-MEMS and its Applications to Microwave Systems, Antennas and Wireless Communications* cómo se pueden conjuntar interruptores del tipo RF MEMS y antenas fractales del tipo Sierpinski Gasket para crear una nueva antena reconfigurable. Los interruptores de este tipo fueron elegidos porque a las frecuencias en las que trabajó éstos se comportan cómo interruptores ideales. La antena Sierpinski Gasket fue elegida con base en el desempeño en multi-frecuencias y también porque puede ser alterada de diferentes maneras para que provea diferentes patrones, bandas de frecuencias y patrones de radiación. En el Diagrama 29 se muestran el interruptor y la antena utilizados:



(a) (b)

Diagrama 29. (a) Interruptores del tipo RF MEMS. (b) Antena fractal tipo Sierpinski Gasket
(Christodoulou, 2003)

En su trabajo menciona que se pueden obtener un total de 14 frecuencias de resonancia, 6 de las cuales están por debajo de 1.7 GHz. Para obtener dichos resultados, se utilizan los interruptores RF MEMS, la posición de cada interruptor permite controlar la corriente en cada parte conductiva de la antena así como sus dimensiones físicas, que afectan directamente la frecuencia de resonancia así como el patrón de radiación. Éste patrón se asemeja bastante a los patrones de radiación de la antenas dipolo.

Christodoulou concluye que las varias aplicaciones pueden ser realizadas por la combinación de estas estructuras de antenas con diversos dispositivos THz MEMS, cómo guías de onda THz, bolómetros, o diodos mezcladores de armónicos. Dos aplicaciones que menciona con la combinación de estos dispositivos son los Analizadores de Espectro de Alta Frecuencia (100 GHz – 2 THz) y un chip escáner de alta resolución que opere en la banda de frecuencia del infrarrojo lejano (FIR *Far Infra Red)* (Christodoulou, 2003).

Otro reto muy grande en el campo de los MEMS, es el tema del encapsulado y la fabricación. Actualmente el único lugar capaz de fabricar MEMS en México es el INAOE que aún está limitado en procesos. Sin embargo, los esfuerzos continúan para que la infraestructura siga creciendo. Este no es un reto único del país, en general el encapsulado y la fabricación de MEMS presenta muchas limitaciones.

Hung-Pin Chang, Jiangyuan Qian, Bedri Artug Cetiner, todos miembros de IEEE, desarrollaron un trabajo llamado *Design and Process Considerations for Fabricating RF MEMS Switches on Printed Circuit Boards*, en diciembre 2005. Donde son mencionadas las

consideraciones de diseño para poder realizar interruptores (RF MEMS) sobre *PCB's (microwave laminate printed circuit boards).* Dentro del cual se muestran dos procesos:

1. *High-density inductively coupled plasma chemical vapor deposition* (HDICP CVD), para bajas temperaturas como depósitos de nitruro de silicio.
2. *Compressive molding planarization* (COMP) ha sido desarrollado para la fabricación de interruptores RF MEMS sobre PCB's

Éste último no solamente puede ser utilizado en la fotoresina para el diseño litográfico sobre superficies topológicamente complejas, sino simultáneamente crean una membrana con un diseño en relieve sobre la estructura del MEMS. El desarrollo de esta tecnología se ha realizado sobre estructuras de interruptores capacitivos, sin embargo promete incrementar el potencial en la integración de otros componentes RF tal como antenas, circuitos monolíticos de microondas integrados (MMIC's por sus siglas en ingles), antenas con arreglos de fase, filtros sintonizables y líneas de transmisión sobre la misma PCB, logrando reducir la pérdida realizada sobre la impedancia de la integración componente-sistema, así como simplificar el diseño de todo el sistema RF (Chang, 2005).

El artículo desarrollado por Hong-Bo Sun y Satoshi Kawata llamado *Two photon Laser Precision Microfabrication and its Applications to Micro-Nano Devices and Systems* describe principalmente que a través del manejo de la intensidad de un láser, se pueden crear micro estructuras. El desarrollo del láser, su manera de expandirse en el medio, la cristalización amorfa de los mismos y la formación de plasma permitirán que se llegue al proceso de estructuras incluso nanométricas, abriendo incluso la posibilidad de tener estructuras en 3-D.

La idea básicamente se fundamenta en que un láser *fs* esté firmemente en contacto con una resina foto polimerizable. Dada la dependencia de Absorción de Dos Fotones o TPA (Two photon absorption por sus siglas en inglés) con la potencia del láser, la foto polimerización (solidificación) ocurre únicamente en el área que rodea el círculo focal, el cuál permanece después de remover la resina líquida. Cristales fotónicos serán producidos con un cercano límite de difracción con resolución espacial en 3-D. En este artículo Sun y Kawata analizan el desarrollo a través de un sub-límite de difracción (SDL). (Sun, 2003)

La reacción de la foto polimerización recae en dos categorías: foto polimerización radical y foto polimerización cationica. Para todas las fabricaciones realizadas por estos dos investigadores utilizaron resinas compuestas de uretina acrílica monomer/oligamer y radicales

iniciadores. En este caso se utilizó *cromofor benzoyl* como el radical. Si la radiación del fotón es lo suficientemente alta como para mantener fijamente el láser, la posibilidad de que un electrón absorba simultáneamente dos fotones se incrementa considerablemente convirtiéndose la TPA en una función práctica.

Para producir una densidad de flujo del fotón lo suficientemente grande, es esencial tener confinados firmemente los pulsos del láser. La precisión de la microfabricación se dio con un sistema desarrollado por Sun-Kawata que puede ser observado en el siguiente diagrama:

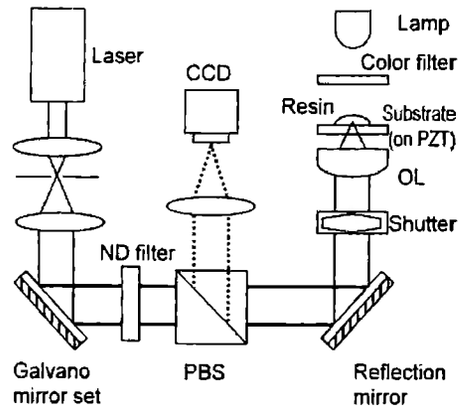


Diagrama 30. Sistema de microfabricación
(Sun, et. al. 2003)

La resolución espacial en la microfabricación puede ser definida como dimensiones del volumen polimerizable más pequeño, mientras que la región de alrededor ha sido irreversiblemente modificada.

Cabe resaltar que para analizar las estructuras es necesario un análisis tanto lateral como horizontal. La primera es fácilmente analizable a través de SEM o AFM (fuerza atómica microscópica), la segunda es un poco más complicada de analizar y para resolverla es necesario que cada elemento de volumen conocida como *voxel*, sea ascendida a través de la superficie del sustrato. Un *voxel* es la estructura primaria de construcción de elementos micro y nano. Las estructuras 3-D de los *voxels* tienen una influencia fundamental de las estructuras de escala nano por lo que los *voxels,* manifiestan información fundamental para estas estructuras de diseño.

Para la eficiencia de fabricación serán necesarias dos tipos de escaneo, el conocido como *rater-scan* y el *vector-scan.* Por otro lado el diagnóstico final de la estructura tendrá que ser analizado con una etiqueta dopada que modifica su coloración al tener contacto con una estructura polimerizable mediante una microscopía de dos fotones.

Todo este proceso complicado de la exposición de un láser, promueve una simple, rápida y alta precisión para desarrollar micro estructuras en 3-D estableciendo la foto-polimerización TPA como una promesa para crear estructuras. (Sun, 2003).

Design and Micro-Fabrication of High-Speed Micro-Switches, realizado por Luigi Giancarlo Corti en diciembre de 2005 señala que los microinterruptores son necesarios para la integración en conjunto con los desfasadores (phase-shifters) ya que permiten incrementar la velocidad de acción y disminuir el consumo de energía. El trabajo realizado por Corti se basó en *comb drivers* o actuadores laterales (interruptores RF MEMS). Este trabajo también analiza los métodos de fabricación así como el análisis del comportamiento de los interruptores cuando están apagados y/o encendidos, así como la posibilidad de trabajar a altas velocidades con una alimentación menor a 30 V. Corti también se encargó de profundizar en el uso de acetona como efecto de secado para impedir que se adhiera la estructura afectando el funcionamiento (Corti, 2005).

Los anteriores trabajos presentados, ente otros, permiten complementar la investigación ya que en numerosas ocasiones se presentan recomendaciones de fabricación y de integración que son de suma importancia. Las referencias más cercanas, respecto a los trabajos realizados en el Tecnológico de Monterrey, tan solo son de diseño. Éstas al llegar a la etapa de revisión, tendrán que ser modificadas ya que de acuerdo con los artículos Chang, Corti y Agnostou existen interferencias electromagnéticas entre determinados materiales, así como existen recomendaciones con respecto al aislamiento entre capas y consideraciones respecto a las frecuencias de resonancia cuando los interruptores están apagados o encendidos (Agnostou, 2006). Las recomendaciones dadas también tendrán que ser ajustadas a las reglas de fabricación que establece el INAOE.

Los RF MEMS prometen mucho en cuanto a eficiencia, consumo de potencia y energía, así como ahorro de espacio. Sobre todo en el campo de las telecomunicaciones ya que pueden ayudar a hacer más eficientes las tecnologías inalámbricas. Sin embargo aún falta un gran camino por recorrer en materia de desarrollo, especialmente en México. El Tecnológico de Monterrey Campus Ciudad de México ya ha tomado parte en el desarrollo de dispositivos MEMS a través de los proyectos de ingeniería de las carreras de Tecnologías de Información. Se han realizado varios proyectos dirigidos al campo de las telecomunicaciones como desarrollo de antenas

MEMS e interruptores RF MEMS. Se han hecho grandes avances en materia de investigación pero aún falta mucho para lograr un desarrollo exitoso de aplicaciones y dispositivos en el país.

Se ha profundizado en la investigación en el campo de los RF MEMS como ya se ha mencionado, pero no se ha desarrollado hasta el momento una aplicación concreta. Existen las ideas y planteamientos de diseño para antenas reconfigurables por diferentes métodos, aunque ninguna es cien por ciento funcional. Sin embargo, los avances que se tienen servirán para lograr que el diseño sea lo más eficiente y práctico posible. Los avances en antenas MEMS también son importantes, no sólo en materia de diseño, sino también en cuanto a los materiales que se pueden utilizar y cuáles tienen los mejores resultados. Esta información se tiene que conjuntar con las reglas del INAOE para lograr que sean compatibles todos los materiales y procesos de fabricación. El campo de los RF MEMS es muy amplio y de rápido crecimiento, por lo que cada día surgen nuevos avances y nuevos proyectos de investigación.

Capítulo 4

Desarrollo

4.1 Introducción

Se consideraron diferentes opciones antes de llegar al procedimiento final seleccionado para cumplir con los objetivos de este proyecto. Se planteó la opción de desfasar la señal por medio de rutas de diferentes longitudes en función de la longitud de onda. La señal que recorriera mayor distancia sufriría un desfasamiento mayor y la que recorriera menor distancia uno menor. Se había decidido trabajar a una frecuencia de 9.5 GHz (λ=3.15 cm.); sin embargo, aunque es una frecuencia alta, la longitud de onda aún era demasiado grande en relación a las dimensiones del dispositivo MEMS. Las dimensiones de los MEMS que pueden ser fabricados en el laboratorio de microelectrónica del INAOE son de 4 × 4 mm., por lo que se llegó a la conclusión de que las antenas no se podrían construir dentro del dispositivo. Por la misma razón, el desfasamiento por rutas no se podría implementar dentro del dispositivo MEMS, ya que dependía de la longitud de onda.

Se optó por realizar el desfasamiento de la señal de manera electrónica en vez de mecánica. Esto se podría realizar por medio de redes RC dentro del MEMS con capacitores de placas paralelas y variando el área y la distancia entre placas se cambiaría la capacitancia y el desfasamiento. Se evitó introducir directamente la señal de entrada de C.A. en la red RC ya que a altas frecuencias la teoría de circuitos deja de ser válida, ya que se producen muchas pérdidas en los componentes y se generan capacitancias parásitas que pueden afectar el desempeño de un circuito. Siguiendo esta misma ruta de desarrollo se planteó la idea de aplicar el desfasamiento por medio del voltaje de activación; es decir, se retrasaría la activación de los interruptores en función del desfasamiento deseado. Se pensaba que al activar un interruptor después de otro con la misma señal de entrada se produciría un desfasamiento en esa señal. A continuación se muestra un diagrama de la implementación de esta propuesta para ser probada a nivel macro.

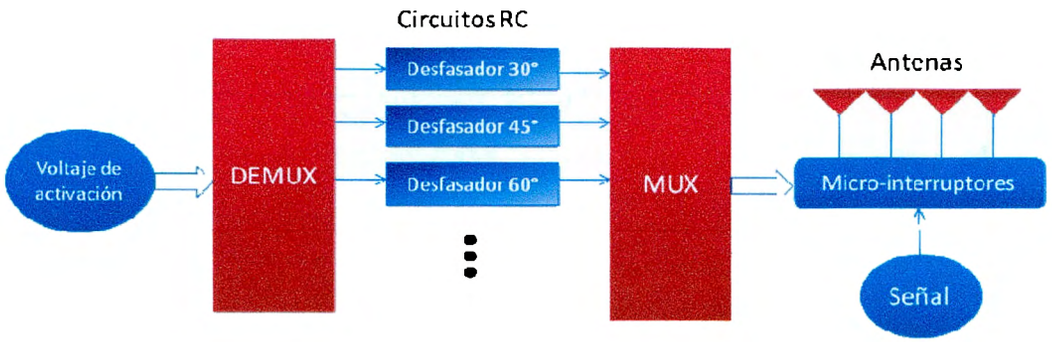


Diagrama 31. Desfasamiento por activación tardía

Sin embargo al analizar este diseño se puede ver que el retardar la activación del interruptor no garantiza un retardo en sí de la señal de entrada. La señal de entrada siempre está latente en cada uno de los interruptores esperando a pasar. El voltaje de activación entra a cada canal del multiplexor por igual y sufre un retardo en la red RC para después llegar al micro interruptor y activarlo. Al momento de activarse el interruptor, éste deja pasar la señal supuestamente con un cierto retardo. No obstante esto no sucede ya que aunque unos interruptores se activen antes o después las señales que dejan pasar seguirán estando en fase. Por lo anterior, esta opción se descartó totalmente ya que no se lograría desfasar la señal de entrada.

Ya que las antenas no se construirían dentro del MEMS, se tiene la libertad de trabajar a frecuencias menores. Se determinó que la frecuencia de operación sería de 2.4 GHz ya que muchas aplicaciones se desarrollan alrededor de ese valor de frecuencia. Las antenas y los desfasadores se construirán en función de esa frecuencia. Una solución a la problemática que se mencionó anteriormente consiste en retomar el desfasamiento mecánico que se implementaba por medio de rutas. Ya que la frecuencia es menor y por lo tanto la longitud de onda mayor, resultaría imposible implementar el desfasamiento de la señal dentro del dispositivo MEMS. Por consiguiente tanto el arreglo de antenas como el desfasamiento de la señal se implementarán fuera del MEMS.

Se realizará el desfasamiento de la señal por medio de rutas de diferente longitud en función de la longitud de onda. Se construirán las rutas con una técnica de circuitos impresos, que después irán conectadas a los interruptores. Estos se encargarán de seleccionar las rutas de desfasamiento correspondientes para alimentar la antena. Los microinterruptores se sustituirán por interruptores analógicos para realizar pruebas a nivel macro. Estos pueden ser transistores o

algún circuito integrado que desempeñe esa función. Se diseñarán al mismo tiempo el sistema de selección de rutas por medio de microinterruptores en CoventorWare, que finalmente será lo que conformará el dispositivo MEMS. Se buscará que el arreglo de antenas sea lo más pequeño posible tomando en cuenta que la longitud de onda es de 12.5 cm. y evitando sacrificar la eficiencia de la antena. A continuación se presenta un esquema que muestra en qué consistirá el desarrollo del proyecto, tanto a nivel macro, como al integrar el sistema con el dispositivo MEMS.

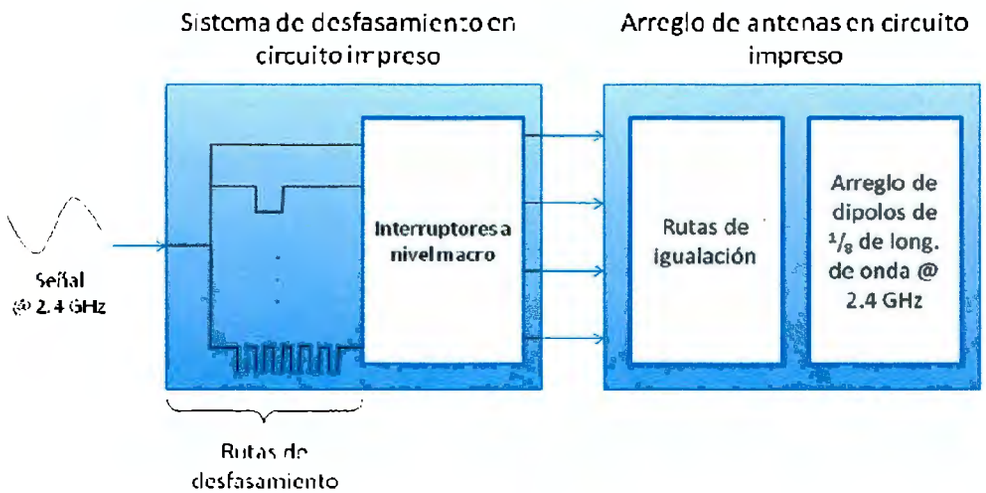


Diagrama 32. Desarrollo del sistema final

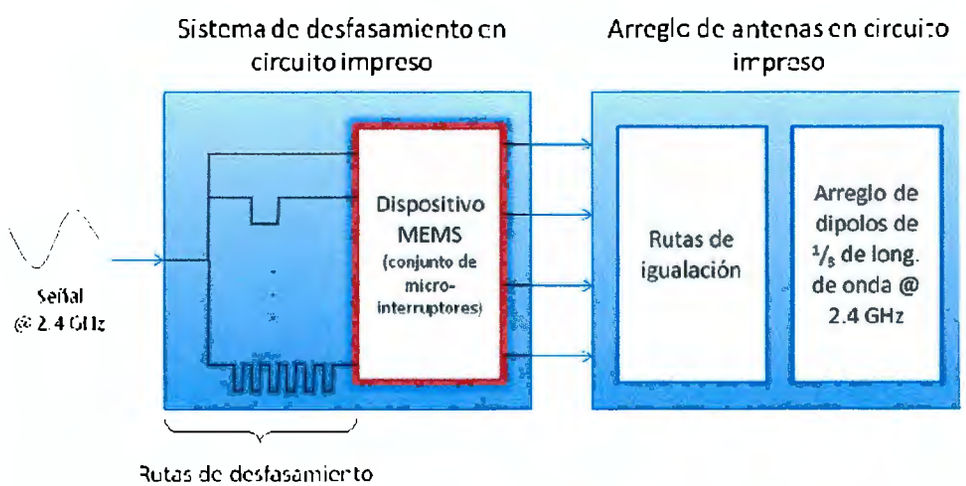


Diagrama 33. Integración del sistema con el uso de RF MEMS

De esta forma el proyecto se dividirá en cuatro partes principales de acuerdo a lo que se mostró en la figura anterior. Las partes en las que se dividirá el proyecto son las siguientes:

- Diseño de antenas
- Diseño de desfasadores
- Diseño de interruptores a nivel macro
- Diseño de micro interruptores

La primera parte del diseño de antenas corresponde al bloque de la derecha, del arreglo de antenas en circuito impreso. Que comprende construir un plano de igualación y uno de antenas para una frecuencia de 2.4GHz. La segunda parte que corresponde al diseño de desfasadores consiste en la construcción de las rutas de desfasamiento que dependen de la frecuencia de trabajo y del número de los desfasamientos que se necesiten. Esta parte se muestra en la figura anterior como las rutas de desfasamiento que se ubican antes de los interruptores. La tercera parte consiste en el diseño e implementación de interruptores analógicos que desempeñarán la función de seleccionar con qué desfasamiento se alimentará a las antenas, logrando así que el haz de ésta se mueva.

La cuarta y última parte consiste en el diseño de micro interruptores para que en un futuro se integren con el sistema completo. La relevancia del uso de MEMS recae en que estos dispositivos no tienen los mismos problemas que podrían tener los transistores BJT, como capacitancias parásitas que afectan el desempeño del circuito ya que se está trabajando con desfasamientos específicos. El diseño de estos dispositivos consiste primeramente en el análisis del interruptor individualmente para después integrar todo el micro sistema y diseñar las mascarillas. En las siguientes secciones se detalla el desarrollo de cada una de las partes antes mencionadas. Aunque este proyecto se divida en dichas partes, cada una es esencial para el desarrollo de este proyecto y en conjunto conforman el sistema que finalmente será el producto del presente trabajo.

4.2 Diseño de la antena

Diseño del arreglo controlado por fase: primera aproximación

Durante esta parte de la investigación se efectuaron diversas pruebas, realizadas con la finalidad de lograr una comparación y conocer los patrones de radiación de diferentes tipos de antenas, con el fin de comprender algunos resultados cuando el diseño final se desarrolle. Para lograr establecer una relación entre los parámetros de la antena y lo que se desea obtener a través del desfasamiento de la señal de alimentación, es necesario corroborar el comportamiento ideal de los arreglos de antenas con la realidad.

Las pruebas ideales que se realizaron inicialmente fueron a través del programa MMANA-GAL, en el cuál se probaron distintas configuraciones de arreglos de antenas resultando ser la más satisfactoria, el arreglo planar de 4×4. Se seleccionó el arreglo planar por su versatilidad y su facilidad de manejo. Se utilizaron como elementos de la antena dipolos simples de diferentes longitudes y se varió la separación entre estos.

Un arreglo de antenas, como ya ha sido mencionado en el capítulo anterior, permite modificar el patrón de radiación y el lóbulo mayor, modificando los distintos ángulos con los que llegará la señal a las diversas columnas del arreglo. Los siguientes diagramas muestran el comportamiento del patrón de radiación cuando se modifican la fase de la señal en distintos puntos del arreglo.

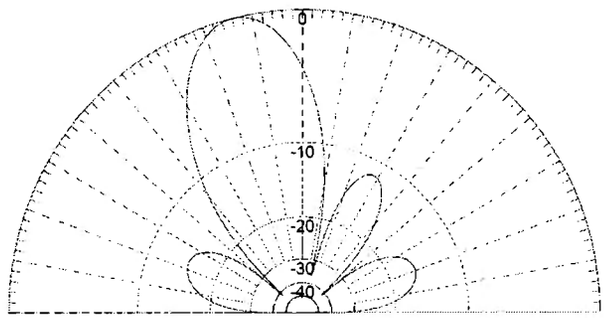


Diagrama 34. Patrón de radiación con desfasamientos: 0°, 45°, 90°, 135°

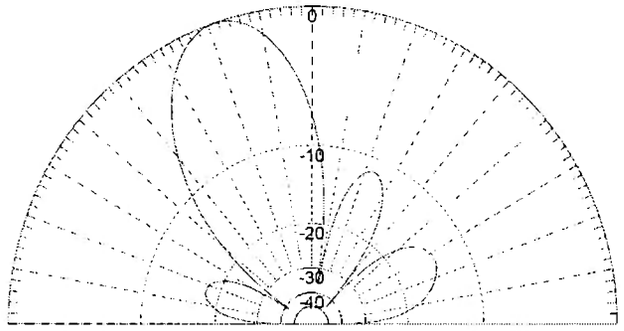


Diagrama 35. Patrón de radiación con desfasamientos: 0°, 60°, 120°, 180°

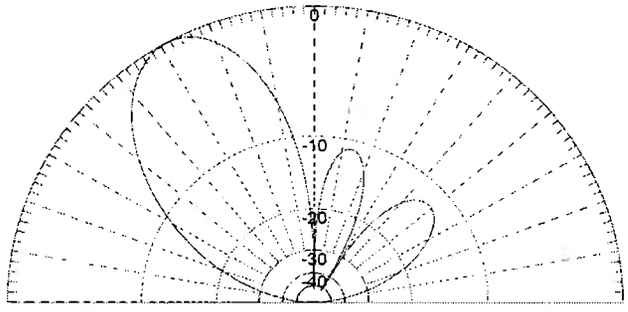


Diagrama 36. Patrón de radiación con desfasamientos: 0°, 90°, 180°, 270°

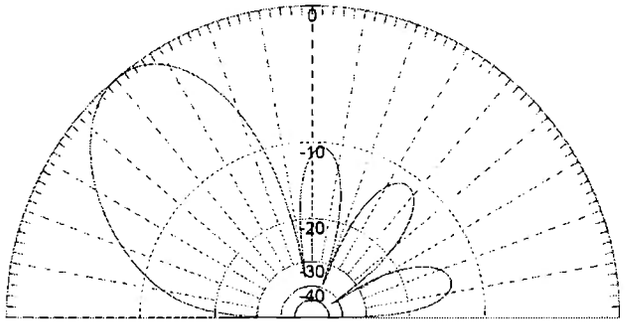


Diagrama 37. Patrón de radiación con desfasamientos: 0°, 120°, 240°, 360°

El principio de operación se puede explicar como sigue: a una misma columna de dipolos les llega la señal a 0°, mientras que a la segunda columna a 45°, a la tercera 90° y finalmente a la cuarta a 135°. De esta manera el patrón de radiación de los dipolos que conforman el arreglo planar, se suman en un punto permitiendo claramente que conforme se modifiquen los ángulos, el patrón de radiación también modificará su direccionalidad, moviéndose en un radio de 0° a 180°.

Sin embargo, cabe resaltar que este efecto de simulación es ideal y puntual dado que no se cuentan con interferencias físicas.

Los arreglos y desfasadores diseñados en esta sección consisten en cuatro partes:

- Arreglo 4×4 dipolos de $\lambda / 2$ en total
- Plano de Igualación
- Plano de Tierra
- Desfasadores de variaciones en pasos de: 30°, 45°, 60°, 75°, 90°, 120°

El material que se utilizó para estas antenas es acrílico de 20×16 cm. y 2 mm. de grosor. El único de los cuatro elementos o planos anteriores que se realizará con baquelita, será el plano de tierra. El motivo por el cual se decidió considerar el acrílico como el principal material de diseño, se debe a sus características físicas intrínsecas, así como mayor facilidad de manejo.

A continuación se muestra una tabla comparativa de la permeabilidad y conductividad de tres tipos de materiales que se pretendían utilizar en este diseño. De la misma manera se establecen las ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

Material	**Permeabilidad @ 10 GHz**	**Conductividad @ 10 GHz**	**Tangente de Pérdidas @ 10 GHz**	**Ventaja**	**Desventaja**
Acrílico (2 mm)	ε_r=2.59	0.0082 S/m	0.0057	Buen aislante. Facilidad de manejo. Presenta una tangente de pérdidas mucho menor que la del vidrio.	No es tan buen aislante como el vidrio.
Vidrio (4 mm)	ε_r=6.38	0.0376 S/m	.0106	Muy buen aislante.	Manejo muy complicado dado a las perforaciones requeridas. La tangente de pérdidas es mayor comparada con el acrílico.
Baquelita (1.5 mm)	ε_r= 3.55	0.0868 S/m	0.044	Facilidad de manejo.	Genera muchas pérdidas de la radiación.

Tabla 5. Comparación de materiales para el diseño de antenas y desfasadores a nivel macro.

A través de la tabla anterior es posible determinar una hipótesis sobre el comportamiento del acrílico a la frecuencia que se manejará. En la tabla se establece un valor denominado

tangente de pérdidas, el cual proporciona la cantidad de pérdidas esperadas al momento de exponer el sistema a la frecuencia determinada. De esta manera se puede llegar a la hipótesis de que la implementación sobre acrílico logrará mucha mayor eficiencia que las antenas implementadas sobre baquelita..

Los dipolos, el plano de igualación y los desfasadores tanto la señal como la tierra, estarán implementados sobre acrílico teniendo como conductor *tintura de plata.* Mientras que el plano de tierra estará implementado sobre baquelita.

Fabricación de las antenas y desfasadores a 9.5GHz

El proceso utilizado para la fabricación de los desfasadores y las antenas, se hizo a través de diferentes rutas sobre las que se propaga la señal, logrando así e desfasamiento deseado. El diseño de las antenas y de los desfasadores se realizó tomando en cuenta que a cualquier punto del dipolo, la distancia del alimentador a cada uno de éstos tendría que ser la misma distancia recorrida. El plano de antenas tiene una separación de $\lambda / 2$ tanto vertical como horizontal. El diseño del plano de antenas y de igualación es el siguiente:

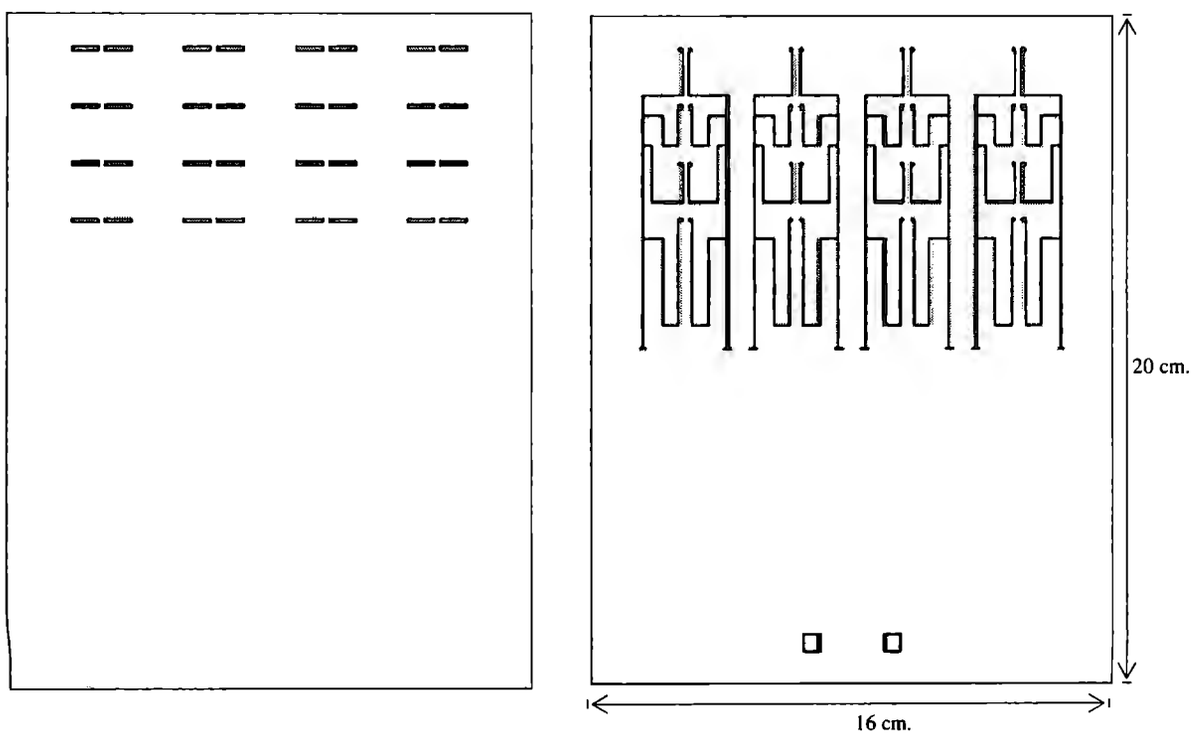


Diagrama 38. Plano de antenas y plano de igualación

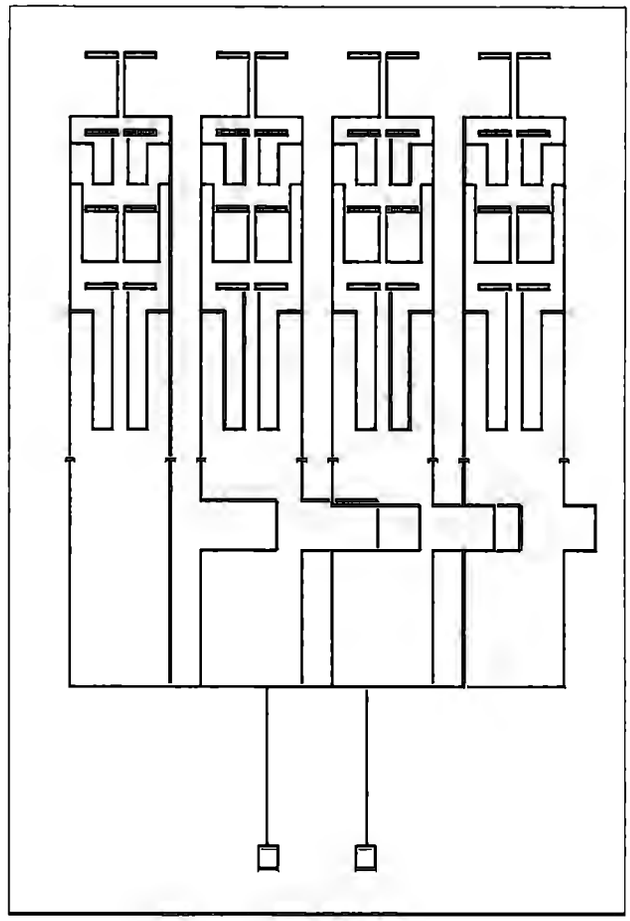


Diagrama 39. Integración de antenas, plano de igualación y desfasadores (9.5GHz)

Finalmente se construyó la antena con un arreglo de dipolos de 4×4 de ¼ de longitud de onda sobre acrílico, utilizando un desfasador con variaciones de fase de 60°. Se unieron todos los planos, agregando un plano de tierra y se utilizó un conector SMA para la alimentación de la antena.

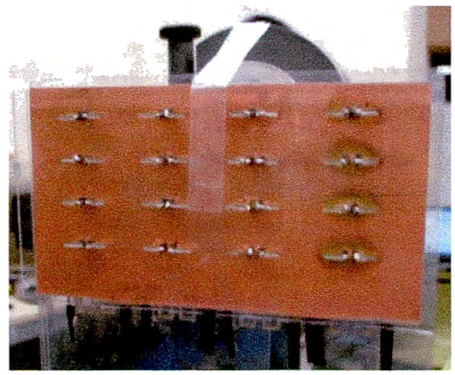


Diagrama 40. Arreglo de dipolos sobre acrílico

Pruebas con el equipo Unitr@in

Para obtener patrones de radiación mucho más parecidos a los patrones que se pretenden obtener a través de las plantillas presentadas anteriormente, se utilizó el Equipo Unitr@in que trabaja a 9.5GHz. Un arreglo de antenas fue utilizado como transmisor, mientras que el receptor variaba con base en las antenas incluidas con el equipo y que son consideradas como las más utilizadas en las telecomunicaciones. De esta manera se podrá contar con un punto de referencia respecto a lo que se podría obtener en un futuro.

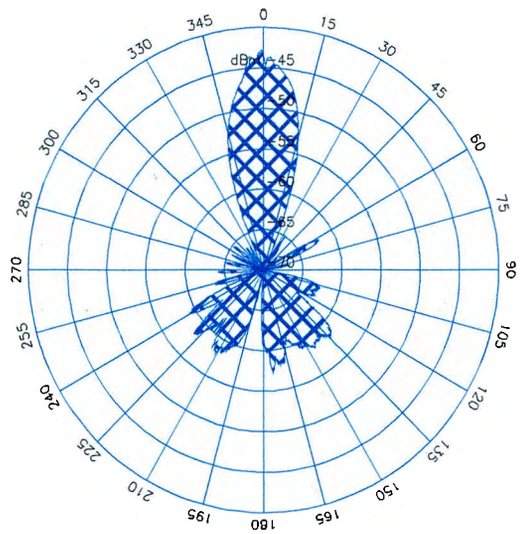


Diagrama 41. Transmisor: Arreglo de Antena. Receptor: Dipolo de media longitud de onda

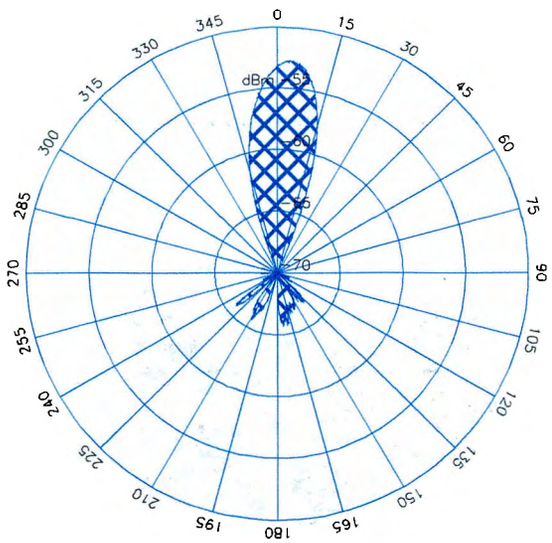


Diagrama 42. Transmisor: Arreglo de Antena. Receptor: Dipolo Plegado

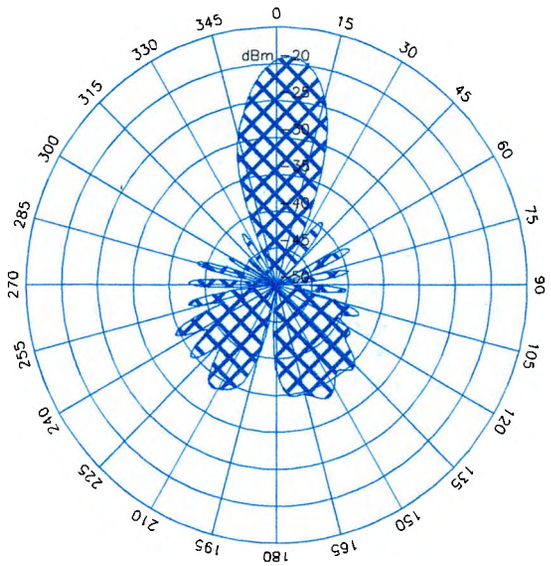


Diagrama 43.Transmisor: Arreglo de Antena. Receptor: Arreglo de antenas

Finalmente se probó el arreglo de antenas sobre acrílico con el mismo equipo Unitr@in a 9.5GHz. Se probaron diferentes receptores y los que dieron mejores resultados fueron el dipolo doblado y el dipolo de onda completa. Los patrones de radiación obtenidos muestran un movimiento del lóbulo principal del haz de la antena. Con esto se puede comprobar que el diseño del arreglo propuesto permitirá tener un patrón de radiación redireccionable al controlar la fase de la señal alimentada a dicho arreglo. Aunque debido a una mala calibración del equipo, el patrón de radiación muestra una referencia de 0° reflejada a 180°.

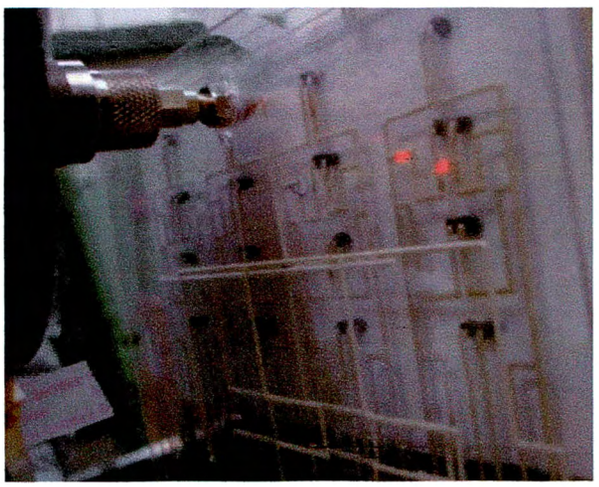


Diagrama 44. Prueba del arreglo de dipolos con el equipo Unitr@in

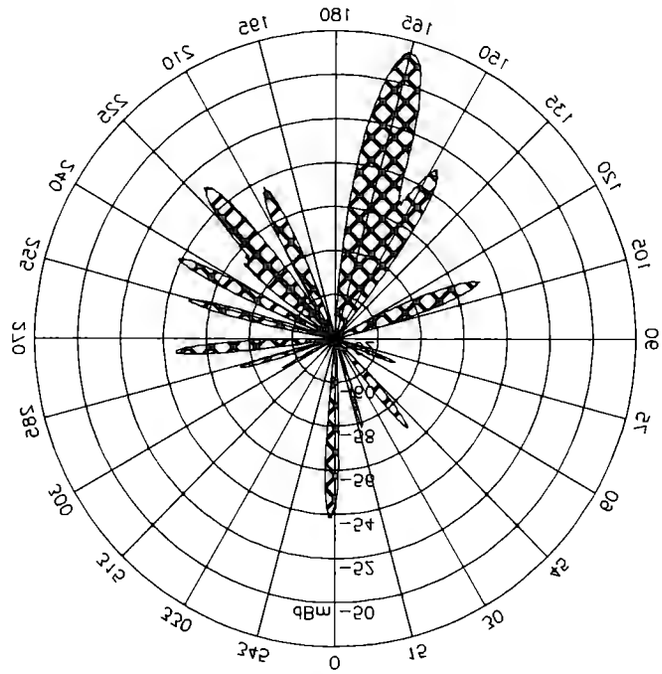


Diagrama 45. Patrón de radiación del arreglo de dipolos con un dipolo doblado como receptor

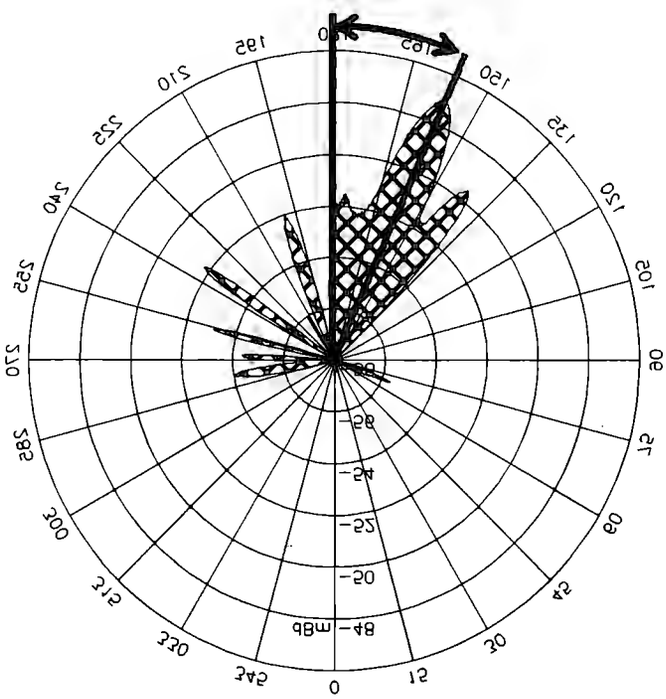


Diagrama 46. Patrón de radiación del arreglo de dipolos con un dipolo de onda completa como receptor

Diseño final de la antena

Los resultados de la investigación de los arreglos de antenas que se han realizado, han sido satisfactorios debido a que se ha podido controlar el patrón de radiación de la antena por medio de la fase de la señal inyectada al arreglo. Como se ha mencionado, las simulaciones y pruebas realizadas se han hecho a una frecuencia de 9.5 GHz, la cual no permite una aplicación comercial en el mundo de las telecomunicaciones. Es por eso que se trabajará a una frecuencia de 2.4 GHz; sin embargo la longitud de onda a esta frecuencia es significativamente mayor.

Se volvió a simular el arreglo de antenas de 4x4 para garantizar el funcionamiento de éste a la frecuencia deseada. En el diagrama que se presenta a continuación se puede ver el arreglo que se utilizó en el software MMANA-GAL para simular el patrón de radiación:

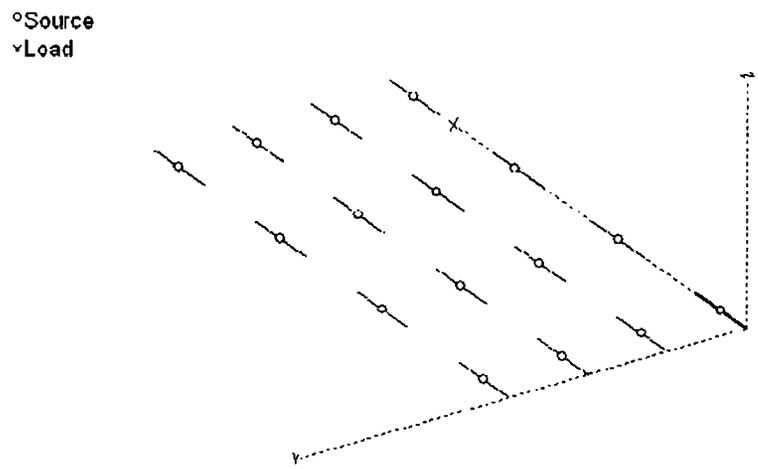


Diagrama 47. Arreglo de antenas en MMANA-GAL para simulación de patrón de radiación

Las simulaciones que se realizaron a una frecuencia de 2.4 GHz empezaron con el mismo arreglo antes propuesto, con dipolos de ¼ de longitud de onda y una separación entre ellos de ¼ de longitud de onda. Además se utilizó la misma forma de alimentación de las antenas, es decir, a cada columna de antenas se le inyectaba la misma señal con diferente fase entre columnas. El diagrama siguiente se muestra cómo se alimentó la señal al arreglo:

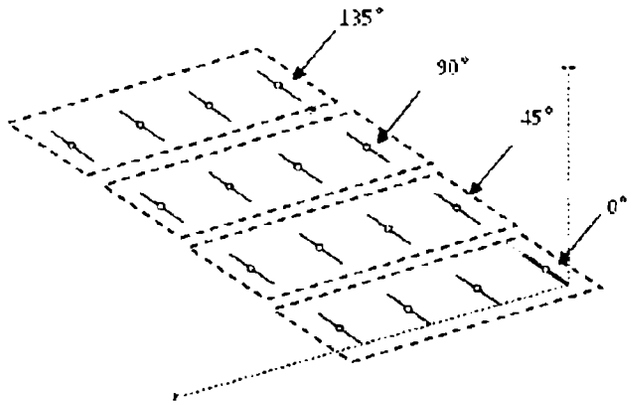


Diagrama 48. Alimentación del arreglo de antenas

El patrón de radiación para la variación de la fase inyectada al arreglo con los ángulos mostrados en el diagrama anterior, presenta un movimiento ligeramente hacia la izquierda del plano de radiación, como lo muestra el diagrama siguiente:

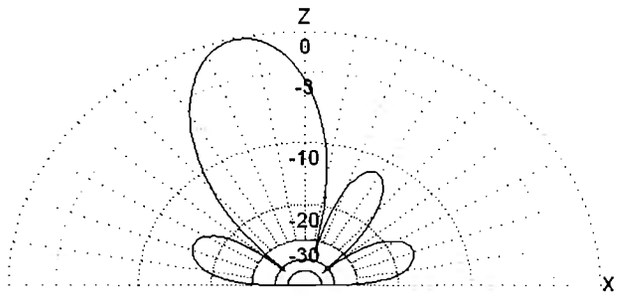
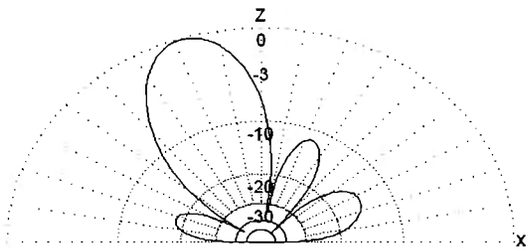
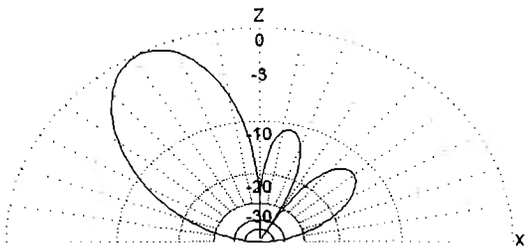


Diagrama 49. Patrón de radiación de un arreglo de antenas controlado por fase con ángulos de 0°, 45°, 90° y 135°

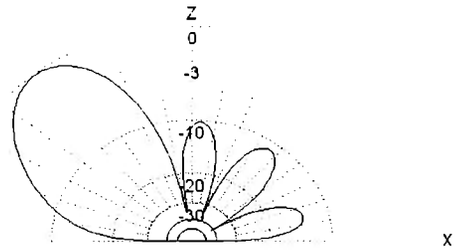
De igual forma si se aplica una combinación de ángulos el patrón de radiación presentará el mismo movimiento cómo ya se había mencionado. Con esta frecuencia y con el mismo tipo de arreglo se presentan los resultados iguales a los antes analizados, estos se muestran a continuación.



(a) 0°, 60°, 120°, 180°



(b) 0°, 90°, 180°, 270°

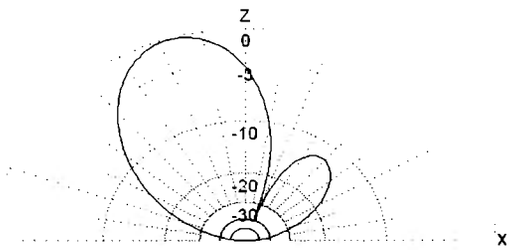


(c) 0°, 120°, 240°, 0°

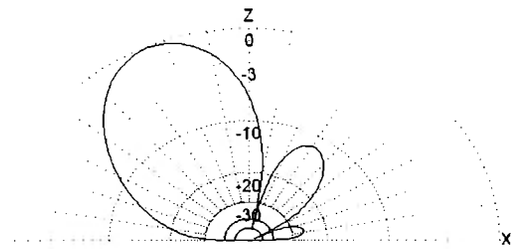
Diagrama 50. Patrones de radiación de un arreglo de antenas controlado por fase con diferente secuencia de ángulos

En conclusión se obtendrán los mismos resultados a distintas frecuencias si se respetan las dimensiones del arreglo de antenas. Sin embargo, para realizar un prototipo de este arreglo de antenas se necesita cambiar las dimensiones para hacer menor el tamaño de éste. Por ello se realizaron diferentes configuraciones de dimensiones del arreglo para poder elegir el que más se adecúe a las necesidades del proyecto. Se alimenta el arreglo de la misma forma que se había alimentado el arreglo antes propuesto.

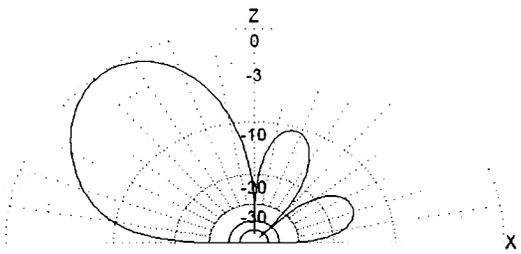
Se simuló primero un arreglo de 4×4 dipolos, cada uno con ¼ de longitud de onda, pero con ⅛ de longitud de onda de separación entre ellos. Los patrones de radiación para las diferentes alimentaciones son los siguientes:



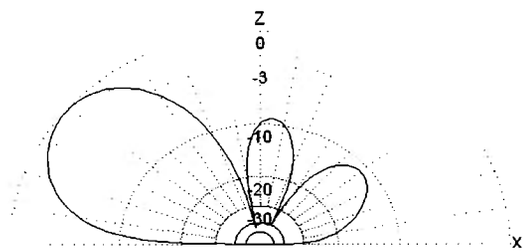
(a) 0°, 45°, 90°, 135°



(b) 0°, 60°, 120°, 180°



(a) 0°, 90°, 180°, 270°

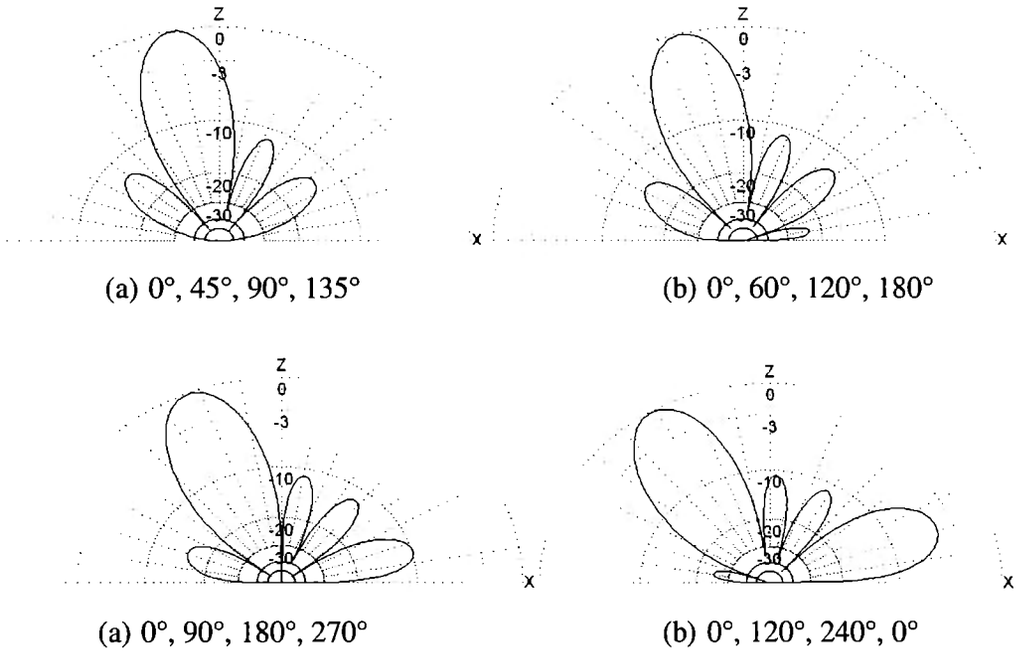


(b) 0°, 120°, 240°, 0°

Diagrama 51. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4×4 controlados por fase con dipolos de 1/4 de λ y 1/8 de λ de separación

Como se puede apreciar en el diagrama anterior, el lóbulo principal sufrió un ensanchamiento, el cual no afectaría la selectividad que se requiere. Además se puede observar que cuando se alimenta con ángulos con pasos de 120°, se forma un lóbulo posterior que alcanza en su valor máximo -9dB, esto no sería una desventaja porque comparado con el dimensionamiento anterior presenta una variación en su lóbulo posterior de +1dB.

Otro arreglo que se simuló fue disminuyendo el tamaño del dipolo pero incrementando la separación entre estos. El dipolo fue reducido a ⅛ de λ y la separación entre estos fue de ½ de λ. Los patrones de radiación obtenidos fueron los siguientes:



(a) 0°, 45°, 90°, 135° (b) 0°, 60°, 120°, 180°

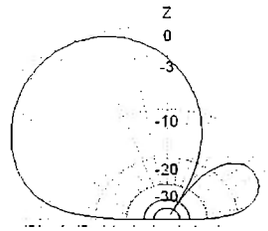
(a) 0°, 90°, 180°, 270° (b) 0°, 120°, 240°, 0°

Diagrama 52. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4×4 controlados por fase con dipolos de 1/8 de λ y 1/2 de λ de separación

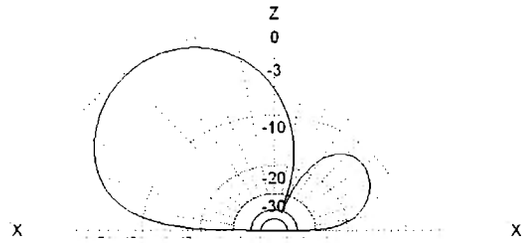
En este arreglo se presenta un lóbulo más estrecho lo que permitirá una mejor selectividad, sin embargo es aquí donde se presenta un problema con los lóbulos laterales y posteriores. Estos lóbulos presentan magnitudes de hasta -4.5dB, que es un valor muy cercano a la magnitud del lóbulo principal. Este arreglo se descarta inmediatamente debido a la presencia de este tipo de lóbulos.

También se realizó la configuración con un arreglo de 4×4 antenas con dipolos de ⅛ de λ y separación de ⅛ de λ. Estas dimensiones en el arreglo provocaron los patrones que se muestran a continuación. Se puede observar que el lóbulo principal de cada uno de los patrones ensanchó en gran medida, resultado que no es favorable para la investigación. Además se observa que a

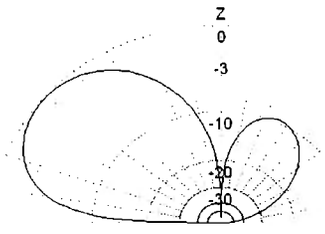
pasos de 120° se forma un lóbulo lateral con una magnitud muy grande (-5.8 dB) que realmente afecta el desempeño del arreglo.



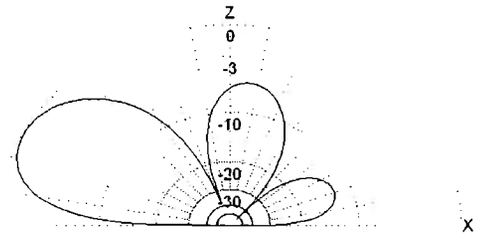
(a) 0°, 45°, 90°, 135°



(b) 0°, 60°, 120°, 180°



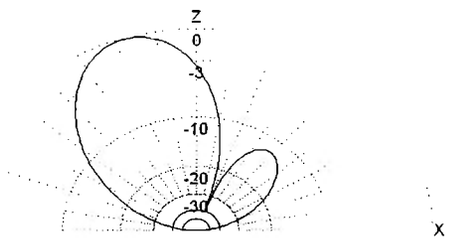
(a) 0°, 90°, 180°, 270°



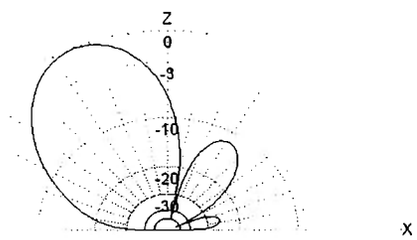
(b) 0°, 120°, 240°, 0°

Diagrama 53. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4×4 controlados por fase con dipolos de 1/8 de λ y 1/8 de λ de separación

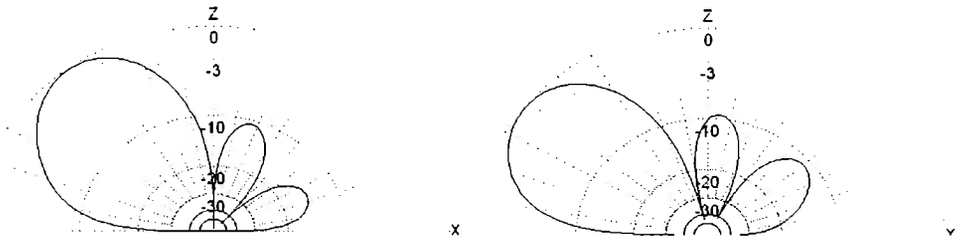
La siguiente configuración que se simuló tomó como medidas del dipolo un ⅛ de λ y separación de ¼ de λ. Los resultados como se ven en el Diagrama 54, muestran un parecido a los obtenidos con el arreglo de dipolos de ¼ de λ y separación de ⅛ de λ. Con la ventaja de que éste ocupará menor espacio en el prototipo a realizar, además de presentar un lóbulo posterior con menor magnitud. Por todo lo demás los resultados son semejantes. Estas dimensiones fueron las que presentaron los mejores resultados en cuanto a funcionamiento, dimensiones y patrón de radiación, por lo cual es la que se implementará en un circuito impreso. A continuación se presentan los resultados obtenidos:



(c) 0°, 45°, 90°, 135°



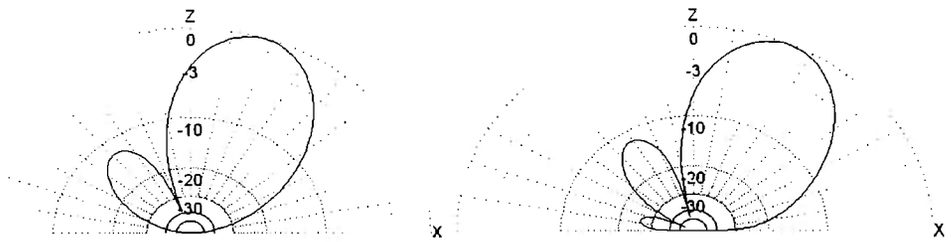
(a) 0°, 60°, 120°, 180°



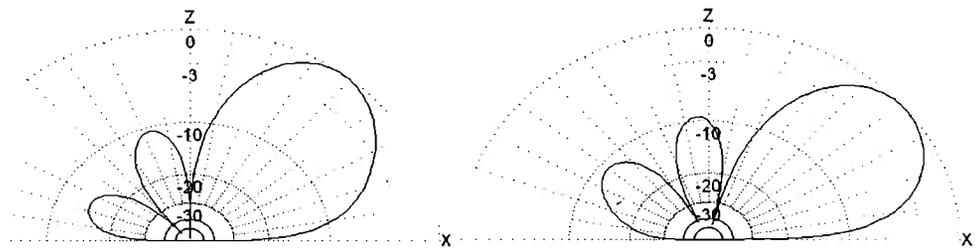
(c) 0°, 90°, 180°, 270° (d) 0°, 120°, 240°, 0°

Diagrama 54. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4×4 controlados por fase con dipolos de 1/8 de λ y 1/4 de λ de separación

Como se ha visto se puede desplazar el lóbulo principal del patrón de radiación con tan sólo cambiar la fase de la señal alimentada, pero hasta ahora sólo se había simulado para lograr un desplazamiento hacia la izquierda. El desplazamiento hacia la derecha del plano se logra con la inyección de los mismos ángulos antes alimentados pero con signo negativo, es decir, si se quisiera alimentar una señal desfasada -45° se le debería cambiar la fase a 315° para poder lograr dicho desplazamiento. Para corroborar el desplazamiento a la derecha del plano se hicieron las simulaciones pertinentes, que arrojan los patrones de radiación que se habían anticipado:



(a) 0°, 315°, 270°, 225° (b) 0°, 300°, 240°, 180°



(a) 0°, 270°, 180°, 90° (b) 0°, 240°, 120°, 0°

Diagrama 55. Patrones de radiación para un arreglo de antenas 4×4 controlados por fase con dipolos de 1/8 de λ y 1/4 de λ de separación y desfasamiento con ángulos negativos

Estos patrones de radiación se pueden conjuntar y superponer en una imagen para poder observar cuántos grados del plano se puede cubrir con la antena. Se utilizará para estas comparaciones el mismo arreglo de antenas, con diferentes fases de entrada que se detallarán a continuación.

En la primera superposición se utilizaron diferentes pasos de fases, estos fueron pasos de 0°, 45°, 75° y 120°. En el Diagrama 56, se puede observar dicha superposición, además se midió la cobertura del arreglo la cual resultó ser de 77° aproximadamente a cada lado del eje Z. La medición se hizo a partir del eje Z ó punto de máxima potencia sin desfasamientos, hasta el último punto del patrón de radiación a la potencia media (-3dB).

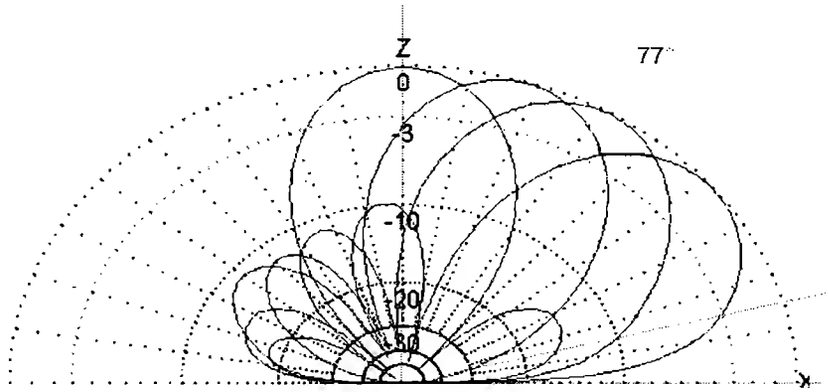


Diagrama 56. Cobertura del arreglo de antenas desde el eje Z hasta el último punto de potencia media

Como el patrón de radiación se mueve tanto a la izquierda como a la derecha la cobertura del arreglo de antenas será de 154° aproximadamente. Este resultado se puede apreciar en el diagrama siguiente en donde la medición se realizó desde el primer punto de potencia media hasta el último punto de la misma, es decir el doble de la medición anterior.

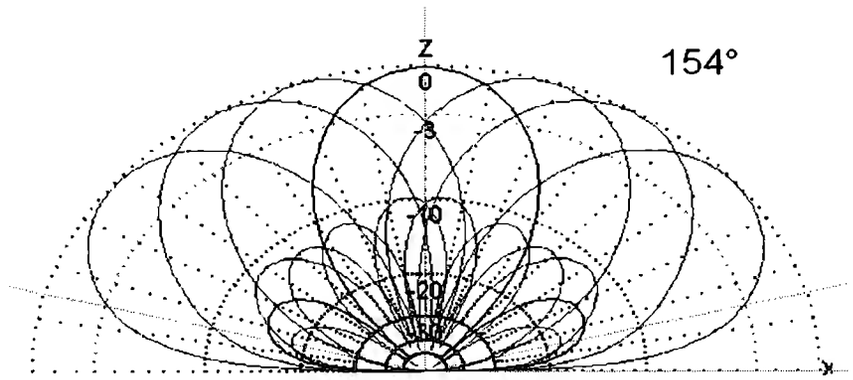


Diagrama 57. Cobertura del arreglo de antenas en un plano de 180°

Cabe destacar que para cubrir la misma área se pueden utilizar menor cantidad de patrones de radiación. Es decir si se utilizan la misma técnica pero ahora se alimenta el arreglo de antenas con fases que cambien en pasos de 0°, 60° y 120° se puede conseguir la misma cobertura, como lo muestra el diagrama 58.

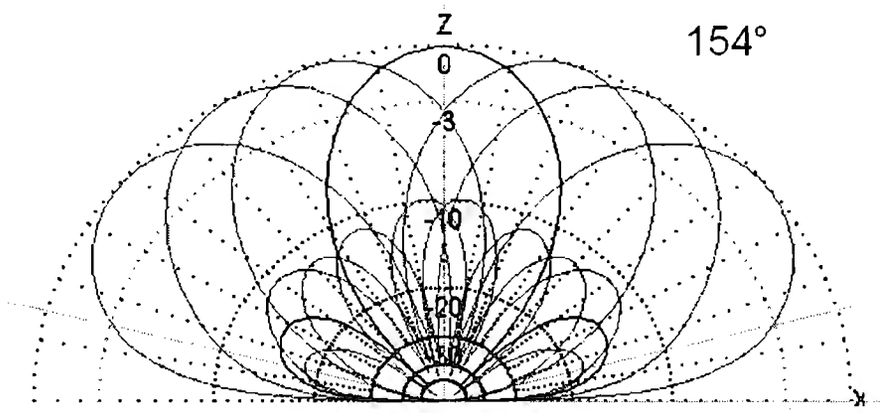


Diagrama 58. Cobertura del arreglo de antenas con fases que cambian en pasos de 0°, 60° y 120°

Este último diagrama en comparación con el diagrama 57, tiene como desventaja sacrificar pequeñas zonas de cobertura sin embargo estas zonas son mínimas, las cuales no afectan el desempeño ni la cobertura del arreglo. La ventaja que presenta ésta forma de alimentación es que se requieren menos desfasadores y por lo tanto una configuración más pequeña. Es por esto que se opta por esta configuración para la realización de los desfasadores correspondientes.

En conclusión se puede observar qué dimensiones del arreglo de antenas es el más adecuado para la investigación y cómo es que el patrón de radiación puede desplazarse en todo el semiplano de derecha a izquierda con sólo cambiar la fase de la señal de alimentación. Se procederá a seguir con este diseño del arreglo para una implementación en un circuito impreso y poder así realizar pruebas para observar los patrones de radiación que se obtengan.

Factor de arreglo

Para caracterizar el arreglo es importante definir su factor de arreglo. Para obtener el patrón de radiación teórico del diseño final seleccionado, se debe conocer el campo de un solo elemento del arreglo como referencia. En este caso el arreglo se conforma por dipolos de ⅛ de

longitud de onda. Para un dipolo de longitud finita, donde l es la longitud del dipolo (⅛ λ), el campo eléctrico total es el siguiente:

$$E_\theta \approx j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r}\left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\theta\right)-\cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\operatorname{sen}\theta}\right] \tag{4.1}$$

Para el cálculo del factor de arreglo se debe de tomar en cuenta la separación de los elementos y la variación de fase entre estos. A continuación se muestra el factor de arreglo del diseño propuesto de arreglo planar de 16 elementos.

$$AF_n(\theta,\phi)=\left[\frac{1}{M}\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{\psi_x}{2}\right)}\right]\left[\frac{1}{N}\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{\psi_y}{2}\right)}\right] \tag{4.2}$$

donde

$$\begin{aligned}\psi_x &= kd_x \operatorname{sen}\theta\cos\phi+\beta_x\\ \psi_y &= kd_y \operatorname{sen}\theta\operatorname{sen}\phi+\beta_y\end{aligned} \tag{4.3}$$

Se considera una separación entre elementos de igual magnitud en la dirección x y y de ¼ de longitud de onda (λ). El desfasamiento entre los elementos, como primera aproximación, se considera de 60° en la dirección x. y de 0° en la dirección y. A continuación se muestra el factor de arreglo resultante.

$$\begin{aligned}\psi_x &= \frac{2\pi}{0.125}\left(\frac{0.125}{4}\right)\operatorname{sen}\theta\cos\phi+60^\circ\\ \psi_y &= \frac{2\pi}{0.125}\left(\frac{0.125}{4}\right)\operatorname{sen}\theta\operatorname{sen}\phi+0^\circ\end{aligned} \tag{4.4}$$

$$AF_n(\theta,\phi)=\left[\frac{sen(2\psi_x)}{4sen\left(\frac{\psi_x}{2}\right)}\right]\left[\frac{sen(2\psi_y)}{4sen\left(\frac{\psi_y}{2}\right)}\right] \tag{4.5}$$

Para obtener el campo total radiado, simplemente se multiplica el factor de arreglo obtenido, por el campo del dipolo de longitud finita que es el elemento de referencia. El campo resultante se grafica en coordenadas polares para obtener el patrón de radiación ideal.

Diseño final de planos

Basados en las simulaciones hechas con el software MMANA-GAL se diseñó el plano de antenas con las características siguientes:

- Arreglo de antenas tipo dipolo
- 16 dipolos (4×4)
- Frecuencia de operación de 2.4 GHz
- Dipolos de ⅛ de longitud de onda
- Espacio entre dipolos vertical de ¼ de longitud de onda
- Espacio entre dipolos horizontal de ¼ de longitud de onda

Con estas características el plano del arreglo de antenas quedó como se muestra en el Diagrama 59. Para poder alimentar las antenas se utilizará un plano de igualación que evitará que la señal se vuelva a desfasar, permitiendo el paso de la señal en fase desde los interruptores hasta las antenas. Este diseño se realizó con base en el diseño hecho previamente, se utilizó la misma técnica de igualación de rutas basados únicamente en la distancia de la antena más alejada de los interruptores e igualando las que están más cerca de ellos. En el diagrama 60 se puede observar el plano de igualación resultante.

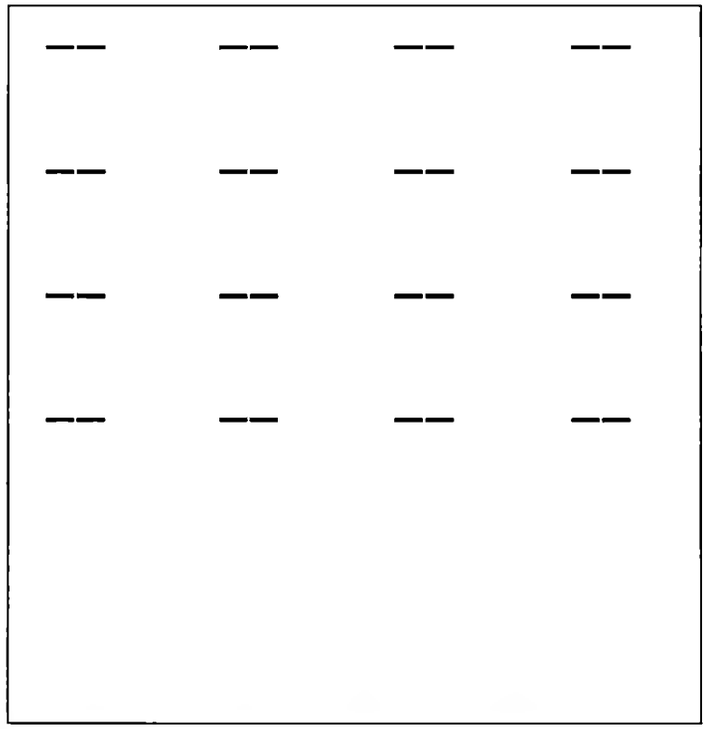


Diagrama 59. Arreglo de antenas a 2.4 GHz

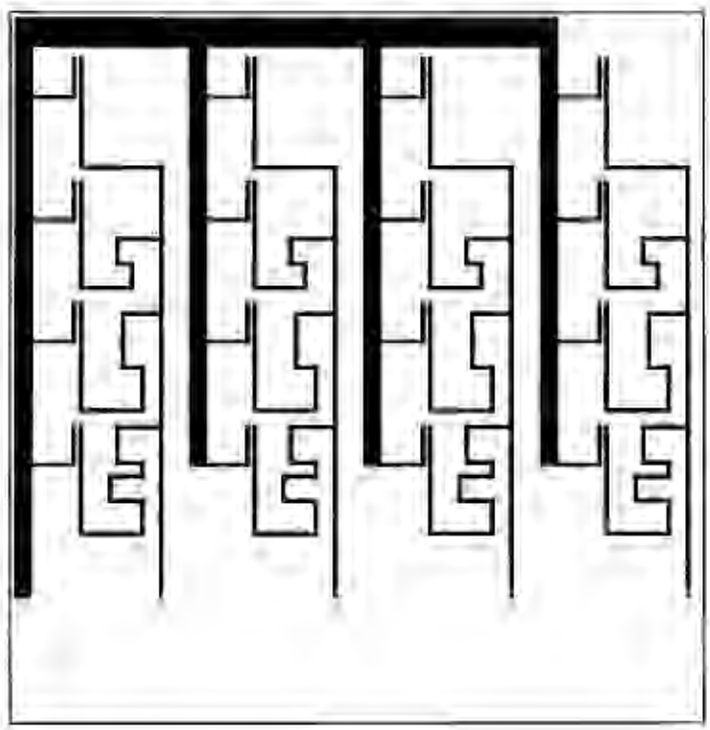


Diagrama 60. Plano de igualación

4.3 Diseño de desfasadores

Desfasamiento por rutas

El desfasamiento se logrará con diferentes rutas, partiendo de una ruta que representará el 0° de referencia y después se lograrán los diferentes ángulos de desfasamiento. Los ángulos que se utilizaron para lograr la cobertura de 154° antes mencionada son los siguientes:

Ángulos	0°	60°	120°	180°	240°	300°	360°

La señal es inyectada de inicio a los desfasadores y a la salida de estos, la señal desfasada pasa hacia los interruptores que controlan el paso al plano de igualación, para finalmente lograr que ésta llegue hasta las antenas. El Diagrama 61 muestra el diseño del plano de desfasamiento. La línea gruesa representa a la tierra, mientras que las líneas delgadas representan cada una un ángulo de desfasamiento, tal y como se señalan en el mismo diagrama.

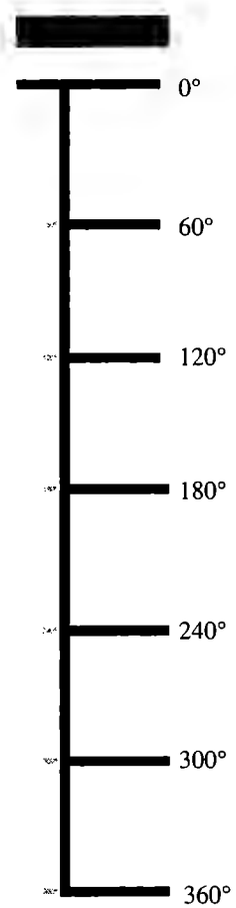


Diagrama 61. Plano de desfasamiento indicando el ángulo de desfase

A continuación se muestran los cálculos que se realizaron para determinar el desfasamiento de la señal con el diseño mostrado anteriormente. Se debe tomar en cuenta que la señal no se propaga por el espacio libre, por lo que la velocidad de propagación (4.6) depende del medio en que ésta se propagará. En este caso se obtuvo la permitividad relativa de las placas de baquelita.

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \tag{4.6}$$

$$\lambda = \frac{V_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4.7}$$

$$\lambda = \frac{3\times10^8}{(2.4\times10^9)\sqrt{0.52436}} \tag{4.8}$$

$$\lambda = 0.17262\,\mathrm{m}$$

Tomando en cuenta la longitud de onda obtenida con la ecuación 4.6, la distancia necesaria para obtener el desfasamiento deseado, se muestra en la siguiente tabla.

Ángulo	**Distancia (m)**
60°	0.02877
120°	0.05754
180°	0.08631
240°	0.11508
300°	0.14385
360°	0.17262

Tabla 6. Relación de fase y distancia

Pruebas de desfasamiento

Se realizaron pruebas del desfasador sobre el circuito impreso para comprobar que las rutas efectivamente proporcionaban un desfasamiento de la señal. Se utilizaron señales de menor frecuencia debido que el osciloscopio TDS3032 tiene un ancho de banda menor (300MHz) y no soportaría una señal de 2.4GHz. Se utilizaron puntas de alta frecuencia para realizar las pruebas, ya que las puntas normales generan pérdidas en las mediciones. Se midió el extremo de 0° en el canal 1 del osciloscopio como se muestra en el Diagrama 62; y en el canal 2 se midió en el extremo de 360°, que para una frecuencia de 2.4 GHz equivale a $\lambda = 0.125$ m. Al mismo tiempo, se alimentaron señales de frecuencia mediana a la entrada del desfasador.

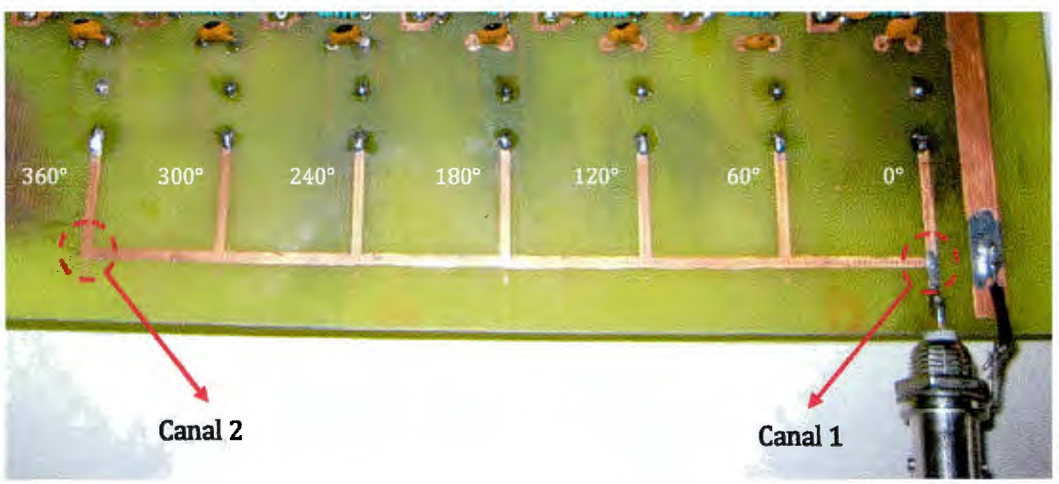


Diagrama 62. Medición de desfasamiento

Primero se alimentó al desfasador con una señal de 120MHz que tiene una longitud de onda de 2.5m. Comparando con la longitud máxima que se tiene en el desfasador, que es de 0.125m., se obtendría en teoría un desfasamiento de 18° por una simple regla de tres.

$$\begin{aligned} 120MHz &\rightarrow 2.5m \rightarrow 360° \\ 0.125m &\rightarrow 18° \\ 0.125 \times 360 \div 2.5 &= 18 \end{aligned} \tag{4.9}$$

En el siguiente diagrama se muestran los resultados de esta medición. Se puede observar que efectivamente existe un desfasamiento de la señal y éste es muy cercano al esperado.

También se pueden observar que existen algunas reflexiones de la señal por lo que a la salida se observa la suma de varias señales tanto en la medición temporal como frecuencial.

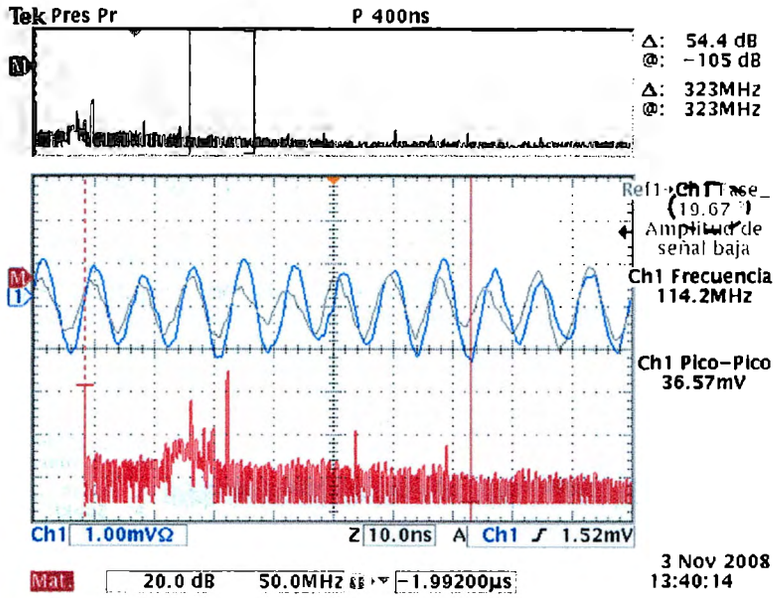


Diagrama 63. Prueba de desfasamiento a 120MHz

En el diagrama anterior también se puede observar ruido, que proviene del generador y se presenta aún cuando éste se encuentra apagado. En el Diagrama 64 se puede observar la medición del ruido del generador, que se distingue claramente en el dominio de la frecuencia. Éste se presenta alrededor de 90MHz, por lo que con un filtro pasa altas se podría eliminar.

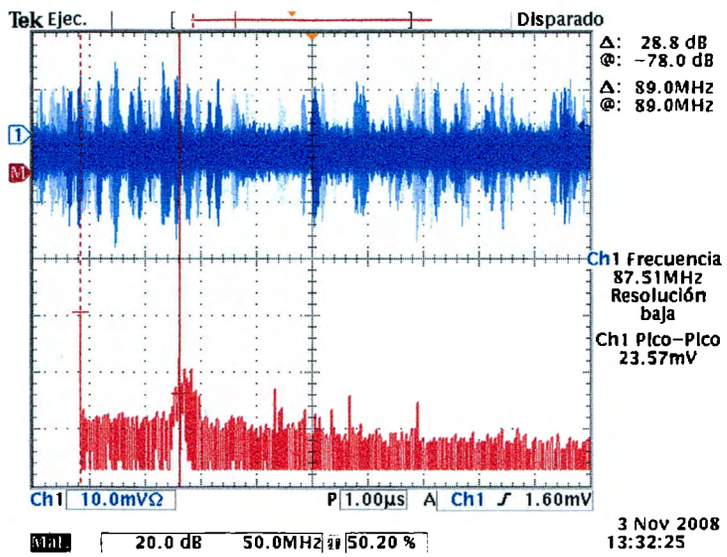


Diagrama 64. Ruido del generador

La siguiente prueba se realizó a 240MHz, que es un múltiplo de 2.4GHz y que tiene una longitud de onda de 1.25m. Comparando con la longitud máxima de desfasamiento de 0.125m, se obtiene un desfasamiento teórico de 36°. En el siguiente diagrama se muestran las mediciones del desfasamiento en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Una vez más se distinguen algunas reflexiones y distorsión de la señal, aunque también se observa que a lo largo de la guía de onda no se tienen pérdidas significativas en la amplitud de la señal. Estas reflexiones pueden deberse a que no se tiene un acoplamiento adecuado entre el desfasador y la entrada. De igual manera, existe un desacoplamiento con las demás etapas del circuito, por lo que no se tiene una máxima transferencia de potencia.

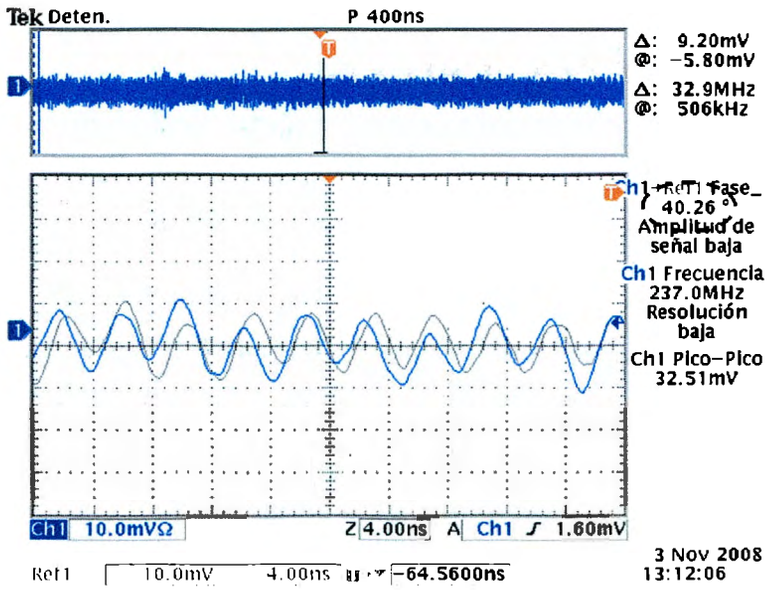


Diagrama 65. Prueba de desfasamiento a 240MHz

Como se pudo observar del Diagrama 65, efectivamente existe un desfasamiento de la señal después de recorrer cierta distancia en relación con la longitud de onda. Por lo tanto, se puede concluir que con la señal de 2.4GHz se obtendrá un desfasamiento muy cercano a lo calculado. Sin embargo, al aumentar la frecuencia las pérdidas de la guía de onda y las reflexiones serán más notorias por lo que se debe tener el acoplamiento adecuado para aminorar las pérdidas. Cabe mencionar que en diseño del desfasador se debe de tomar en cuenta la velocidad de propagación de la señal sobre el material utilizado y las pérdidas de éste, ya que la onda no se propagará como en el espacio libre (no se considera la velocidad de la luz). Esto puede explicar por qué se tuvieron cambios en el desfasamiento calculado.

4.4 Diseño de Interruptores

Bloqueo y paso de señal a 2.4 GHz

El arreglo de antenas presenta 4 hileras, cada una conformada por 4 pares de dipolos, a los cuáles, les llegará un desfasamiento distinto por hilera, mientras que a los dipolos que pertenecen a la misma presentarán el mismo desfasamiento. El desfasamiento se genera a través de diversas rutas de distinta longitud equivalentes a un desfasamiento angular que se harán llegar a través de la activación de determinados interruptores a cada una de las hileras del arreglo de antenas.

El procedimiento que se utiliza para el respectivo desfase de la señal debe ser comprobado con el uso de interruptores reales. La aplicación está enfocada hacia los sistemas micro electromecánicos, por lo que es necesario obtener un punto de comparación y de ahí partir para conocer el propio funcionamiento y posibles resultados a obtener con los sistemas micro electromecánicos.

Primeramente se desarrolló una metodología en cuanto al control y manejo de los interruptores, para los cuáles se utilizaron transistores bipolares, específicamente el BFR90A que es un transistor bipolar RF con aplicaciones de gran ancho de banda (5 GHz) enfocado al manejo de las antenas. Basándonos en su ancho de banda, el límite de frecuencias a utilizar será de 2.4 GHz dado que es una frecuencia con aplicaciones en la telefonía y celulares. Así como el manejo de esta señal implica una disminución considerable de la frecuencia previa a utilizar (9.5 GHz). Con esto se determinó que la configuración *base común* resulta ser la más indicada para permitir el paso de la señal hacia los correspondientes dipolos. Lo que se busca con este sistema de interruptores en únicamente realizar la función de interruptor sin la necesidad de amplificar la señal, por esta razón el uso de la configuración emisor común fue descartada. En el sistema propuesto en cuanto al paso de la señal y el control del mismo, se hace uso de dos transistores bipolares, lo cuales serán identificados de una manera distinta, cuyos términos se usarán a través del documento de la manera que se muestra a continuación:

- Transistor bipolar BFR90A es el **interruptor de alta frecuencia**
- Transistor 2QN3904 es **el interruptor de control**

Ambos transistores conforman el sistema propuesto para permitir el paso de la señal que será suministrada por un generador a una frecuencia de 2.4 GHz. Sin embargo ambos transistores son totalmente independientes aunque se encuentren dentro del mismo diseño propuesto. Mientras que el interruptor a alta frecuencia esté polarizado, la señal de 2.4 GHz una vez que ha pasado a través de las rutas de desfasamiento, llegará a la entrada del interruptor de alta frecuencia para ser canalizada al plano de antenas. El hecho de que el interruptor de alta frecuencia se encuentre polarizado dependerá de la señal lógica que será administrada al interruptor de control. Más adelante se presentará las implicaciones técnicas en cuanto a la activación del interruptor de control y su efecto sobre la polarización del interruptor a altas frecuencias. El procedimiento es el siguiente:

1. La señal a alta frecuencia se hace pasar por todas las rutas de desfasamiento a través del generador. El hecho de que la señal sea administrada a todas las rutas en primera instancia, ha sido implementado por la facilidad que representa la distribución correspondiente al diseño de las rutas de desfasamiento y el manejo del plano de igualación.

2. El control de la señal se hará por dos pasos independientes, por un lado se hace pasar la señal a alta frecuencia del generador, inmediatamente después por la ruta de desfasamiento, luego a través de los interruptores permitiendo que la señal pase directamente con la frecuencia deseada y desfasamiento correspondiente cuando el interruptor se encuentre polarizado, mientras que si el interruptor a alta frecuencia no se encuentra polarizado, propiamente en corte, la señal no pasa a la siguiente etapa. Esta metodología de polarización del transistor, como ya ha sido mencionado previamente, será explicada más adelante.

3. Una vez que se ha pasado por los interruptores de alta frecuencia que se encuentren polarizados, la señal llega al plano de igualación y finalmente a la alimentación correspondiente de los dipolos. De esta manera cada columna de dipolos presenta un desfasamiento en conjunto que logra el movimiento del haz de una manera direccionable.

4. Volviendo al punto de cómo se logra activar o desactivar el paso de la señal y la correspondiente polarización del interruptor a alta frecuencia, se recurrió a la configuración de base común con polarización por divisor de voltaje. El motivo recae en que la β, del transistor generalmente no se encuentra bien definida, por lo que lo ideal es que la

polarización del transistor sea independiente a este valor, permitiendo un manejo de las configuraciones de una manera más estable.

En primer lugar se hará énfasis a la polarización del interruptor a altas frecuencias. El procedimiento en cuanto al cálculo de las resistencias y al procedimiento de polarización, es el siguiente:

$$Vcc = 12\,\text{V} \quad \beta = 120$$
$$Vce = 6\,\text{V} \quad Vbe = 0.65 \quad Icq = 5\,\text{mA}$$

$$Rc = \frac{Vcc - Vceq}{1.1 \times Icq} = \frac{12-6}{1.1 \times 5\text{mA}} = 1.090\,\text{k}\Omega \tag{4.9}$$

$$Re = 0.1Rc = 100\,\Omega \tag{4.10}$$

$$Rb = 0.1(\beta + 1)Re = 1.2\,\text{k}\Omega \tag{4.11}$$

$$Vbb = \left(\frac{Rb}{\beta} + Re\right)Icq + Vbe = 1.2\,\text{V} \tag{4.12}$$

$$R1 = \frac{Vcc\ Rb}{Vbb} = 12\,\text{k}\Omega \tag{4.13}$$

$$R2 = \frac{Vcc\ Rb}{Vcc - Vbb} = 1.333\,\text{k}\Omega \tag{4.14}$$

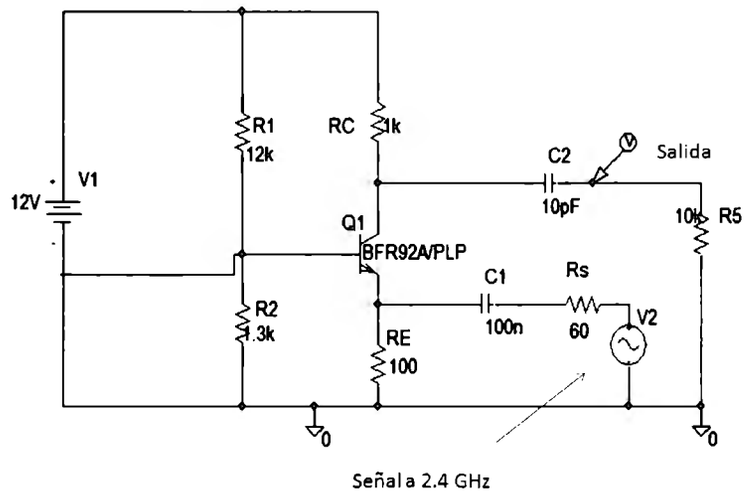


Diagrama 66. Base Común con polarización por divisor de voltaje

En cuanto al manejo de los capacitores, se realizaron varias pruebas en simulación en el programa de diseño electrónico PSpice, donde los valores de los capacitores en cuanto al C1 mostrado en el diagrama anterior, mientras más pequeño sean, disminuye la amplitud de la señal

ya que la señal de entrada a alta frecuencia se encuentra antes de dicho capacitor, por lo que se encontró que el valor de 100nF funciona para las frecuencias a las que se ha sometido la prueba.

Por lo que respecta al C2 si es un capacitor del orden de microfaradios se observa el efecto de la carga del capacitor, mientras que si utilizamos capacitores del orden de los pico faradios este efecto se ve disminuido, encontrando de esta manera que el capacitor a 10pF funciona perfectamente bajo estas condiciones.

Las simulaciones correspondientes a las pruebas a ata frecuencia y al efecto capacitivo, se muestran a continuación, donde el valor del capacitor, mientras sea más pequeño, incluso dentro del rango de los picofaradios, implica un comportamiento mucho más definido a 10 pF que a 100pF, incluso a 50pF:

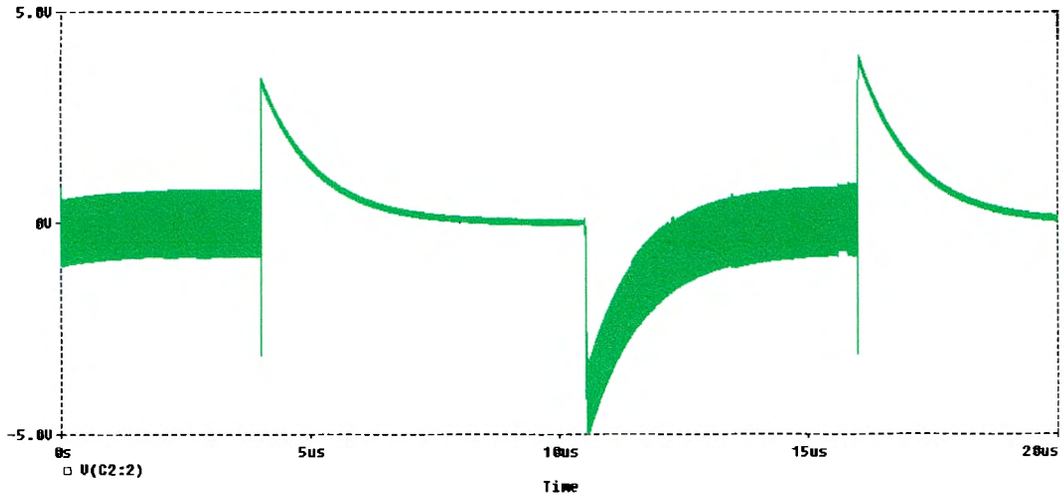


Diagrama 67. Pruebas a 2.4 GHz 100 pF

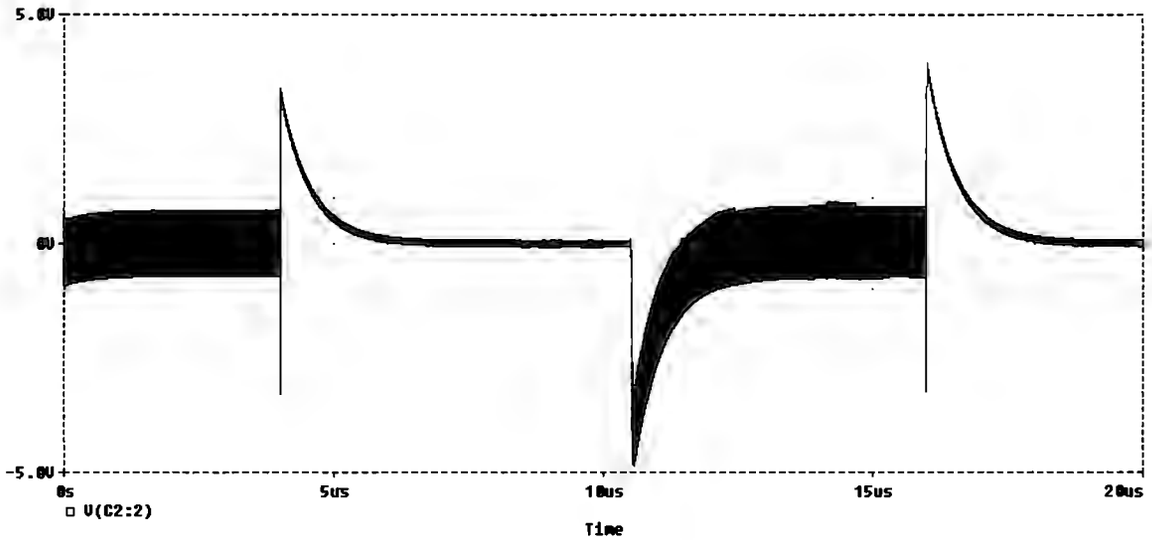


Diagrama 68. Pruebas a 2.4 GHz 50 pF

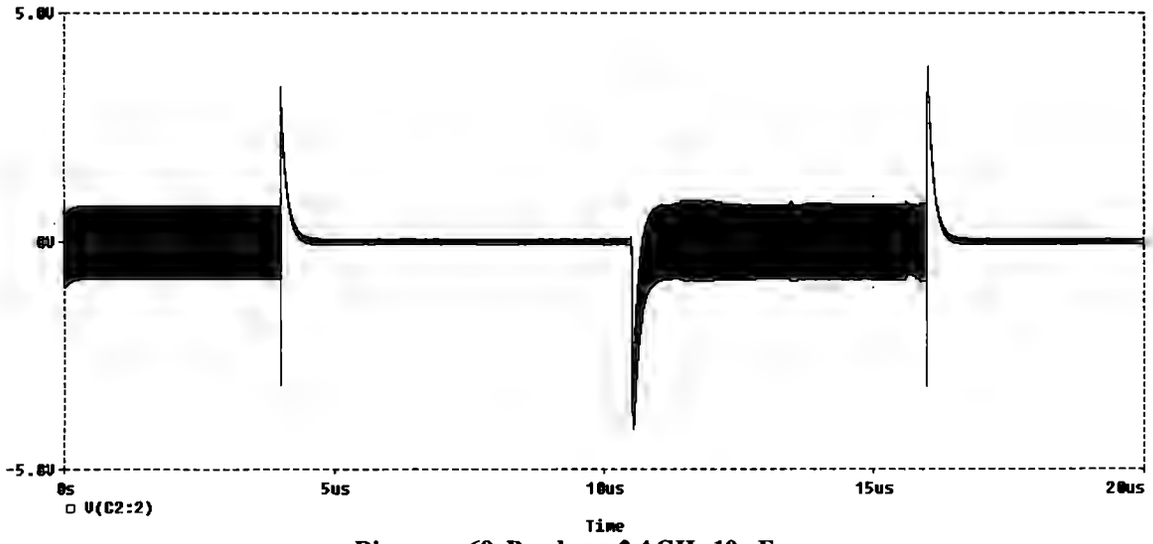


Diagrama 69. Pruebas a 2.4 GHz 10 pF

Por otro lado, para lograr poner en corte o saturación al interruptor de alta frecuencia, se recurrió al uso de un transistor de propósito general (Q2N3904) que logrará la inversión de la señal de entrada.

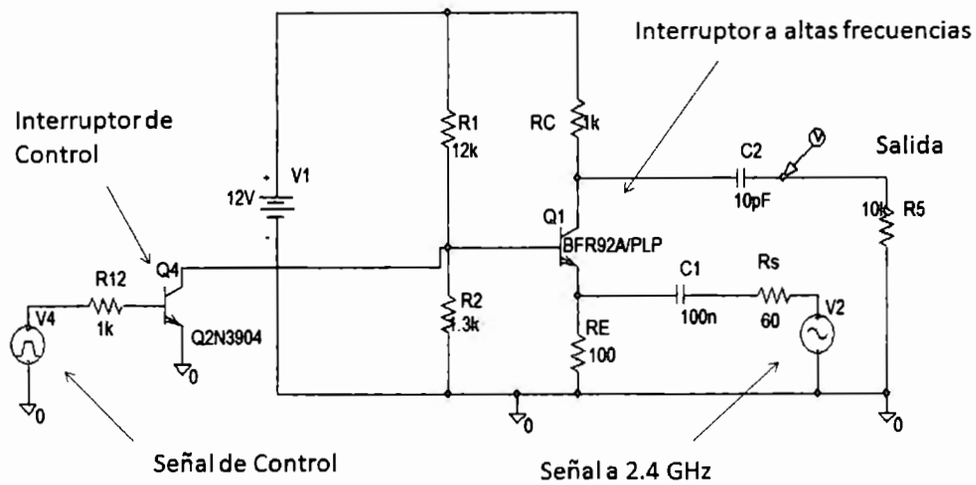


Diagrama 70. Corte y Saturación

De esta manera si Vi=5V (señal lógica de control) del transistor Q2N3904, éste se encontrará encendido ubicándose en la parte de saturación del transistor del siguiente diagrama. Mientras que cuando la entrada sea de Vi=0V, el interruptor de control tendrá un Vce del orden de Vcc provocando una corriente de base prácticamente imperceptible y provocando que el transistor se encuentre en la región de corte.

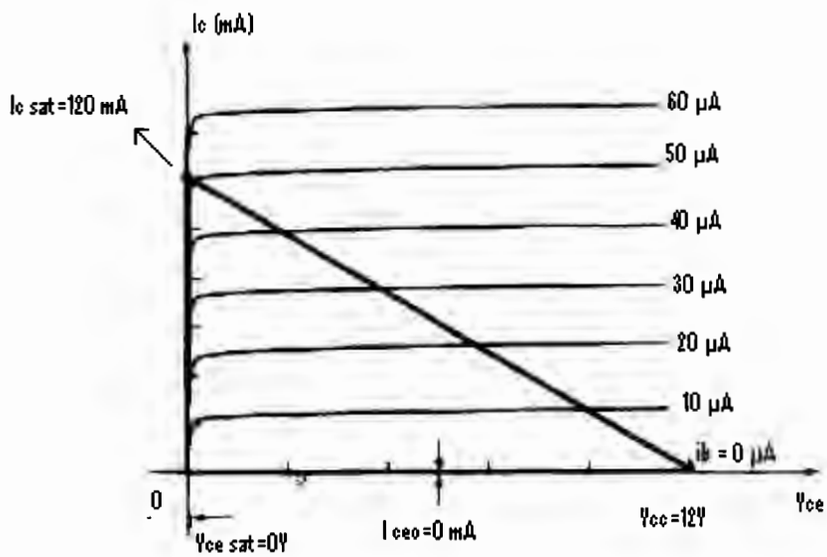


Diagrama 71. Transistor inversor

El efecto sobre la configuración de divisor de voltaje, es decir sobre el interruptor de alta frecuencia, es en sentido opuesto a la reacción sobre el interruptor de control, ya que cuando el Vi=5V, se provoca interferencia colocando en corte al transistor BFR90A, mientras que el Q2N3904 se encuentra en saturación. Por otro lado, si Vi=0V de la red del interruptor de control, la salida del circuito dejará pasar la señal a alta frecuencia colocando en un estado de polarización al interruptor de alta frecuencia y en corte al interruptor de control. Provocando así un paso de la señal o bloqueo de la misma a través de un control lógico cuya administración será explicada más adelante.

Por lo pronto los resultados de la red completa de los interruptores tanto de control como de alta frecuencia, es el que se muestra en el Diagrama 72. Como se observa existe un paso de la señal a alta frecuencia cuando Vi=0V (señal de control lógico), mientras que la señal a alta frecuencia cae a 0 cuando Vi=5V en la señal de control lógico.

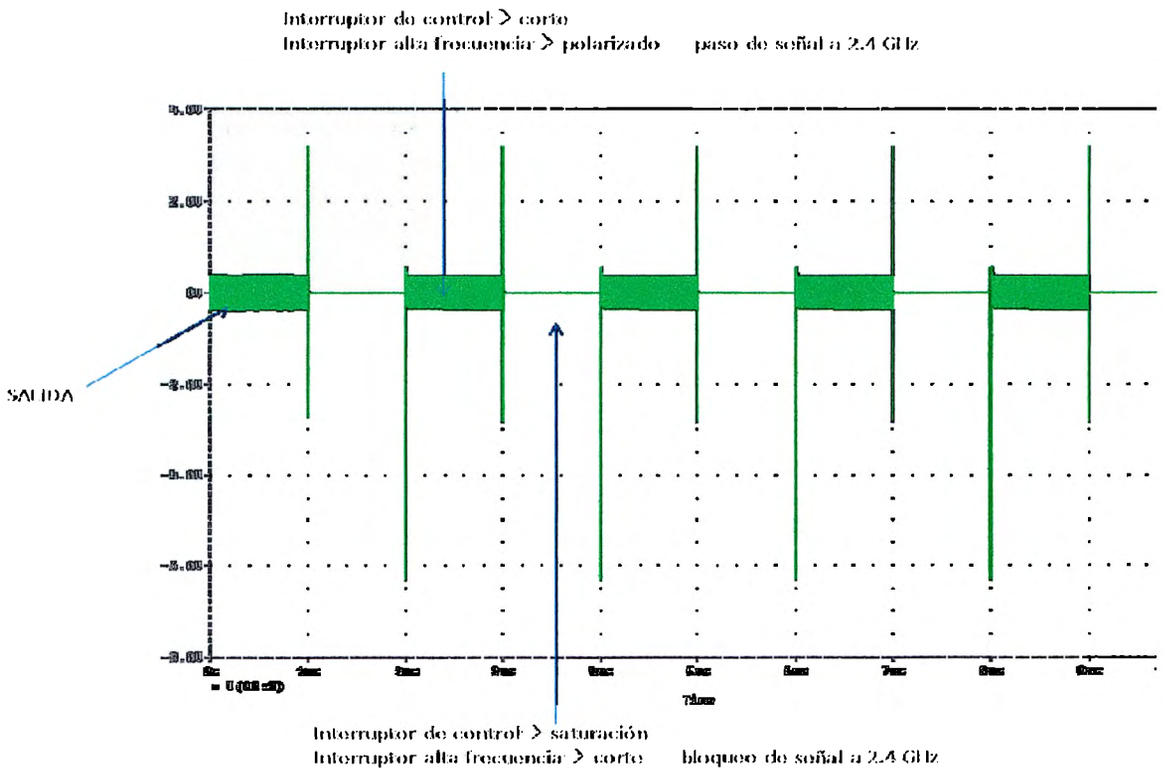


Diagrama 72. Resultados paso y bloqueo de la señal a alta frecuencia y su relación con la señal de control

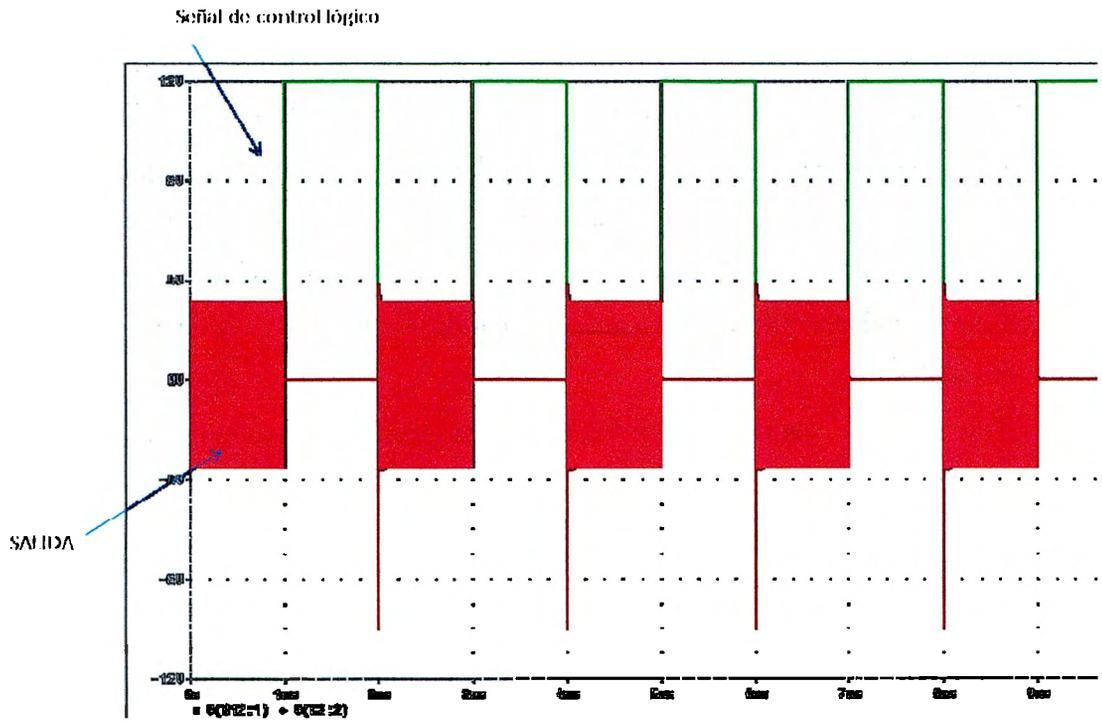


Diagrama 73. Resultados paso y bloqueo de la señal a alta frecuencia y su relación con la señal de control

La red de control respeta las siguientes características de diseño:

Cuando $V_i = 5V$

$$Ic_{sat} = \frac{Vcc}{Rc} \tag{4.15}$$

$$I_B > \frac{Ic_{sat}}{\beta_{dc}} \tag{4.16}$$

$$I_B = \frac{V_i - 0.65\,V}{R_B} = \frac{5 - 0.65}{1\,\text{k}\Omega} = 4.35\,\text{mA} \tag{4.17}$$

$$Ic_{sat} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12}{12\,\text{k}\Omega} \cong 1\,\text{mA} \tag{4.18}$$

$$I_B = 4.35\,\text{mA} > Ic_{sat} = \frac{V_{CC}}{R_C} = 1\,\text{mA} \tag{4.19}$$

Cuando $V_i = 0V$

$$I_B = 0\,\mu\text{A} \tag{4.20}$$

$$I_C = I_{CEO} = 0\,\text{mA} \tag{4.21}$$

$$V_{RC} = I_C R_C = 0\,\text{A} \;\therefore\; V_C = 12\,\text{V} \tag{4.22}$$

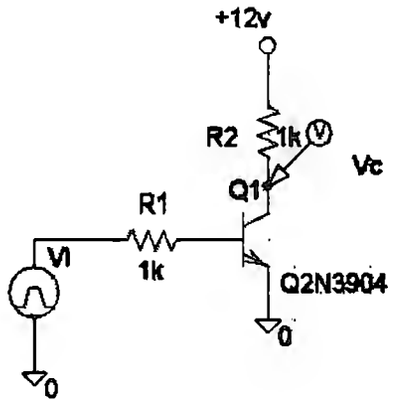


Diagrama 74. Red de control

Las pruebas correspondientes al diseño propuesto de los interruptores, se realizaron a distintas frecuencias, partiendo de señales desde 600 KHz, hasta 2.4 GHz.

Los resultados obtenidos a las pruebas correspondientes del diseño propuesto donde se observa el comportamiento del interruptor de control y del interruptor a alta frecuencia, fueron los siguientes:

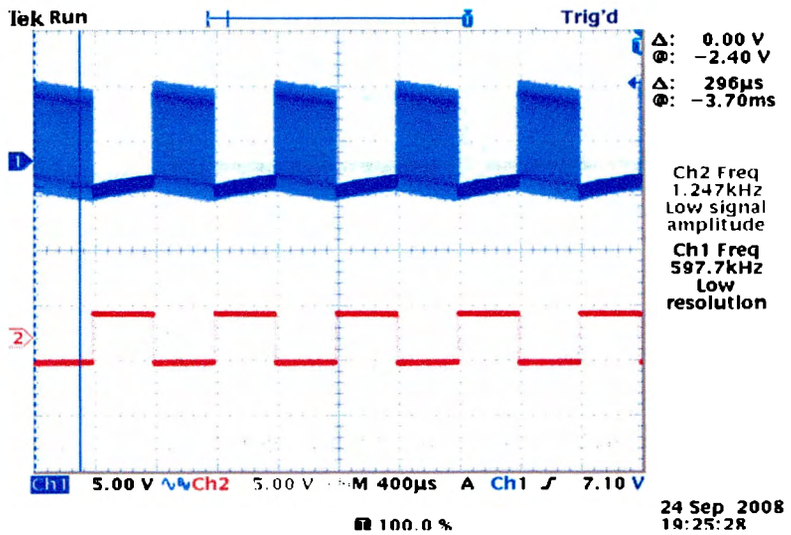


Diagrama 75. Pruebas Interruptores

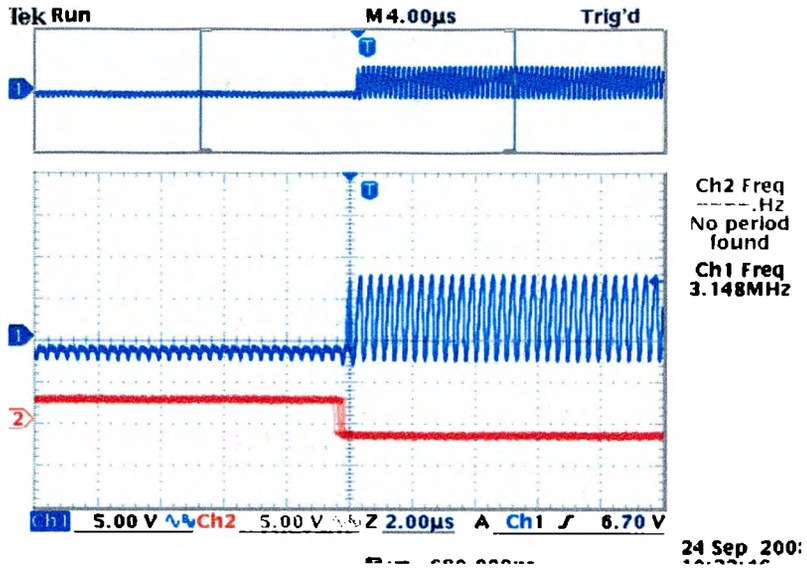


Diagrama 76. Señal lógica activa→bloqueo de señal a alta frecuencia
Señal lógica desactivada→paso de señal a alta frecuencia

Tal como se observa en los diagramas anteriores existe un paso de la señal a alta frecuencia cuando la señal de control se encuentra en un valor de 0 lógico. Por el contrario cuando la señal de control está a 1 lógico, existe un bloqueo de la señal a alta frecuencia.

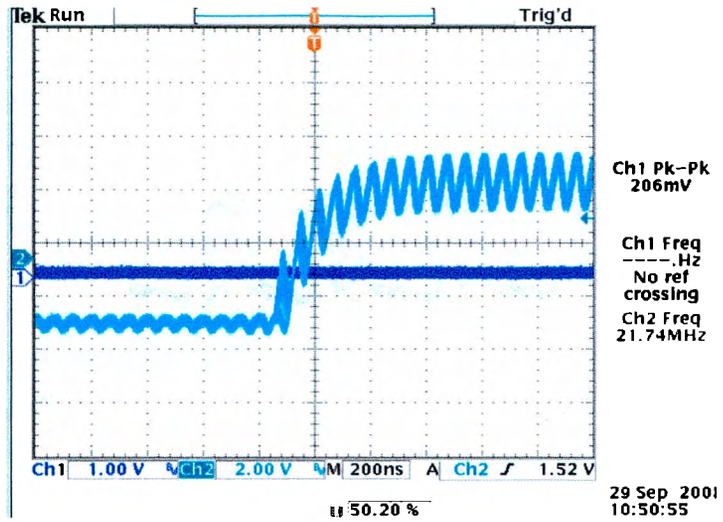


Diagrama 77. Pruebas y Amplificación de la frecuencia

En el Diagrama 77, se observa que el diseño propuesto en cuanto a permitir pasar la señal a mayores frecuencias o evitarla trabaja de la misma manera, incluso amplifica la frecuencia respecto con la proporcionada por el generador, que en este caso fue de 15MHz, mientras que la señal a la salida del circuito resultó de 20MHz.

En cuanto a las pruebas a mayor frecuencia, dado que la frecuencia a operar es de 2.4GHz, se realizaron con el analizador de espectros, utilizando un sintetizador de señales Rohde & Schwarz, obteniendo resultados propiamente del comportamiento de la señal a alta frecuencia a través de distintos valores de frecuencias, haciendo un barrido desde 10MHz hasta la frecuencia de 2.4GHz. Cabe señalar que el sintetizador funciona a -25.1dB, que es la potencia máxima a la cuál puede operar.

Para lograr el funcionamiento del interruptor, tal como se mencionó anteriormente, se cuenta con una señal de control y una señal a alta frecuencia. En cuanto a la señal de control se utiliza un generador que produce una señal lógica, por lo que esto permite observar la conmutación apropiada del interruptor. Para poder identificar el comportamiento de la señal, se utilizaran las siguientes denominaciones:

ON→ El interruptor de control no se encuentra polarizado a través de la señal lógica, por lo que la señal a alta frecuencia pasa a la salida del interruptor de alta frecuencia.

OFF→ El interruptor de control se encuentra polarizado a través de la señal lógica, por lo que la señal a alta frecuencia no pasa a la salida del interruptor de alta frecuencia, ya que es enviada directamente a tierra.

El siguiente diagrama, muestra claramente que el nivel de la señal a 50 MHz, implica una potencia de -55.7 dB en **off,** mientras que en **on**, el paso de la señal se encuentra a un nivel de -36.2 dB. La diferencia entre el nivel **on** y **off** es de Δ = 19.5dB.

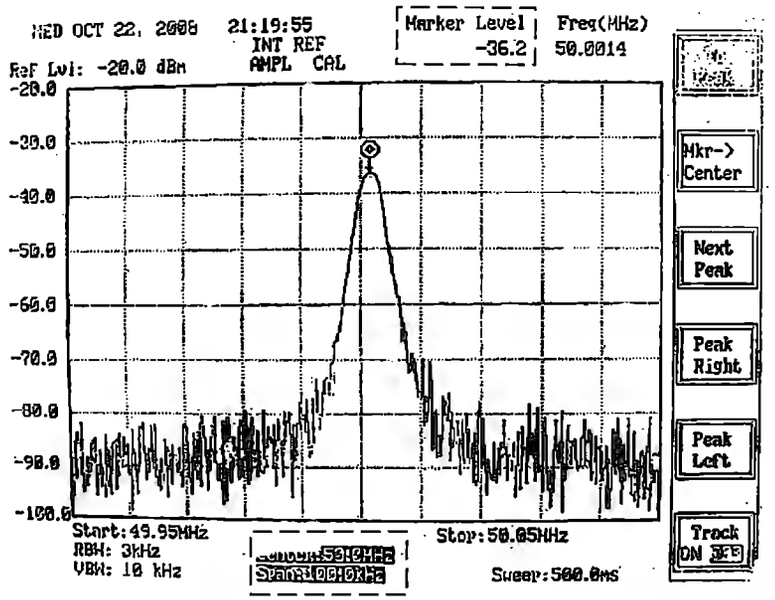


Diagrama 78. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (50MHz on)

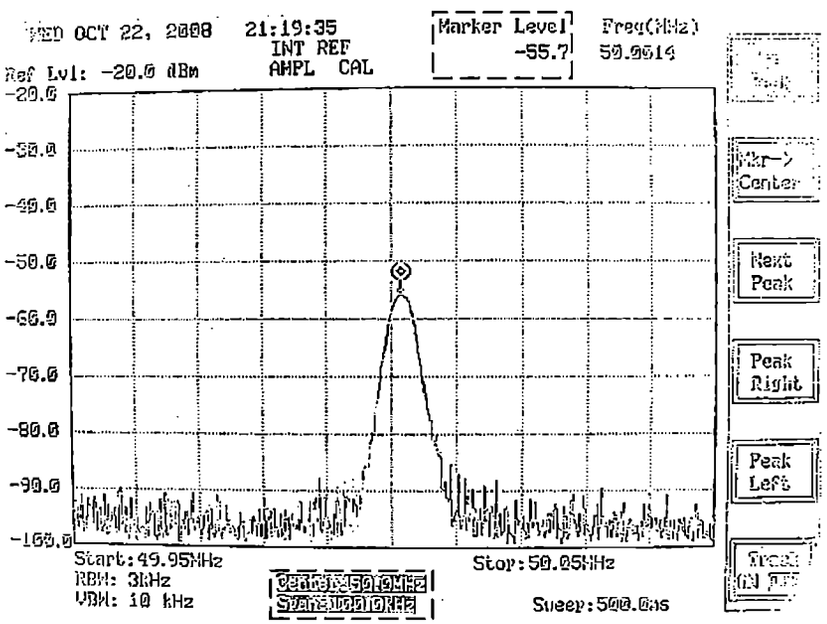


Diagrama 79. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (50MHz off)

El nivel de la señal a 1GHz, cuando se encuentra en **on** es a -42.1 dB y cuando está en **off** es de -45.8 dB. Tal como se puede observar la Δ = 3.5dB. Existiendo de esta manera una disminución significativa entre la diferencia de potencia a 50 MHz y a 1 GHz.

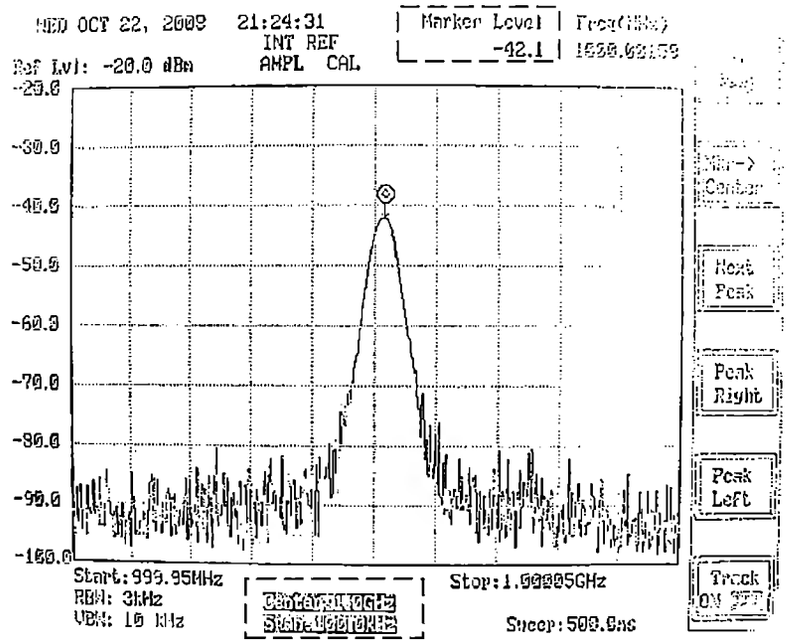


Diagrama 80. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (1GHz on)

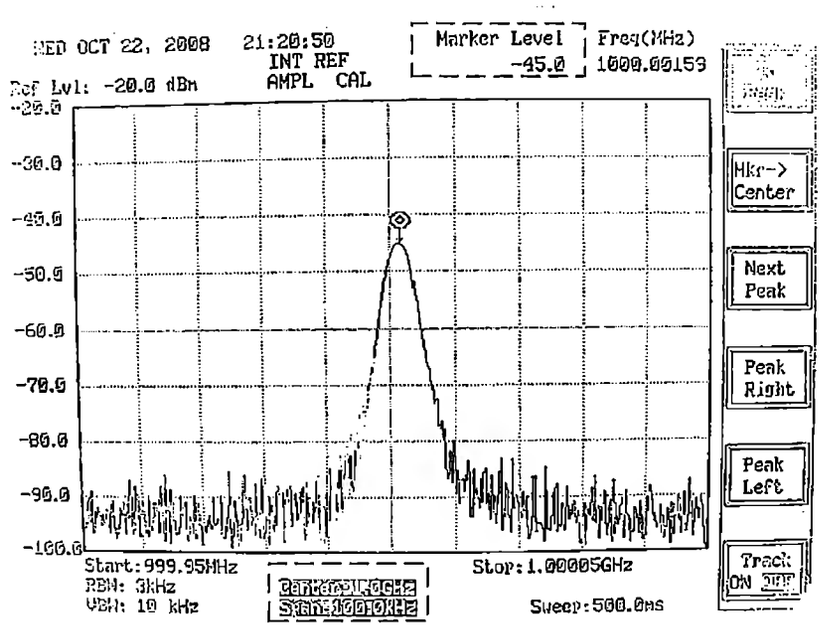


Diagrama 81. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (1GHz off)

El nivel de la señal a 2.4GHz, cuando se encuentra en **on** es a -48.2dB y cuando está en **off** es de -51.7dB. Tal como se puede observar la $\Delta = 3.5$dB.

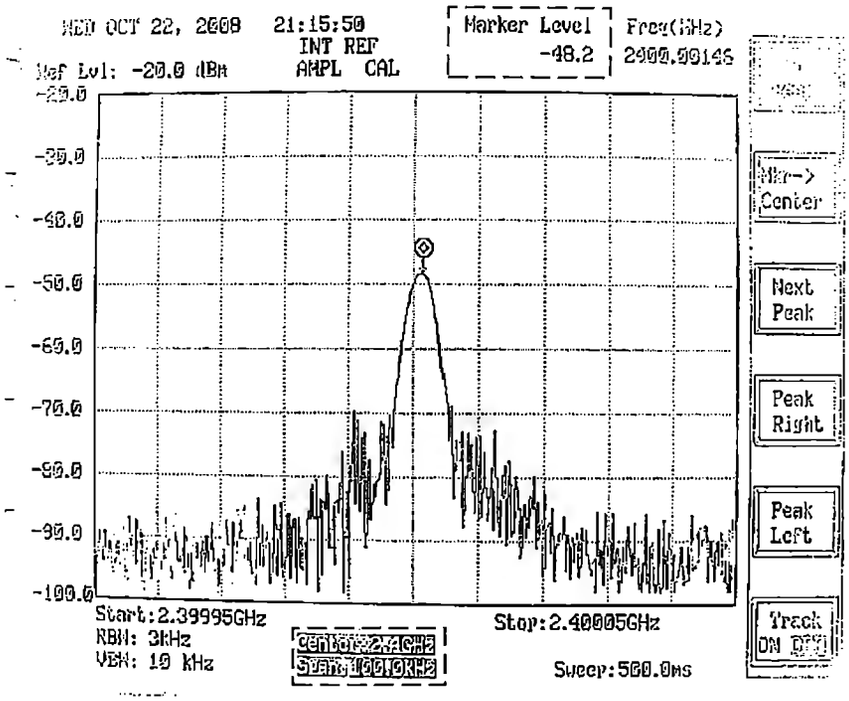


Diagrama 82. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (2.4GHz on)

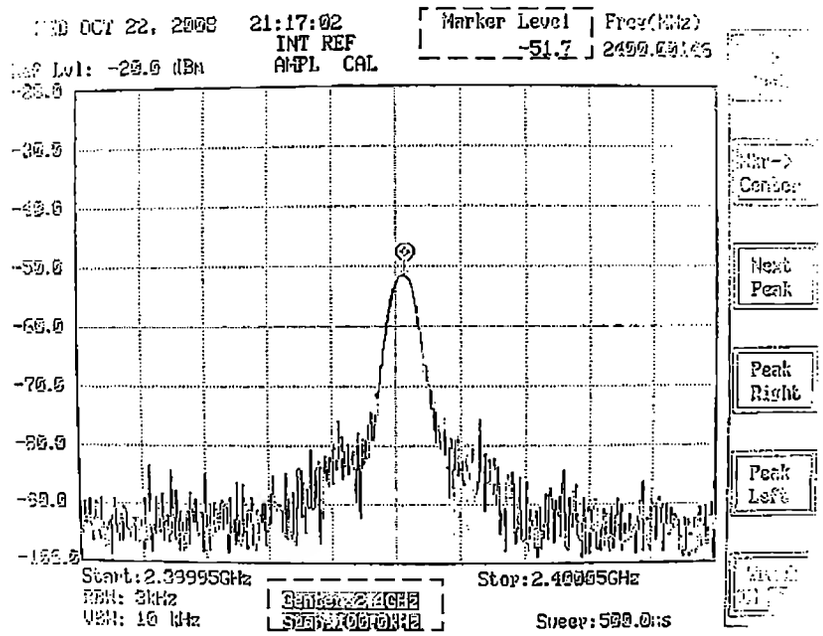


Diagrama 83. Pruebas Interruptor con generador de alta frecuencia (2.4GHz off)

Frecuencia	Δ potencia (dB)
50 MHz	19.5
1 GHz	3.7
2.4 GHz	3.5

Tabla 7. Diferencia de potencia

La Tabla 8 muestra claramente las pérdidas que se generan cuando la frecuencia aumenta en el sistema, esto se puede relacionar con el funcionamiento de los dispositivos electrónicos, es por eso que en primera instancia la propuesta de solución es sustituir esta parte por sistemas microelectromecánicos, cuya respuesta a altas frecuencias reduce considerablemente las pérdidas.

Control Lógico

El control, como se observa en los diagramas anteriores, es una señal oscilatoria, sin embargo la señal lógica será contante, es decir, no variará entre 1 lógico y 0 lógico. Previamente si existía un proceso de encendido y apagado, para corroborar la conmutación del circuito, sin embargo el objetivo del proyecto pretende únicamente realizar el cambio de acuerdo al sistema de control que se explica a continuación, y será administrado a través del uso del micro controlador AT89S51.

Tal como ha sido mencionado previamente, la señal de control y la señal a 2.4GHz son completamente independientes y el paso de la señal a 2.4GHZ, no presentará una variación en cuanto a la transición entre 0 lógico y 1 lógico. Simplemente basándose en las explicaciones sobre polarización de los interruptores previamente desarrollados, en el momento en que se decida qué ángulo de desfasamiento se desea proporcionar al arreglo de antenas, el micro controlador proporcionará la señal lógica a los interruptores de control que no desee activar, al mismo tiempo que coloca en 0 lógico a los interruptores que si permitirán el paso y que alimentarán las rutas correspondientes provocando el desfasamiento seleccionado previamente. La selección del desfasamiento se hará de la siguiente manera:

1. El micro controlador presentará unos botones, los cuales estarán indicados con las siguientes etiquetas: 120°, 60°, 0°, -60° y -120°
2. Cada vez que se presione determinado botón, provocará una interrupción en el micro controlador y activará ciertos procedimientos dentro del mismo, activando y desactivando la

salida de determinados puertos, cuya salida corresponde a cada uno de los interruptores de control.

3. Por ejemplo si se presiona el botón que se indica con la etiqueta de 60°, el micro controlador colocará a 0 lógico únicamente a los interruptores que tienen conectadas las rutas que provocan un desfasamiento de: 0°, 60°, 120°, 180° y que proporcionan el movimiento del haz, de la siguiente manera.

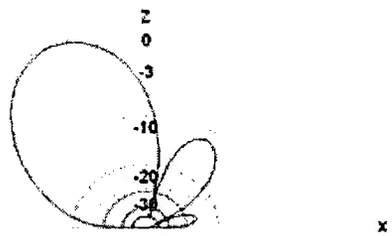


Diagrama 84. Movimiento del haz con dipolos alimentados a 0°, 60°, 120° y 180°

4. Una vez que se desea cambiar el haz de sentido o bien abarcar otra área, se activará otro botón, por ejemplo el de -120°, y en este momento se colocarán a 1 lógico los interruptores de control a los cuáles no se desea dejar pasar la señal, mientras que los interruptores de control que si se activarán a través de un 0 lógico, serán aquellos que presenten los desfasamientos de 0°, 120°, 240°, 360°. De esta manera el haz cambiará su sentido de la siguiente manera:

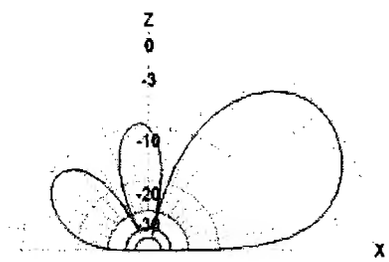


Diagrama 85. Movimiento del haz con dipolos alimentados a 0°, 120°, 240° y 360°

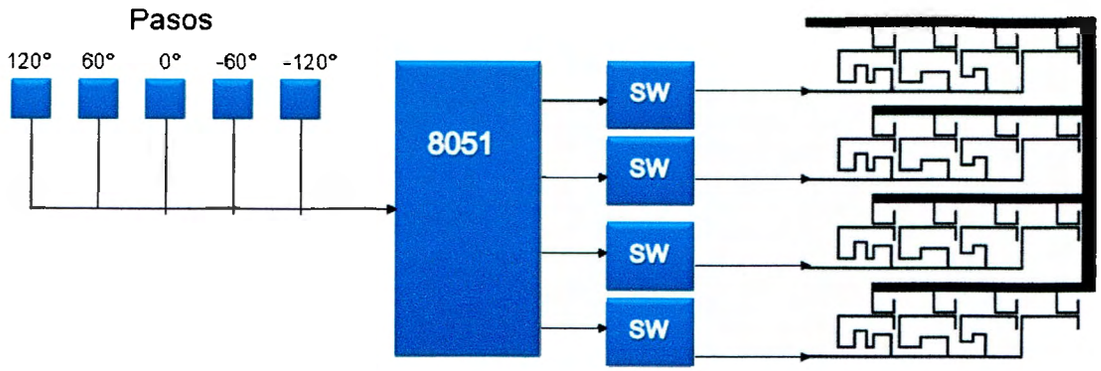


Diagrama 86. Integración del Sistema de control y la alimentación de los dipolos.

El corte o saturación del interruptor de control en específico, provocará el paso o bloqueo de la señal a 2.4 GHz que es completamente independiente a este circuito. Es decir en el micro controlador la señal a alta frecuencia no tiene participación alguna.

5. De esta manera la integración del sistema es el siguiente.

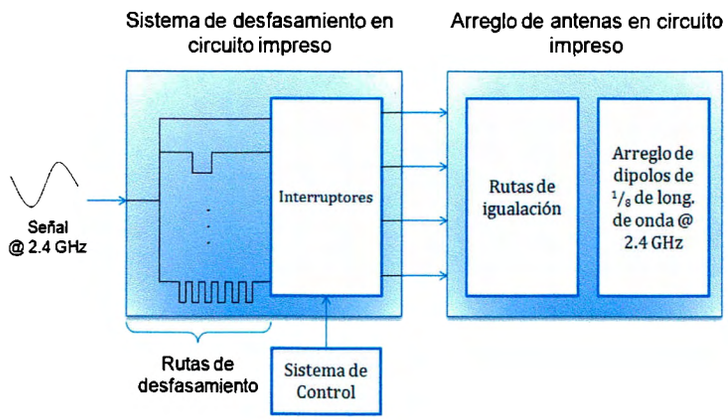


Diagrama 87. Integración del sistema

Este diagrama muestra que efectivamente el sistema de control es independiente al paso de la señal de 2.4 GHz. La cuál es proporcionada por un generador a estas frecuencias que otorga la señal a todas las rutas de los ángulos de desfasamiento.

6. La activación del generador y de las rutas que se desean activar estará totalmente coordinado, de tal manera de que en el momento en que se preestablezca en el micro controlador los desfasamientos que se desean proporcionar al arreglo de antenas, será accionado el generador a 2.4 GHz.

7. Finalmente la señal de 2.4 GHz viajará al plano de igualación por 4 rutas distintas, las cuales estarán conectadas a las 4 hileras del arreglo de antenas. Llegando así a los dipolos y provocando un haz a determinada dirección.

Sistema de control

Programa Microcontrolador AT98S51

En cuanto a la distribución del diseño del microcontrolador AT89S51, el funcionamiento se encuentra fundamentado en el manejo de un teclado matricial, conectado al puerto 1 del microcontrolador. La salida de la señal de control se realiza en el puerto cero, donde cada una de las salidas se encuentra conectada a cada uno de los interruptores de control del diseño propuesto de los interruptores a nivel macro. El sistema de control, cuenta con 7 salidas distribuidas como se muestra a continuación.

Distribución del Puerto 0 (salidas)

P0.0→ interruptor 0°
P0.1→ interruptor 60°
P0.2→ interruptor 120°
P0.3→ interruptor 180°
P0.4→ interruptor 240°
P0.5→ interruptor 300°
P0.6→ interruptor 360°

Existen 5 opciones en cuanto a la activación de los puertos. Cada una de estas opciones presenta 4 ángulos separados de manera equitativa que irán conectados a cada uno de los dipolos del arreglo de antenas. La distribución se muestra a continuación.

Distribución de ángulos

Push Buttons	Dipolo 1	Dipolo 2	Dipolo 3	Dipolo 4
0°	0°	0°	0°	0°
60°	0°	60°	120°	180°
120°	0°	120°	240°	360°
-60°	0°	300°	240°	180°
-120°	0°	240°	120°	360°

Tabla 8. Distribución de ángulos

Funcionamiento

- Presionar una opción.
- Provoca una salida en 1 lógico hacia los puertos que se encuentran conectados a los interruptores que bloquearan el paso de la señal a alta frecuencia.
- Provoca unas salida en 0 lógico hacia los puertos que se encuentran conectados a los interruptores que permiten el paso de la señal a alta frecuencia.
- La posición permanecerá estáticas hasta que se presione otra opción.

En la siguiente tabla se muestran cada una de las opciones en cuanto a la distribución de los ángulos, su relación con cada uno de los dipolos y su respectiva activación.

Ex. P0.0 → activo en cero ∴ paso de señal de alta frecuencia

P0.0 → activo en uno ∴ bloqueo de la señal a alta frecuencia

Push Buttons	**Dipolo 1**	**Dipolo 2**	**Dipolo 3**	**Dipolo 4**	
0° - 0	P0.0	P0.0	P0.0	P0.0	P0.1 P0.2 P0.3 P0.4 P0.5 P0.6
60° - 1	P0.0	P0.1	P0.2	P0.3	P0.4 P0.5 P0.6
120° - 2	P0.0	P0.2	P0.4	P0.6	P0.1 P0.3 P0.5
-60° - 3	P0.0	P0.5	P0.4	P0.3	P0.1 P0.2 P0.6
-120° - 4	P0.0	P0.4	P0.2	P0.6	P0.1 P0.3 P0.5

Tabla 9. Distribución de ángulos y activación de puertos

Distribución del Hardware

La distribución en cuanto al hardware y al grupo de ángulos que le corresponde a cada uno de los dipolos con base en las 5 opciones, se muestra en el siguiente diagrama.

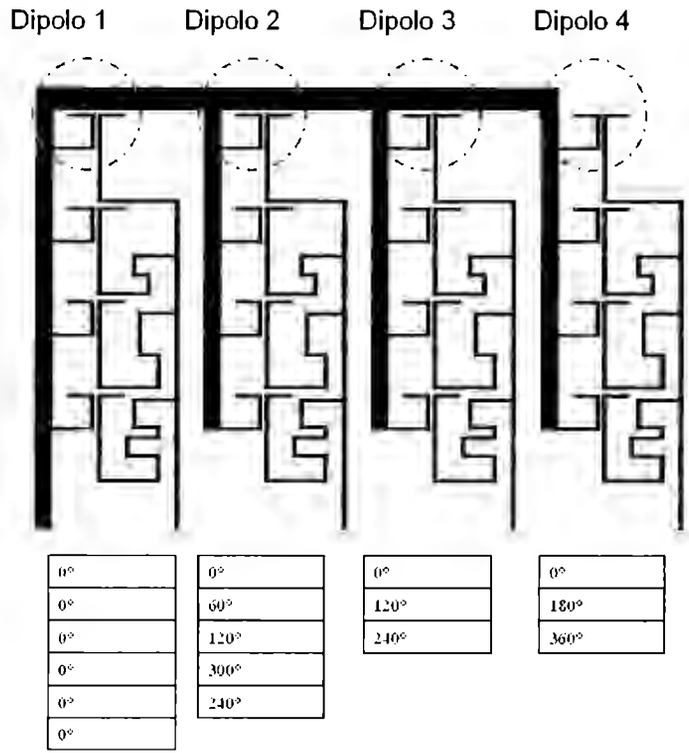


Diagrama 88. Distribución de ángulos en función de las opciones y su relación con los dipolos

4.5 Modelado y caracterización de microinterruptores

Se seleccionaron microinterruptores de meandros por sus características inherentes de conmutación. Este tipo de interruptores son de constante de resorte pequeña por lo que se tienen voltajes de activación dentro de un rango aceptable para los propósitos de este proyecto. Estas estructuras, al igual que las estructuras de membrana, son mucho más resistentes y tienen un mayor tiempo de vida que las estructuras de cantiléver, ya que existe una mejor distribución de esfuerzos. Conforme el uso de meandros hace que disminuya la constante de resorte, la fuerza necesaria para cerrar el interruptor también disminuye. Así, los esfuerzos en las anclas que sostienen la viga en el estado cerrado son bajos ya que la carga aplicada también lo es. Este tipo

de estructuras tienen una buena respuesta en frecuencia ya que pueden trabajar con velocidades de conmutación de un rango aceptable antes de alcanzar la frecuencia de resonancia. Sin embargo, esta característica no es de relevancia para los objetivos del proyecto.

Para analizar y caracterizar el microinterruptor se utilizó el software de simulación CoventorWare que proporciona resultados que toman las características de los materiales y el proceso de fabricación por lo que se acerca más a la operación que tendrá el dispositivo real. A continuación se hará una descripción de cada una de las etapas en que se modeló el microinterruptor de meandros. También se presentarán las diferentes pruebas que se llevaron a cabo para la caracterización, así como los resultados obtenidos en cada prueba.

Definición del proceso de fabricación

Para simular el proceso de fabricación del dispositivo MEM se usa la herramienta Process Editor de Coventor. Dentro de esta etapa se pueden realizar diferentes acciones para simular la forma en que se depositan o se remueven los materiales en el proceso de fabricación. En este caso se utilizará un proceso de fabricación de micromaquinado superficial, ya que el diseño se basará en las reglas del INAOE que es en donde se planea su fabricación en un futuro. El proceso consiste de una capa de óxido, dos capas de polisilicio, una capa de sacrificio y una capa de metal. En el siguiente diagrama se ilustran los diferentes niveles del proceso de fabricación. Como material de sacrificio se utiliza un dieléctrico que en este caso es vidrio de fosfosilicato o PSG.

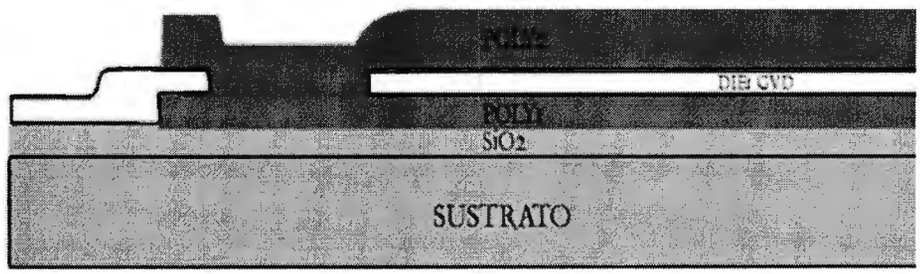


Diagrama 89. Proceso de micromaquinado de superficie

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Etch Depth
0	Substrate	Substrate	Substrate	SILICON	30	SubstrateMask		
1	Oxidacion	Conformal Shell	SiO2	THERM_OXIDE	0.5			
2	Cavidades	Straight Cut				Poly1	-	0.5
3	Poly1	Planar Fill	Poly1	POLYSILICON	0			
4	Relieve/Poly1	Planar Fill	Relieve/Poly1	POLYSILICON	0.5			
5	Straight Cut	Straight Cut				RelivePoly1	-	
6	Base/Poly2	Planar Fill	Base/Poly2	PSG	1.5			
7	Libera/Poly2	Straight Cut				anclaPoly2	-	
8	Poly2	Planar Fill	Poly2	POLYSILICON	1			
9	Forma/Poly2	Straight Cut				Poly2	+	
10	Metal	Planar Fill	Metal	ALUMINUM	0.5			
11	Contactos	Straight Cut				contactos	+	

Diagrama 90. Proceso de fabricación del INAOE en Process Editor

En el Diagrama 90 se muestra el proceso de fabricación definido en Process Editor. La primera capa definida siempre es la del substrato que en este proceso es de silicio. La siguiente es una capa de óxido que será removida como parte del proceso. El paso siguiente es una acción de Straight Cut que removerá el óxido con base en la máscara Poly1. Este paso formará cavidades en las que el material de polisilicio podrá anclarse al substrato. Después se deposita el material de polisilicio que conformará la primera capa de este material la cual se denomina Poly1. Para esto se usan dos pasos de Planar Fill para simular la forma en que el material se deposita en el laboratorio del INAOE. En el primer paso se deposita el material que llenará la cavidad antes creada. El segundo paso se usa para crear un relieve en la capa Poly1 y crear los contactos de la línea de transmisión. Para terminar de crear el relieve se remueve el material con una acción de Straight Cut que utiliza la máscara RelievePoly1. Es importante que este paso tenga las propiedades que se muestran en el siguiente diagrama.

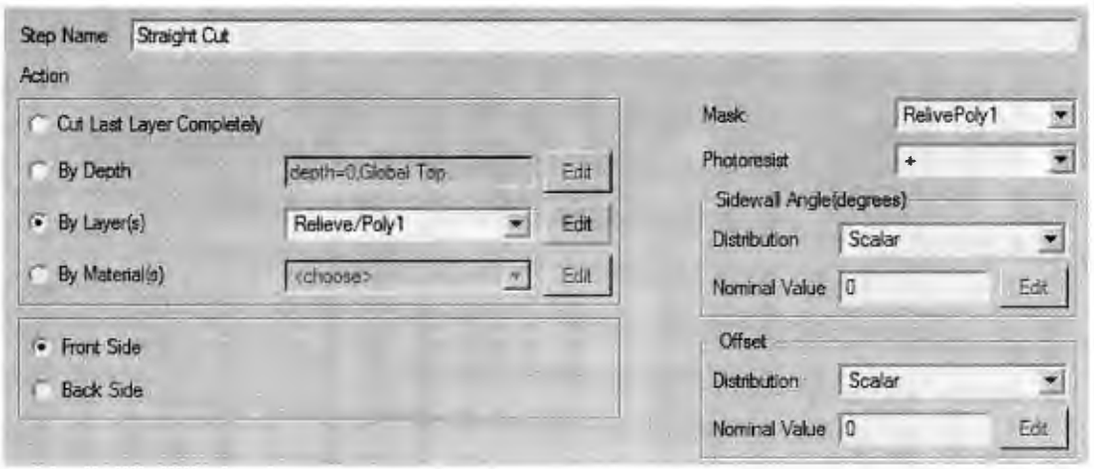


Diagrama 91. Características de la máscara de relieve.

Después de depositar la primera capa de polisilicio, se deposita una capa de sacrificio de PSG, que servirá para anclar la capa Poly2 a Poly1 y lograr que la viga tenga movimiento. Esto se hace con un paso de Planar Fill y una acción de Straight Cut que removerá parte del material con base en la máscara anclaPoly1. Posteriormente se deposita el material de polisilicio para crear la capa Poly2 con un paso de Planar Fill, así como también una acción de Straight Cut para darle forma al material con base en la máscara Poly2. Finalmente se deposita una capa de metal con base en la máscara contactos. El grosor de cada capa se seleccionó de acuerdo con las especificaciones del INAOE. Las máscaras creadas en estos pasos servirán para modelar el microinterruptor en la siguiente etapa.

Diseño del microinterruptor (patrón geométrico)

En esta etapa se diseñan las máscaras que en conjunto con el proceso de fabricación darán forma a la estructura tridimensional. Para el diseño de las máscaras se utiliza la herramienta Layout Editor de Coventor. Básicamente es una herramienta de dibujo en dos dimensiones donde se realiza el diseño bidimensional, visto desde la parte superior de la estructura, para cada una de las máscaras definidas en Process Editor. Con la ayuda de esta herramienta se diseñarán los patrones geométricos del microinterruptor de meandros. En el Diagrama 93 se muestra el patrón geométrico del interruptor.

Las pistas de la alimentación y la línea de transmisión del interruptor se definen con la máscara Poly1 que se muestra en rojo. La estructura de meandros se define con la máscara Poly2 que se muestra en amarillo. La máscara anclaPoly2 se usa para anclar la estructura de meandros a las pistas, así como también para definir los huecos en donde se depositará la capa de metal. La máscara de contactos se usa para definir las estructuras que serán cubiertas de metal, que en este caso son los contactos formados en las pistas que se muestran en azul. El tamaño completo de la estructura es de 160μm × 155μm. Las dimensiones del microinterruptor se muestran en el Diagrama 94.

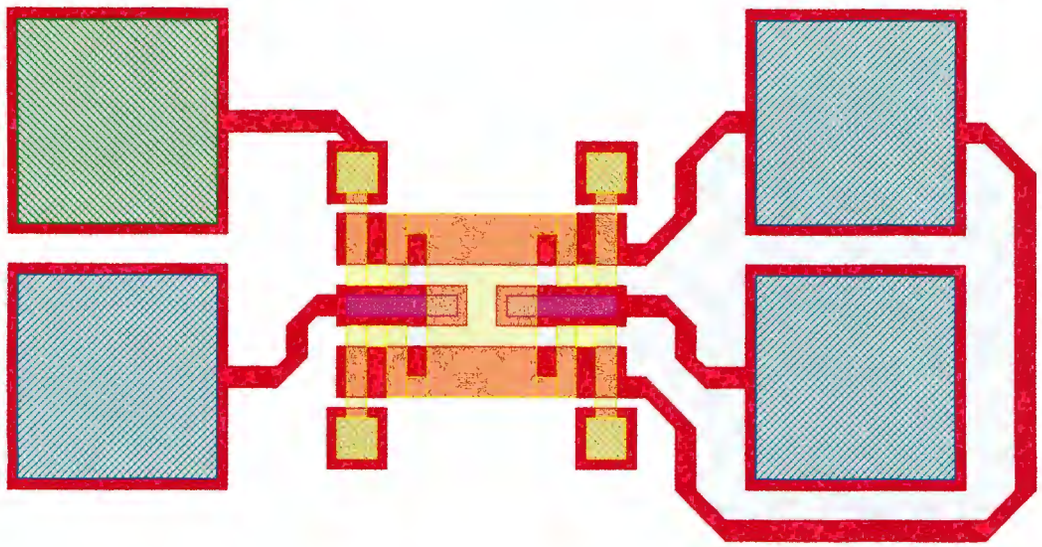


Diagrama 92. Layout del microinterruptor de meandros

Los meandros individuales tienen un ancho de 30μm y un largo de 35μm. No es posible reducir las dimensiones debido a las restricciones del proceso de fabricación definido por el INAOE, ya que el ancho de los meandros debe ser mínimo de 10μm. Sin embargo, el tamaño no es relevante para los propósitos del proyecto, ya que sólo se considera tener por el momento siete microinterruptores en cada dispositivo MEM. Más adelante se verá que esto puede presentar una ventaja en cuanto al control de las características del dispositivo.

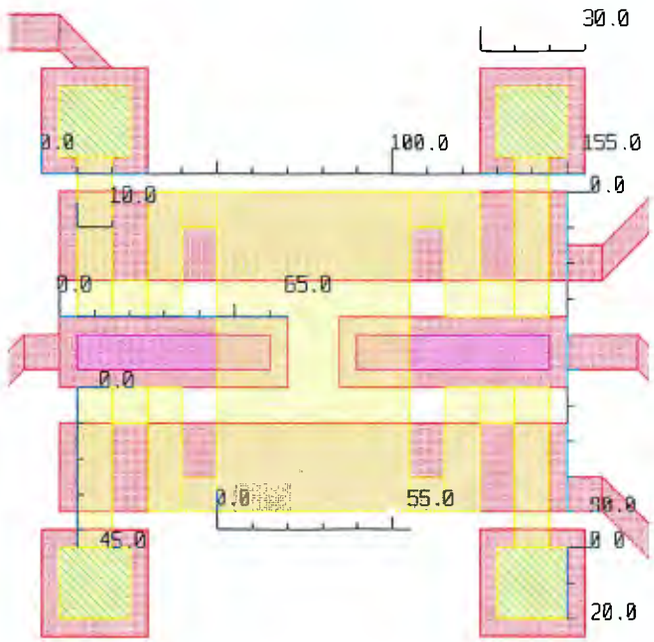


Diagrama 93. Dimensiones del microinterruptor (μm)

Modelado tridimensional y definición del mallado

Ésta es la última etapa del modelado del microinterruptor, donde se utiliza la herramienta Preprocessor de Coventor para generar la estructura tridimensional del interruptor. El modelo se genera con base en el proceso de fabricación y el patrón geométrico definidos en las etapas anteriores. En este paso se prepara al modelo para realizar los análisis necesarios sobre la estructura. En el Diagrama 94 se muestra el modelo generado.

En esta etapa se nombran las caras de la estructura que son relevantes para el análisis de la misma. Así mismo se define el mallado de cada una de las regiones de la estructura con base en el tipo de análisis que se realizará. En el Diagrama 95 se muestran las caras que se nombraron para el análisis mecánico de la estructura.

Posteriormente se definió la malla para las diferentes regiones del microinterruptor. Coventor realiza el análisis de cada elemento finito por separado para simplificar los cálculos. Para los análisis de pull-in e histéresis, que son los de interés para este proyecto, se utiliza una maya sencilla ya que los resultados que se obtienen caen dentro de un rango aceptable y se evita un tiempo de simulación excesivo. En el Diagrama 96 se muestra el mallado de la estructura.

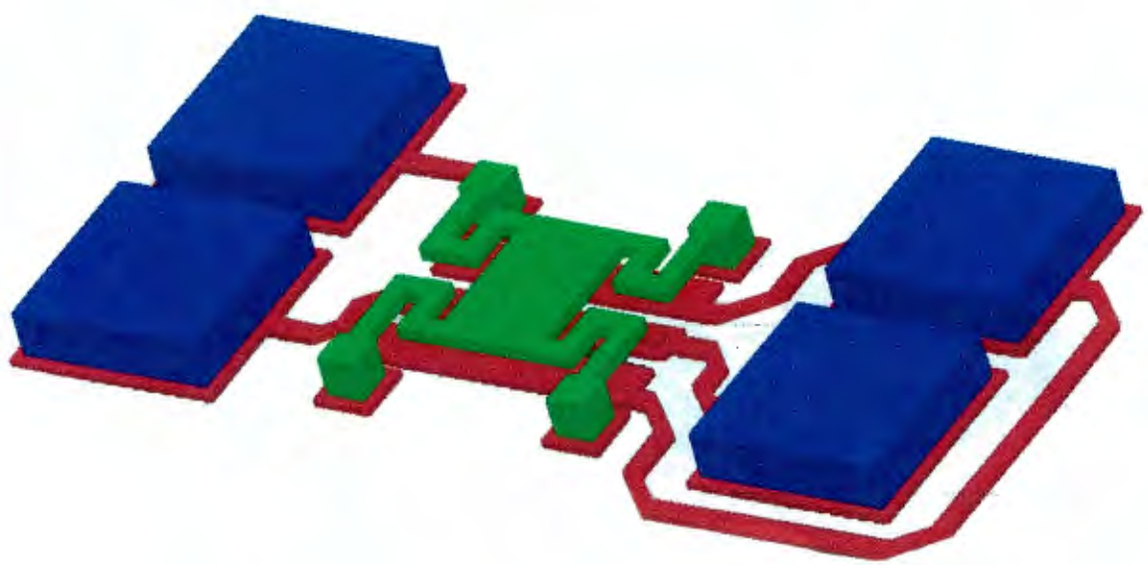


Diagrama 94. Modelo tridimensional del interruptor de meandros

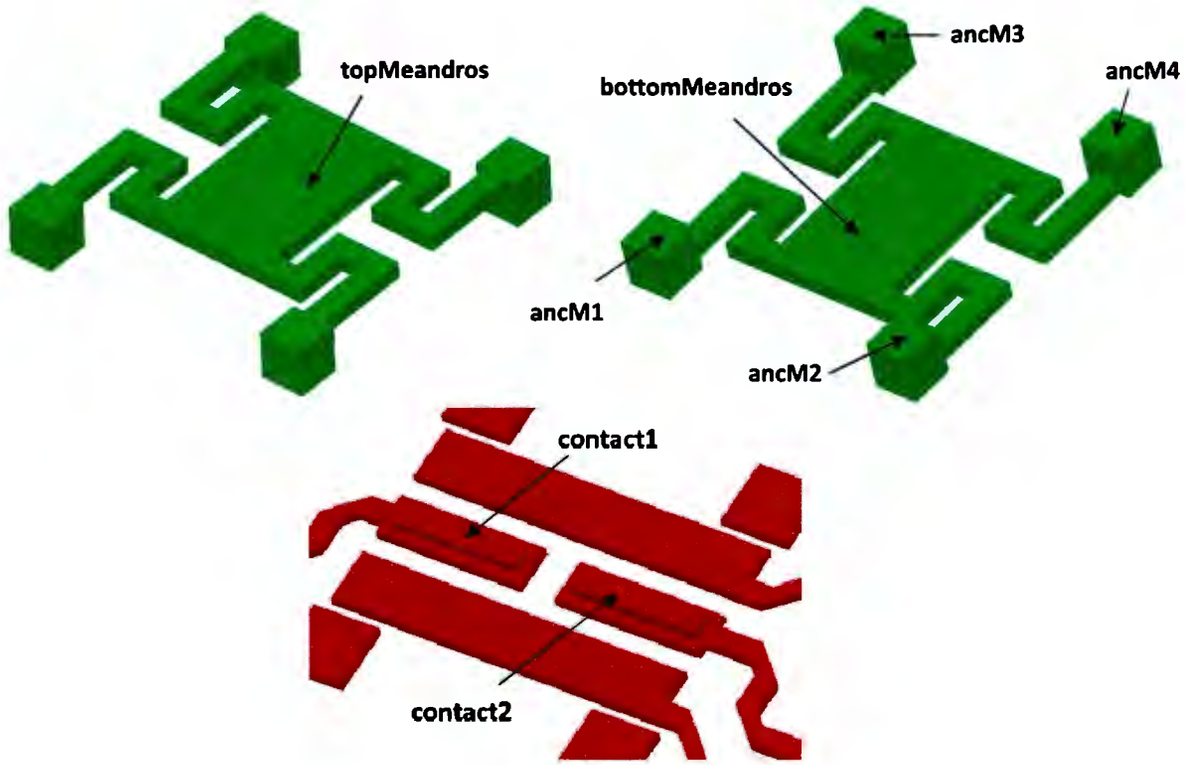


Diagrama 95. Nombre de las caras de la estructura para el análisis

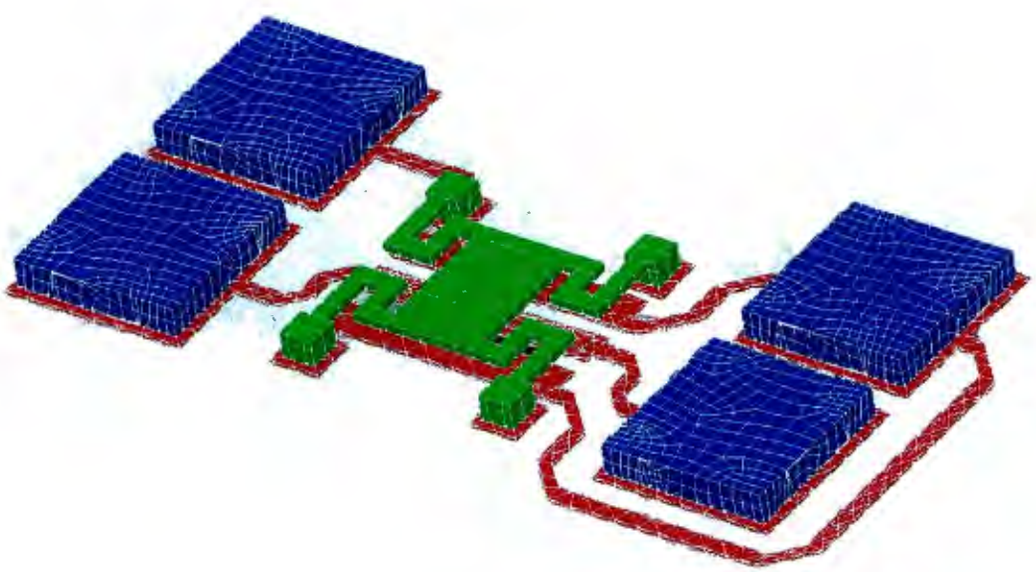


Diagrama 96. Mallado del microinterruptor

Para la región 1, que contiene a las pistas mostradas en color rojo, se utilizó un mallado de tipo superficial o de superficie con elementos triangulares de tamaño 15. Debido a que no se realizará ningún análisis mecánico sobre esta región únicamente es necesario aplicar la malla sobre la superficie de la estructura, esto crea una malla de elementos de frontera en vez de una malla de volumen. Así mismo en las propiedades de esta región se debe suprimir el análisis de la estructura para las pruebas mecánicas (Suppress, except for MemElectro). La región 2 contiene los contactos de metal sobre los que tampoco se realizará ninguna prueba mecánica por lo que también deben suprimirse. La malla utilizada en esta región también es de tipo superficial con elementos cuadrados de tamaño 10 y un algoritmo Pave, QMorph. La región 3 es la que contiene a la estructura de meandros mostrada en verde, y sobre ésta se realizarán todas las pruebas mecánicas. A esta región se le aplicó una malla de tipo Manhattan bricks debido a que la forma de la viga se conforma por ángulos de 90°. Se utilizaron elementos de orden linear de 10, 10 y 10, en las direcciones X, Y y Z respectivamente.

Para terminar con la preparación para el análisis se deben nombrar los conductores que se utilizarán para el análisis electrostático y electromecánico. En este caso sólo se nombrarán a la viga de meandros y a la pista que va conectada al contacto de tierra. Se asume que el polisilicio conducirá la alimentación del metal hacia la viga de meandros y la pista de tierra. En el análisis se alimentará directamente a la viga y a la pista de tierra para simplificar el análisis. Aunque se debe de tomar en cuenta que en el dispositivo real pueden existir pérdidas y atenuación del voltaje al pasar de un material a otro. Una vez que se tiene la malla y todos los elementos de importancia nombrados, se guarda el modelo para su posterior análisis.

Pruebas de contacto

Se realizó un estudio paramétrico para aplicar una carga variable a la viga para observar el efecto de la superficie de contacto y cómo se distribuyen los esfuerzos. Para realizar estas pruebas se le aplica una carga de presión a la viga que varía linealmente en forma de rampa. Esto se realiza con la herramienta Analyzer de Coventor en el apartado de MemMech, que realiza los análisis mecánicos sobre las estructuras. A continuación se definen los parámetros usados para este estudio.

Condiciones a la frontera de superficie:

- Se fijan las anclas de la viga de meandros en todas las direcciones (fixAll).
- Se define la superficie topMeandros sobre la que se aplicará la carga (LoadPatch).
- Se aplica un valor de escalar de carga de 0.001 MPa (Mega Pascales).
- Se vincula la variable MechBC1 a la carga aplicada.

SurfaceBCs	FixType	Patch1	and1	Patch2	LoadValue		Variable	Transient
Set1	fixAll	ancM1	or	ancM2	Scalar	0.0	Fixed	Fixed
Set2	fixAll	ancM3	or	ancM4	Scalar	0.0	Fixed	Fixed
Set3	LoadPatch	topMeandros	and	none	Scalar	0.001	Mech...	Fixed
Set4	none	none	and	none	Scalar	0.0	Fixed	Fixed
Set5	none	none	and	none	Scalar	0.0	Fixed	Fixed

Diagrama 97. Condiciones a la frontera de superficie

Condiciones a la frontera de contacto:

- Se define la superficie de contacto contact1 con un offset de 0.001(μm) y se vincula con la superficie bottomMeandros que es con la que entrará en contacto.
- Se define la superficie de contacto contact2 con un offset de 0.001 y se vincula con bottomMeandros.
- Se define una superficie de contacto con un plano en Z (Zplane) para simular el límite de contacto con la pista de tierra, con un offset de 0.5μm que es el grosor de la capa Poly1.

ContactBCs	Surface	Offset		Expand	toPatch
Set1	contact1	Vector	Edit	0.1	bottomMeandros
Set2	contact2	Vector	Edit	0.1	bottomMeandros
Set3	Zplane	Vector	Edit	0.1	bottomMeandros
Set4	none	Vector	Edit	0.1	none

Diagrama 98. Condiciones a la frontera de contacto

Estudio paramétrico:

- Se define una trayectoria t1 de tipo Delta que va de 0 a 50 en pasos de 5, ésta se multiplicará por la carga escalar definida para topMeandros.
- Se le asigna la trayectoria t1 a la variable MechBC1.

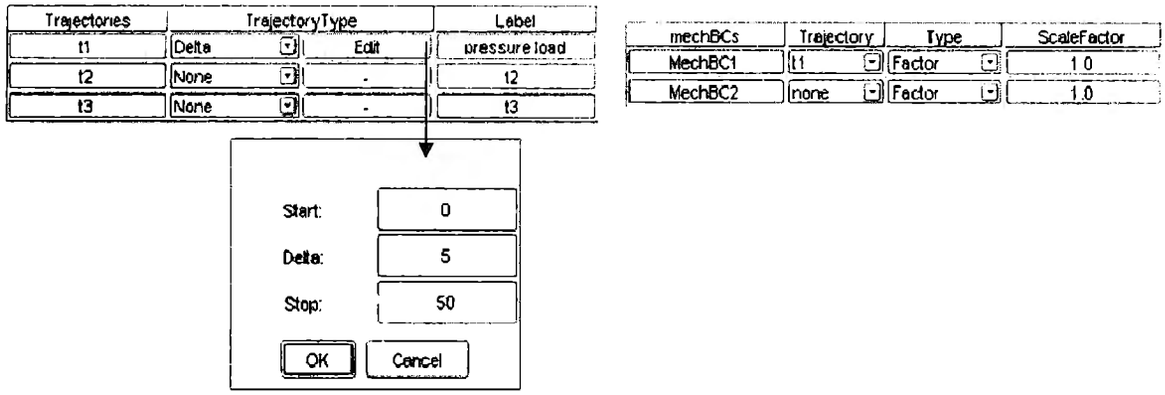
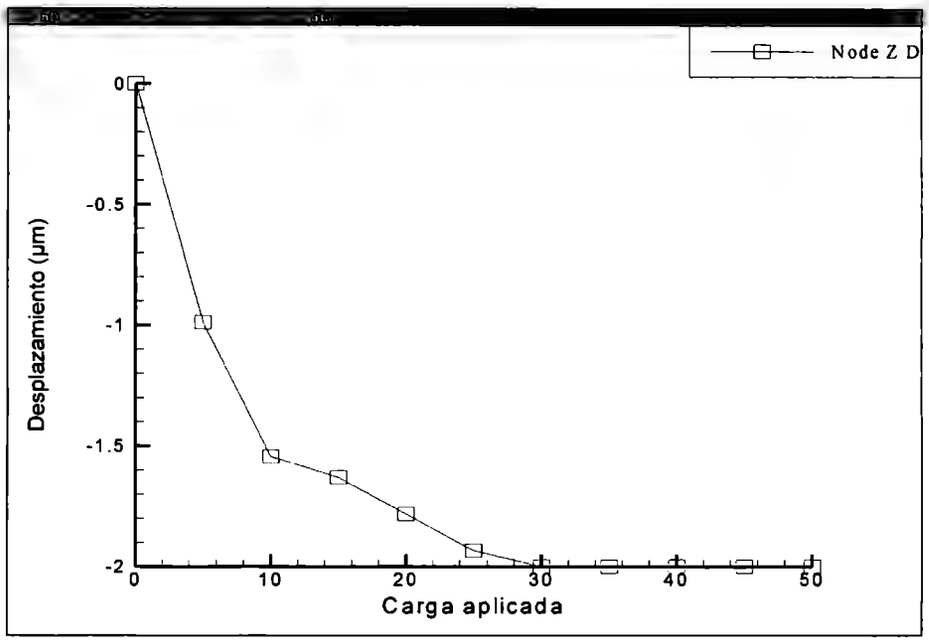


Diagrama 99. Configuración de estudio paramétrico

A continuación se presentan los resultados obtenidos de la prueba de contacto con el micro interruptor de meandros propuesto. En la siguiente gráfica se muestra el desplazamiento contra el coeficiente de la carga aplicada. Se puede observar que al desplazarse la viga -1.544μm, ésta se encuentra con la primera superficie de contacto con un factor de la carga aplicada de 10, lo que significa una presión de 0.01MPa. La viga continúa deformándose hasta alcanzar el plano de tierra con una presión de 0.03MPa. Con esta información se puede determinar la presión que puede soportar la viga antes de tocar el plano de tierra. Es importante evitar que esto ocurra ya que se produciría un corto circuito.



Gráfica 1. Desplazamiento de la viga cuando se establece una superficie de contacto

Al visualizar los resultados sobre el modelo tridimensional se puede observar el momento en que la viga hace contacto con la línea de transmisión. También se puede observar la distribución de esfuerzos en la estructura de meandros. Se puede observar que existe mayor estrés en los brazos que sostienen la viga. Sin embargo, no es una presión excesiva lo que le da mayor tiempo de vida al interruptor.

Diagrama 100. Prueba de contacto

Análisis de Pull-in

Se realizó un análisis electromecánico para detectar el voltaje de activación o voltaje de pull-in. Este es el voltaje que requiere la viga para deformarse y cerrar el interruptor. En este análisis se observa cómo al aplicar una rampa de voltaje la viga se deforma y es atraída hacia el plano de tierra. Esto ocurre por actuación electrostática ya que se crea una diferencia de potencial entre la estructura de meandros y la pista de tierra que hace que se atraigan. Sin embargo, se debe tener un material aislante para evitar un corto circuito. Aunque en este caso la viga hace contacto primero con la línea de transmisión, por lo que sólo se debe de vigilar el voltaje aplicado para que la viga no se desplace más de 1.7μm, ya que un desplazamiento mayor causara que la viga entre en contacto con la tierra.

El análisis de Pull-in se realiza con el apartado de CoSolve en Analyzer, que sirve para analizar las estructuras electromecánicamente, combinando los resultados de MemMech y MemElectro. El análisis de pull-in siempre se realiza sin superficies de contacto, por lo que se deben cambiar los parámetros establecidos anteriormente en MemMech. Se deben eliminar las superficies de contacto y se debe desasignar la variable MechBC1 a la carga y establecer su valor a cero. En los siguientes diagramas se muestran los parámetros que deben establecerse para realizar este análisis.

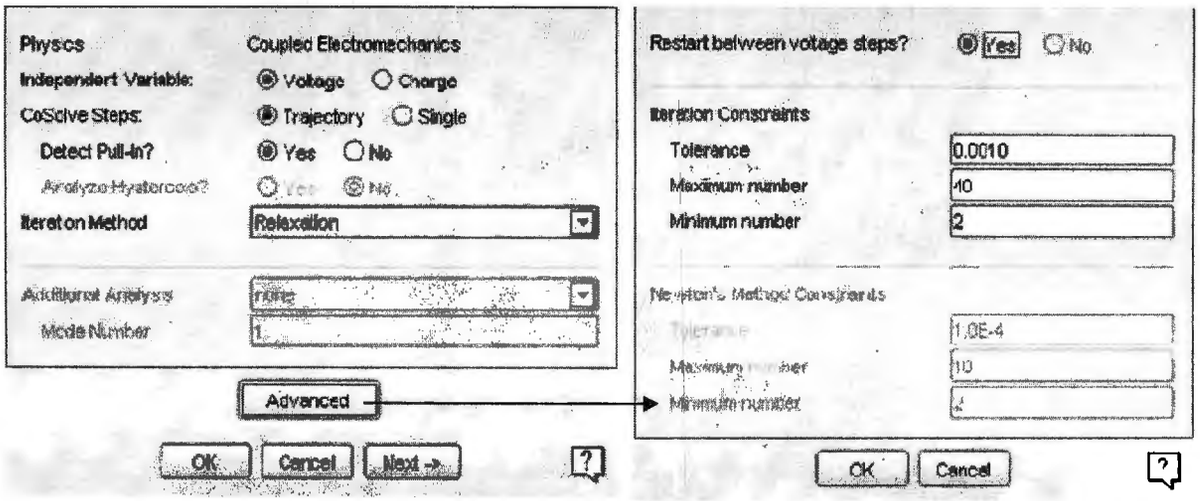


Diagrama 101. Configuración del análisis de pull-in

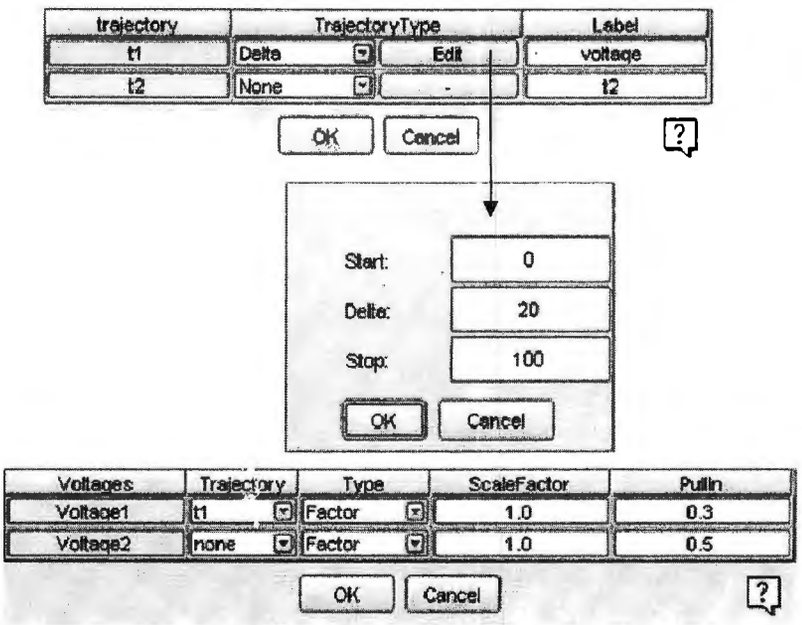


Diagrama 102. Configuración de la rampa de voltaje

ConductorBCs	Conductor	BCType	Voltage	Charge	Variable
Setting	PGND	Fixed	0.0	0.0	none
Setting	Meandros	Fixed	1.0	0.0	Voltage1

Diagrama 103. Condiciones de frontera de los conductores

Después de realizar el análisis de pull-in se obtuvo un voltaje de actuación de 52V aproximadamente, que para los propósitos del proyecto es un voltaje muy alto que sale del rango aceptable. En el siguiente diagrama se pueden observar los resultados obtenidos en este análisis.

	voltage	PullInVoltageFactorHigh	PullInVoltageFactorLow
Pull-In/Lift-Off	1	5.21875E01	5.203125E01

OK

Diagrama 104. Resultados del análisis de pull-in

Análisis de histéresis

Para realizar una caracterización más completa del interruptor se efectuó un análisis de histéresis, donde se aplica nuevamente una rampa de voltaje y se detecta el voltaje de pull-in y el de liberación. Se obtiene una característica de histéresis que muestra qué voltaje el interruptor conmutará y qué voltaje es necesario para que el interruptor se abra una vez cerrado. Este análisis también se realiza con CoSolve pero en este caso se define una superficie de contacto para detectar la histéresis. Nuevamente se define una superficie de contacto en las condiciones de frontera de contacto de tipo Zplane con un offset de 1 para simular los contactos de la línea de transmisión. A continuación se muestran los parámetros necesarios para la realización de este análisis.

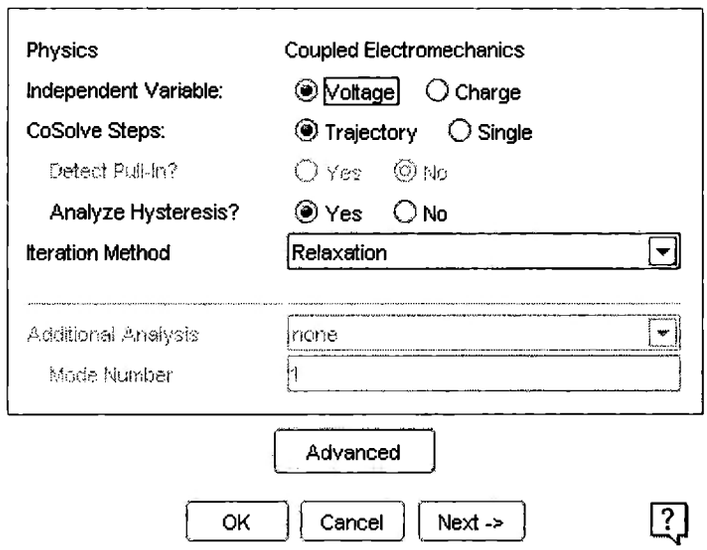


Diagrama 105. Configuración del análisis de histéresis

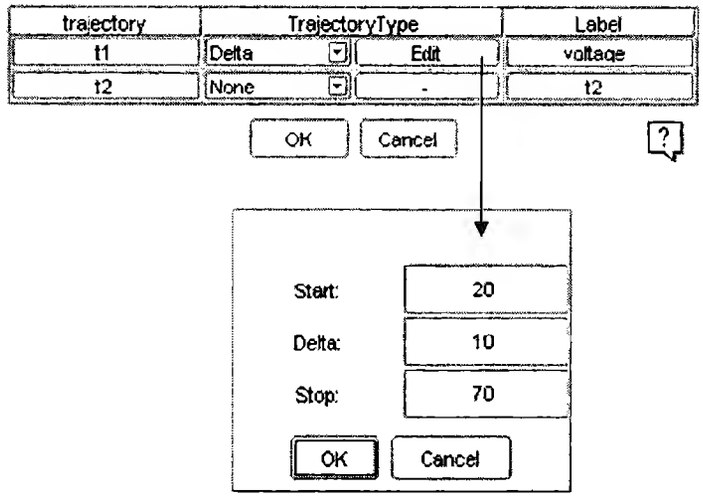
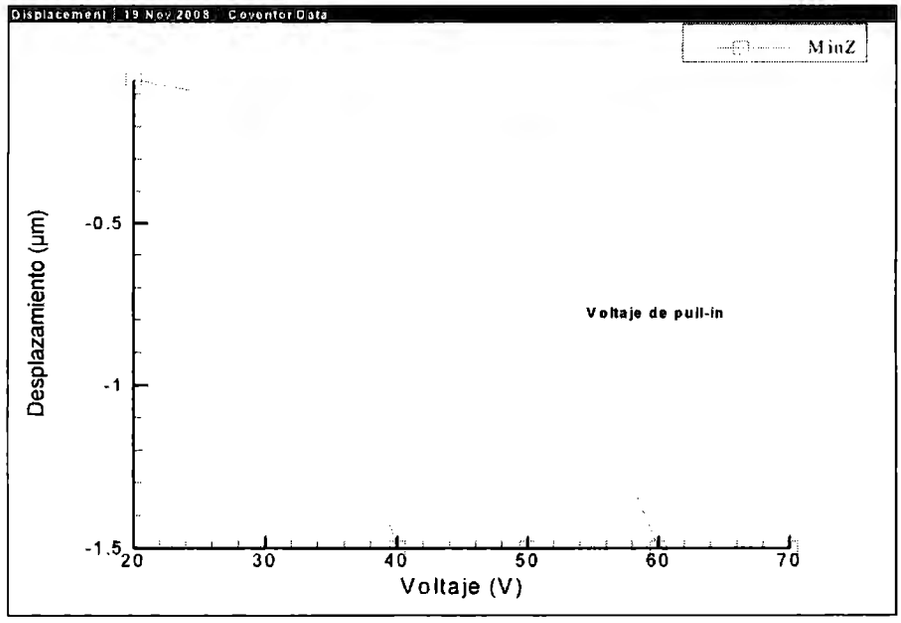


Diagrama 106. Configuración de la rampa de voltaje

El resto de los parámetros se establece igual que en el análisis de pull-in, a excepción de la configuración de MemMech. Los resultados obtenidos en este análisis se muestran en los siguientes diagramas. En el primer diagrama se puede observar la característica de histéresis donde se identifica el voltaje de pull-in alrededor de 50 V y el voltaje de liberación entre 40 V y 30 V.



Gráfica 2. Histéresis del microinterruptor de meandros

En los siguientes diagramas se pueden observar diferentes pasos de la simulación antes y después de la conmutación del interruptor.

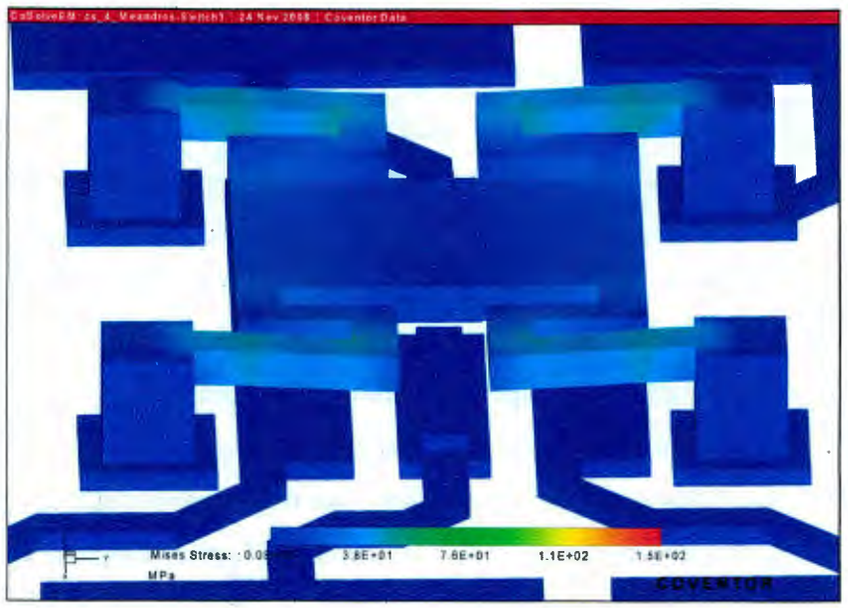


Diagrama 107. Paso 4 de la simulación

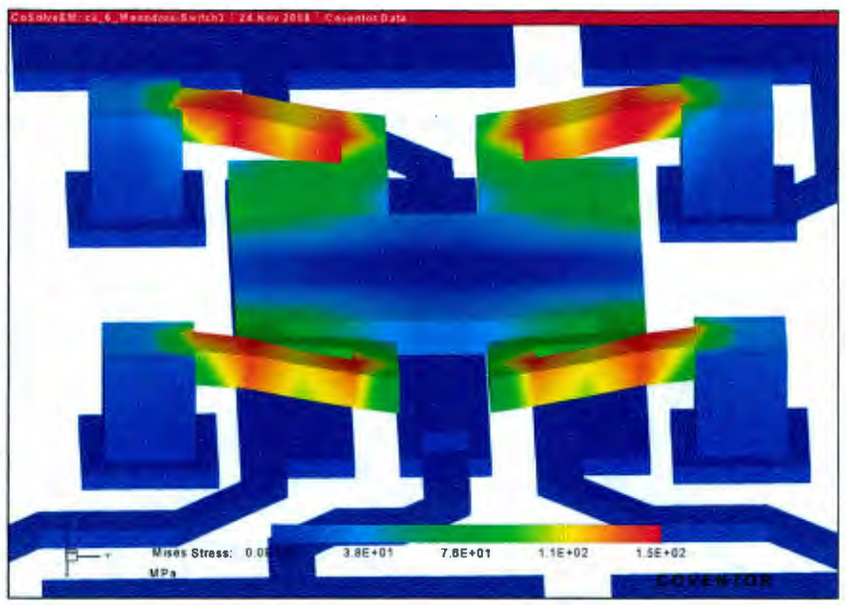


Diagrama 108. Paso 7 de la simulación

Optimización del diseño

Con las diferentes pruebas y análisis se pudo comprobar la conmutación por actuación electrostática del microinterruptor de meandros. También se logró caracterizar el interruptor observando la distribución de esfuerzos, obteniendo su voltaje de actuación y su característica de

histéresis. El parámetro de mayor interés para el objetivo del proyecto es el voltaje de activación ya que la propuesta de solución incluye la implementación de un control digital. Por lo anterior, tener un voltaje de activación de 50 V no es un resultado satisfactorio.

Por lo anterior se busca reducir el voltaje de activación para lo que se variarán diferentes parámetros de la estructura de meandros. Al analizar las características de las vigas de meandros se observa que la constante de resorte se puede reducir considerablemente al aumentar el número de meandros. Al reducir la constante de resorte la viga opone una menor resistencia a la carga y la fuerza que se necesita para que la viga actúe electrostáticamente es menor. Por lo tanto el voltaje requerido para que el interruptor se cierre será menor.

A continuación se muestra el diseño del interruptor rediseñado agregando un meandro en cada ancla de la viga. En el Diagrama 109 se muestra el patrón geométrico de este diseño. Se realizaron nuevamente los análisis de contacto, pull-in e histéresis para el nuevo diseño. A continuación se presentan los resultados obtenidos. Se puede observar claramente una mejora considerable de las características de conmutación analizadas. El voltaje de pull-in se logró reducir a la mitad aproximadamente, obteniendo un valor de 24 V. La histéresis del interruptor muestra una ventana más pequeña por lo que el interruptor puede lograr una conmutación más rápida.

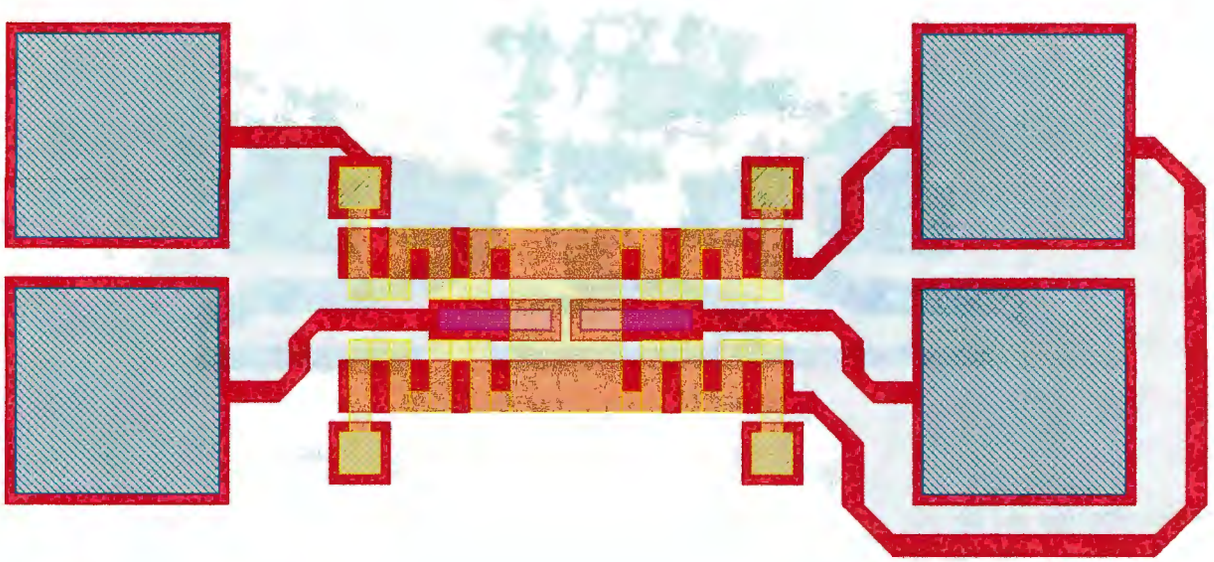


Diagrama 109. Patrón geométrico del microinterruptor rediseñado

	voltage	PullInVoltageFactorHigh	PullInVoltageFactorLow
Pull-In/Lift-Off	1	2.453125E01	2.4375E01

OK

Diagrama 110. Voltaje de pull-in

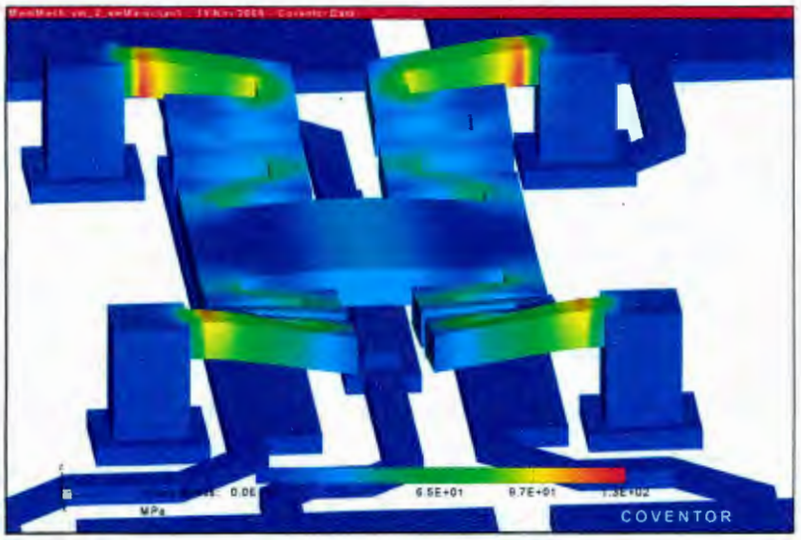
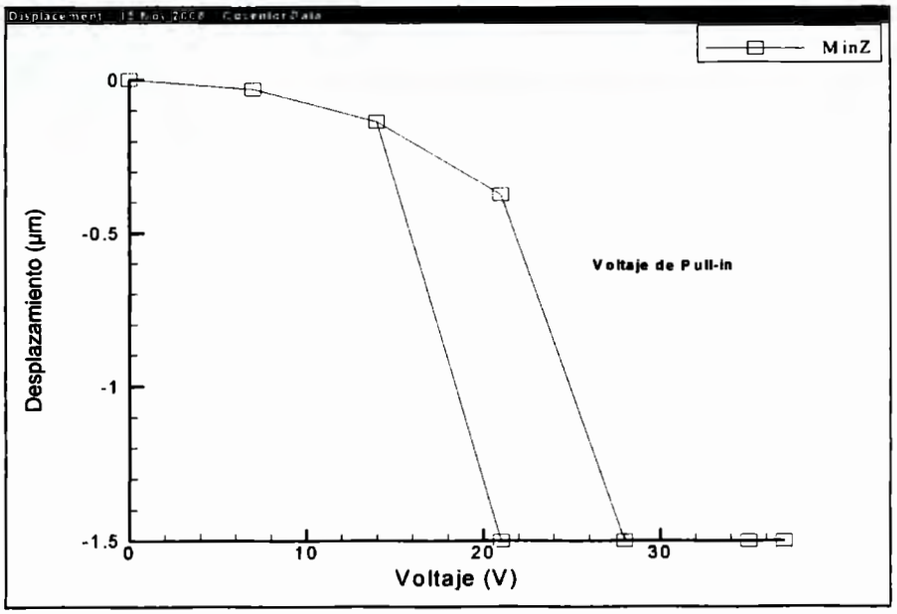


Diagrama 111. Pruebas de contacto sobre el nuevo diseño



Gráfica 3. Histéresis del interruptor rediseñado

Estos resultados se encuentran dentro de un rango aceptable y son más fáciles de manipular. Sin embargo, aún se tiene un voltaje de activación demasiado alto para ser obtenido

de un sistema digital. Por lo anterior se buscará reducir aún más el voltaje partiendo del diseño presentado anteriormente. El voltaje de activación también está relacionado con las dimensiones de la viga, por lo que se propone simplemente aumentar el tamaño de la estructura.

Se aumentaron las dimensiones del microinterruptor al doble, es decir, que todas las dimensiones de la estructura se multiplicaron por un factor de 2. En el siguiente diagrama se presentan las nuevas dimensiones del diseño en micras. El mallado del nuevo diseño se hizo de la misma forma que el original, pero las dimensiones de los elementos de cada tipo de malla se aumentaron al doble.

Al igual que con el diseño anterior, se realizaron nuevamente todas las pruebas y análisis para la caracterización de la estructura. En los siguientes diagramas se muestran los resultados obtenidos. Como se puede observar se logró reducir el voltaje de activación hasta un valor óptimo de 5.5 V y la ventana de histéresis es aun más pequeña que la obtenida anteriormente.

Con base en los resultados obtenidos de las diferentes pruebas y análisis, se seleccionó el último diseño para la implementación física de los microinterruptores en el dispositivo MEM. Las características de conmutación obtenidas fueron óptimas para cumplir con el objetivo del proyecto y se acoplan a la propuesta del sistema.

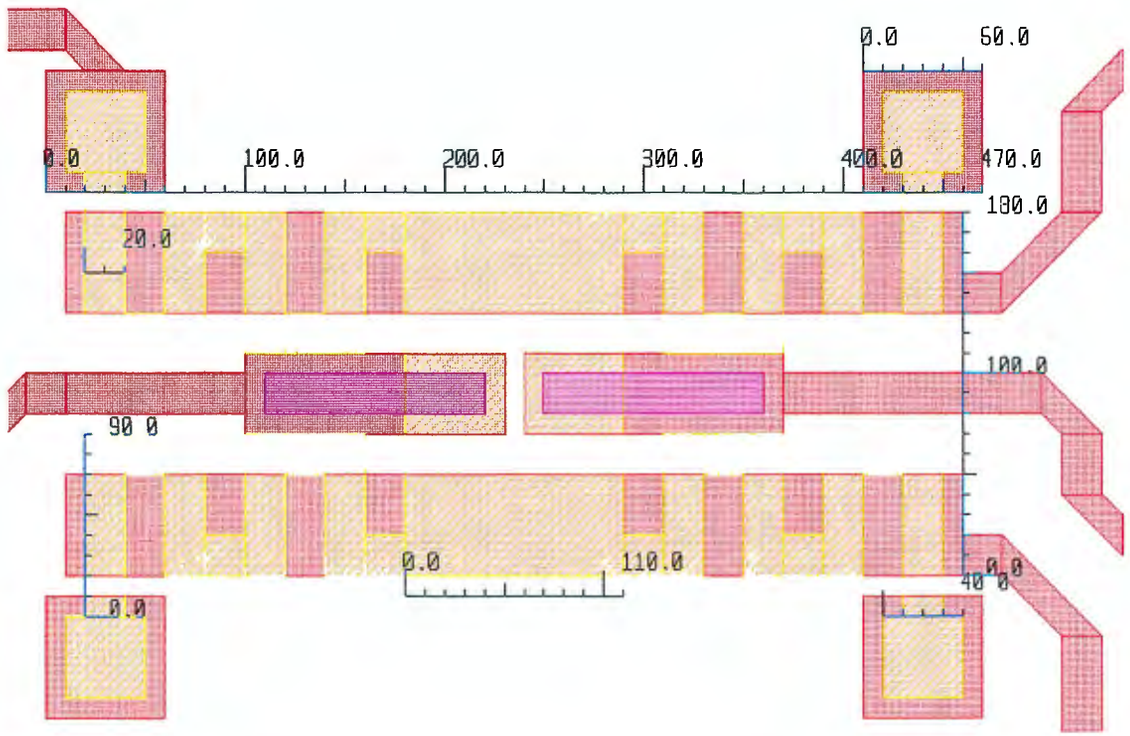


Diagrama 112. Dimensiones del diseño optimizado (μm)

	voltaje	PullInVoltageFactorHigh	PullInVoltageFactorLow
Pull-In/Lift-Off	1	5.46875E00	5.3125E00

OK

Diagrama 113. Voltaje de pull-in

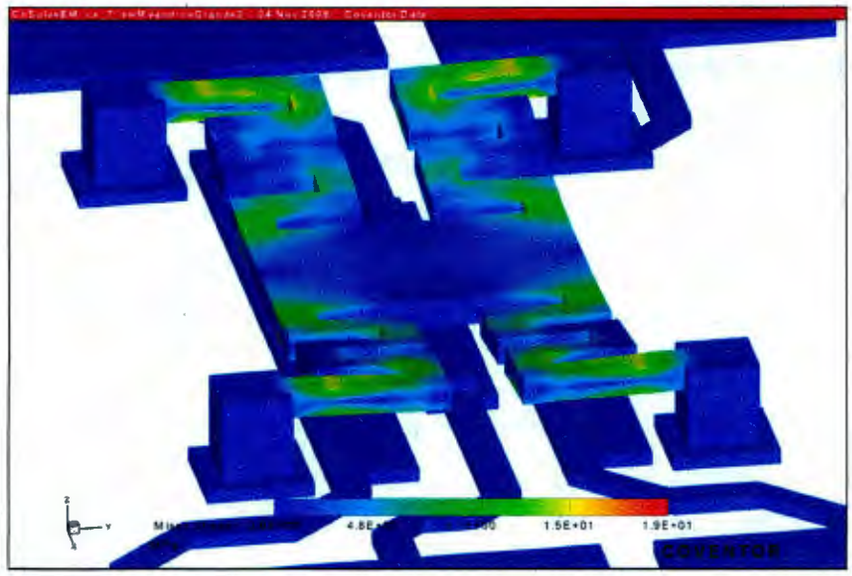
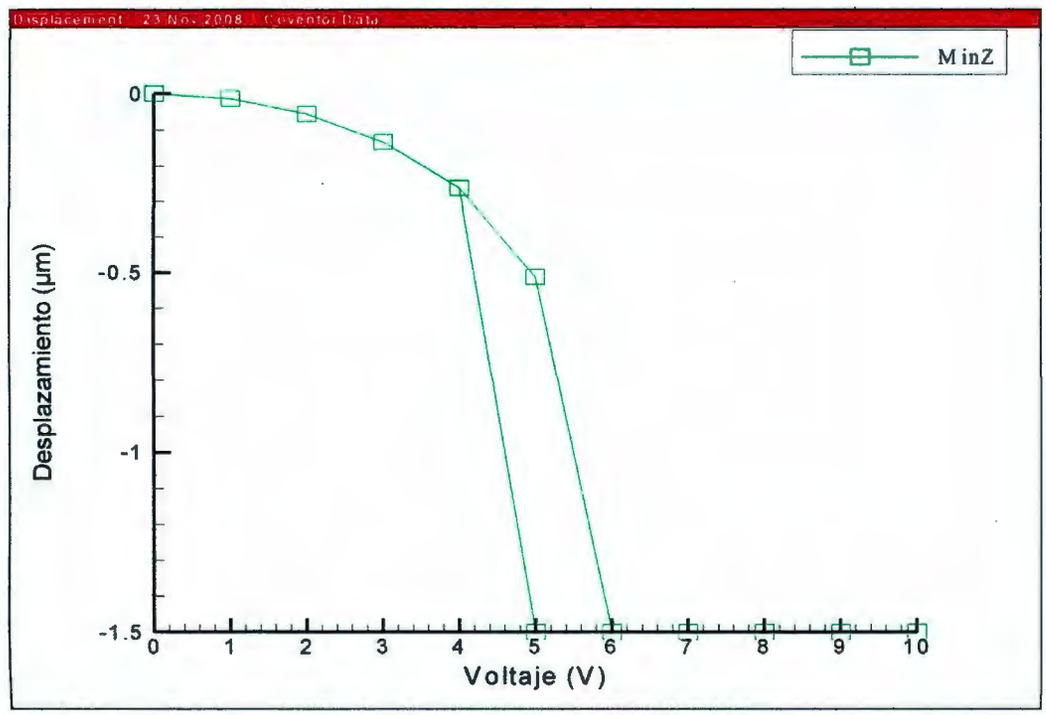


Diagrama 114. Prueba de contacto



Gráfica 4. Histéresis del sistema optimizado

Cabe mencionar que también se realizaron pruebas aumentando el tamaño de microinterruptor original (sin aumentar el número de meandros). Sin embargo, no se obtuvieron resultados tan buenos a comparación de lo que se obtuvo con el diseño seleccionado. Aun así se obtuvo un voltaje de activación de alrededor de 10 V, que es un voltaje manejable.

4.6 Diseño del Acoplamiento de Impedancias

El acoplamiento de impedancias es un punto necesario e indispensable en cuanto al manejo de antenas dado que si la carga, como es el caso del arreglo, no presenta el mismo valor que el generador, se dice que existe un desacoplamiento. Esto genera un problema en el desempeño de la antena, por la pérdida de potencia presente dada la reflexión de las ondas electromagnéticas.

Teóricamente la línea de transmisión no genera pérdida alguna, sin embargo reflexiones de la señal pueden ocurrir en la misma.

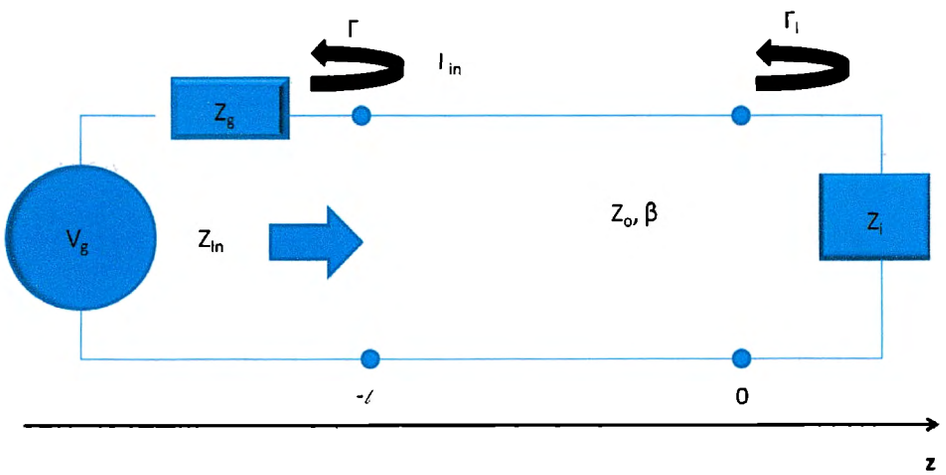


Diagrama 115. Circuito de Línea de Transmisión para desacoplamiento de impedancia-generador

La impedancia de entrada vista en la línea de transmisión desde la parte final del generador se basa en la siguiente fórmula

$$Z_{in} = Z_o \frac{1+\Gamma_\ell e^{-2j\beta\ell}}{1-\Gamma_\ell e^{-2j\beta\ell}} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan\beta\ell}{Z_o - jZ_L \tan\beta\ell} \tag{4.23}$$

El coeficiente de reflexión de la carga se representa con la siguiente fórmula

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \tag{4.24}$$

El voltaje de línea se obtiene de la siguiente manera

$$V(z) = V_o^+\left(e^{-j\beta z} + \Gamma_1 e^{j\beta z}\right) \tag{4.25}$$

V_o^+ se puede obtener al final de la línea de transmisión en $z = -\ell$ del diagrama anterior

$$V(-\ell) = V_g \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} = V_o^+\left(e^{-j\beta\ell} + \Gamma_\ell e^{j\beta\ell}\right) \tag{4.26}$$

$$V_o^+ = V_g \frac{Z_o}{Z_o + Z_g} \frac{e^{-j\beta\ell}}{\left(1 - \Gamma_\ell \Gamma_g e^{-2j\beta\ell}\right)} \tag{4.27}$$

Existe una reflexión por parte del generador, la cual está representada por:

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_o}{Z_g + Z_o} \tag{4.28}$$

La razón de onda estacionaria (SWR) o ROE es una medida de la energía enviada por el transmisor, que es reflejada por el sistema de transmisión volviendo al mismo. Dentro de la propuesta de solución respecto al acoplamiento se utilizará el SWR.

$$SRW = \frac{1 + |\Gamma_\ell|}{1 - |\Gamma_\ell|} \tag{4.29}$$

La potencia entregada a la carga es:

$$P = \frac{1}{2}|V_g|^2 \frac{R_{in}}{(R_{in} + R_g)^2 (X_{in} + X_g)^2} \tag{4.30}$$

donde:

Z_{in} es la impedancia de entrada

Z_g es la impedancia del generador

Z_ℓ es la impedancia de la carga (arreglo de antenas)

El objetivo principal es provocar que $Z_{in} = Z_g$

A pesar de que exista un acoplamiento entre las impedancias a nivel teórico, debe existir un acoplamiento conjugado, es decir, se puede fijar la Z_g donde se variará la Z_{in} hasta lograr que se entregue la máxima potencia hacia la carga, es decir manipulando los componentes hasta

lograr que los dispositivos que hacen entrega de la potencia lleguen a su capacidad máxima. Una vez conociendo la Z_{in} que otorgue la máxima potencia, será mucho más sencillo encontrar la Z_ℓ a través de la línea, de esta manera se obtiene:

$$P = \frac{1}{2}|V_g|^2 \frac{1}{4R_g} \tag{4.31}$$

Siendo ésta última la potencia máxima que puede otorgar el generador, teniendo en cuenta que Γ_ℓ no será cero; sin embargo en algunos casos las múltiples reflexiones dentro de la línea, el desacoplamiento que en definitiva no será eliminado al cien por ciento, pueden sumarse entre ellas en fase provocando que se reciba mayor potencia que si la línea estuviera idealmente acoplada, es decir, sin reflexión alguna. Desafortunadamente el acoplamiento no será totalmente eficiente ya que si en un caso hipotético se tuviera perfectamente acoplada $Z_\ell = Z_g = Z_o$, solamente se lograría una eficiencia del 50%. La solución a este problema es lograr que Z_g sea lo más pequeña posible, aunque esta opción es descartada ya que el equipo a utilizar cuenta con parámetros que no podrán ser modificados. Lo anterior nos lleva a contar con una atenuación constante.

Para poder garantizar que haya una máxima transferencia de potencia entre el generador y la antena, se necesita un acoplamiento de impedancias. Dicho acoplamiento está determinado por dos grandes áreas, divididas en cuatro bloques de acoplamientos. En términos generales la primera es acoplar los elementos a la línea de transmisión que va hacia los interruptores y la segunda es acoplar los interruptores a la antena.

Líneas de transmisión

Las líneas de transmisión en el circuito impreso se comportan como guías de onda del tipo microstrip. Dicha guía de onda tiene una impedancia que se caracteriza dependiendo de la permeabilidad del sustrato, y las dimensiones de éste. Los parámetros de la guía de onda así como las ecuaciones que gobiernan la impedancia de dicha guía de onda son las mostradas a continuación.

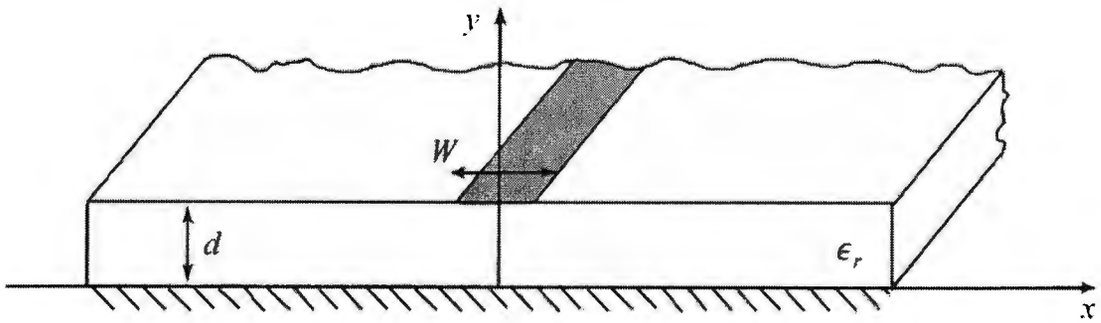


Diagrama 116. Parámetros de una guía de onda del tipo microstrip

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{W}}} \tag{4.32}$$

$$Z_o = \begin{cases} \frac{60}{\varepsilon_e} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & \text{para } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}\left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{d} + 1.444\right)\right]} & \text{para } \frac{W}{d} \leq 1 \end{cases} \tag{4.33}$$

Primeramente se garantizó que las líneas de transmisión tuvieran una impedancia real variando sus dimensiones. Se caracterizó el material obteniendo su permeabilidad relativa; este proceso se realizó poniendo la baquelita entre dos placas de metal, y se obtuvo su capacitancia. A partir de este valor se obtuvo la permeabilidad relativa del material que fue de: $\varepsilon_r = 0.52436$. También se obtuvo el espesor de la placa de baquelita que es de $d = 0.001$ m. Con estos dos valores se realizó un programa en MATLAB que varía la dimensión del ancho de la línea, obteniendo así la gráfica de la impedancia en función del ancho. La gráfica resultante se muestra en el Diagrama 117.

Como se puede observar, la impedancia mínima que se pudiera obtener de las líneas de transmisión para este material es cercano a los 75 Ω, sin embargo esto requeriría de una línea de ancho de aproximadamente 5 mm, lo cual no es una solución viable. Por lo cual se debe elegir una impedancia que no exceda las dimensiones del circuito. La impedancia elegida fue la de 100 Ω que se da gracias a un ancho de línea de 2.4 mm como se logra observar en la gráfica siguiente.

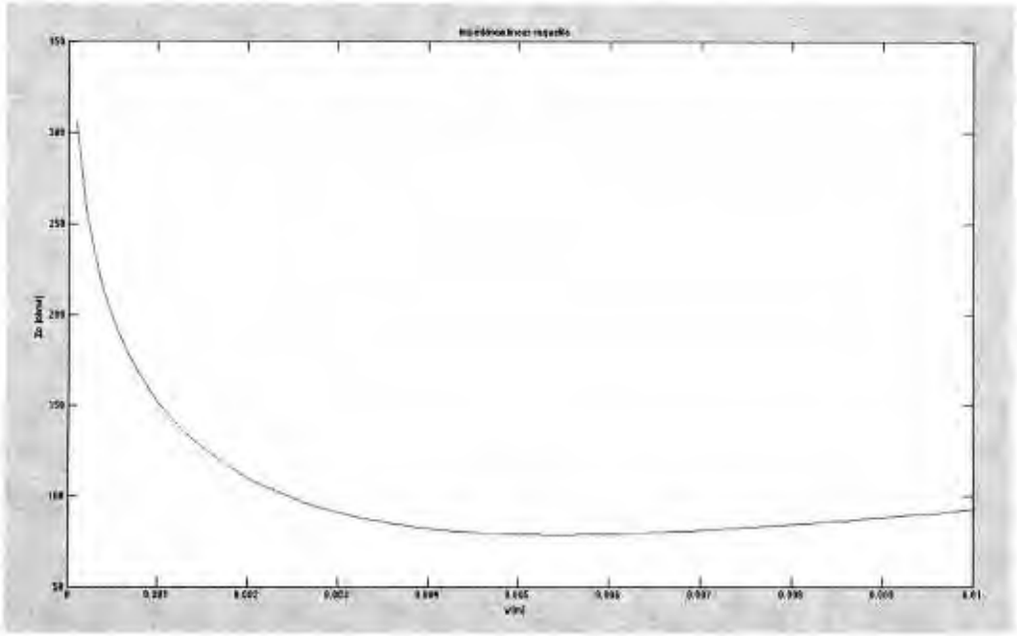


Diagrama 117. Impedancia de la línea de transmisión en función del ancho de ésta.

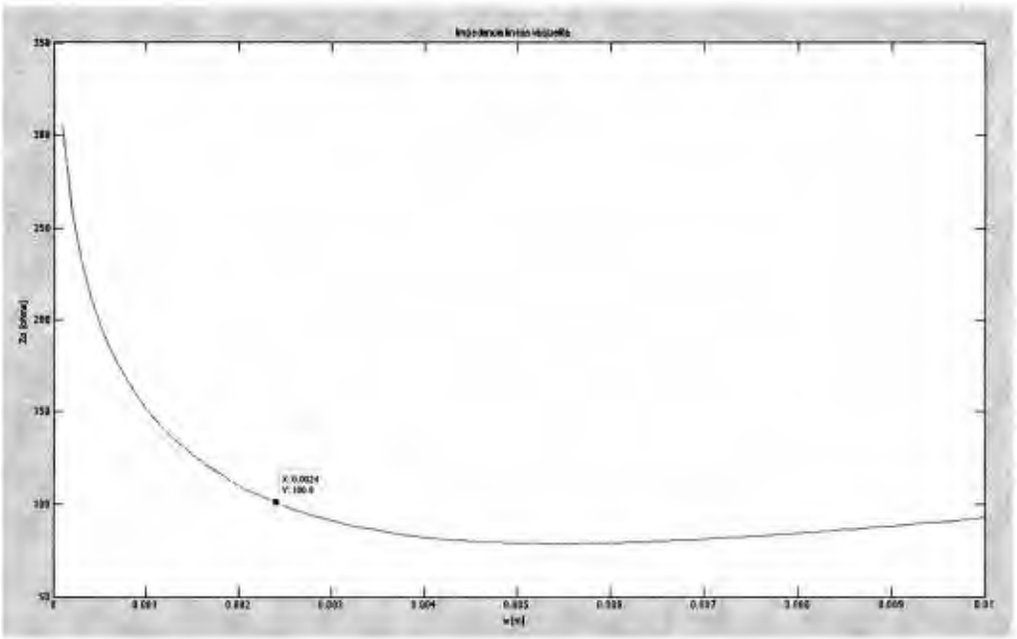


Diagrama 118. Impedancia a 100 ohms

De esta forma podemos garantizar que la línea de transmisión sea de 100 Ω aproximadamente. Se rediseñaron los circuitos para que todas las líneas tuvieran este nuevo grosor, y se diseñó nuevamente el circuito. A continuación se muestran los circuitos realizados para esta impedancia.

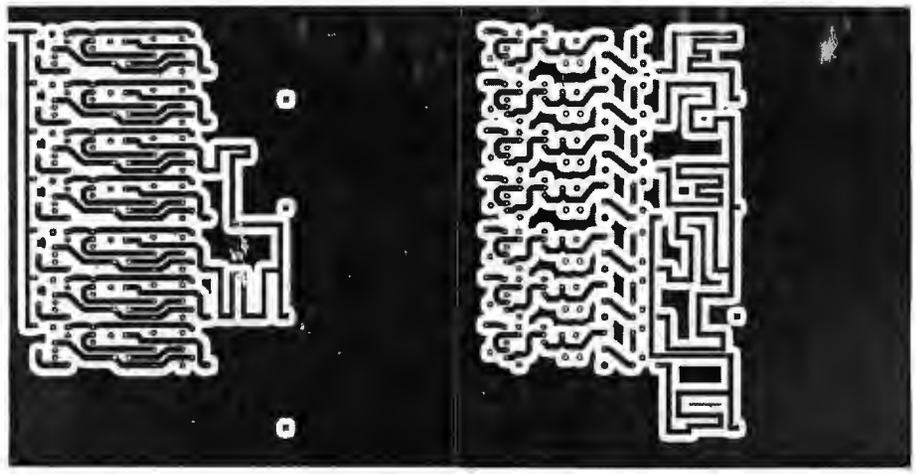


Diagrama 119. Desfasador e Interruptores con línea de transmisión a 100 ohms.

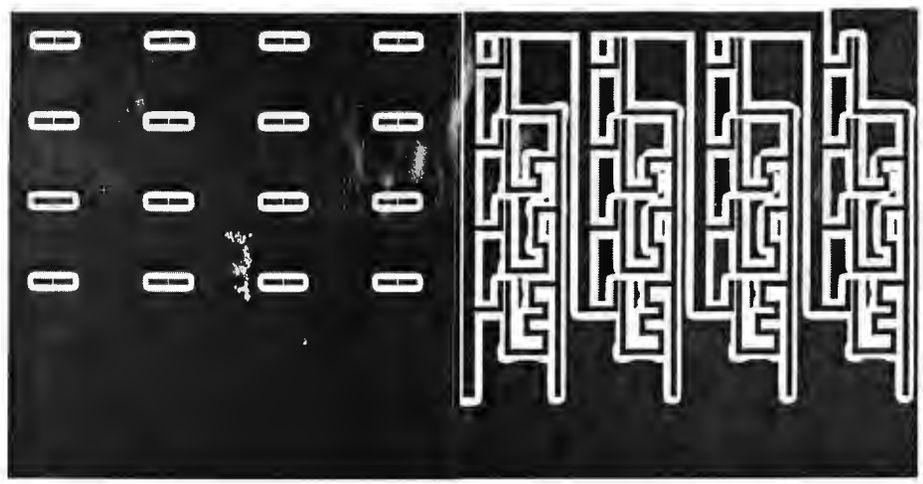


Diagrama 120. Plano de Antenas e Igualación con línea de transmisión a 100 ohms.

La fabricación de dichos circuitos fue en circuito impreso en placas de baquelita de 20×20 cm. Se dejaron grandes áreas de cobre que sirven para modelar con mayor precisión las ecuaciones de las guías de onda microstrip, porque se necesita un plano de tierra debajo del sustrato. Además en la placa de las antenas el cobre funcionará también como plano de tierra y en este caso será para que exista una mejor reflexión de la señal. Se muestra en el diagrama siguiente las fotos del circuito realizado.

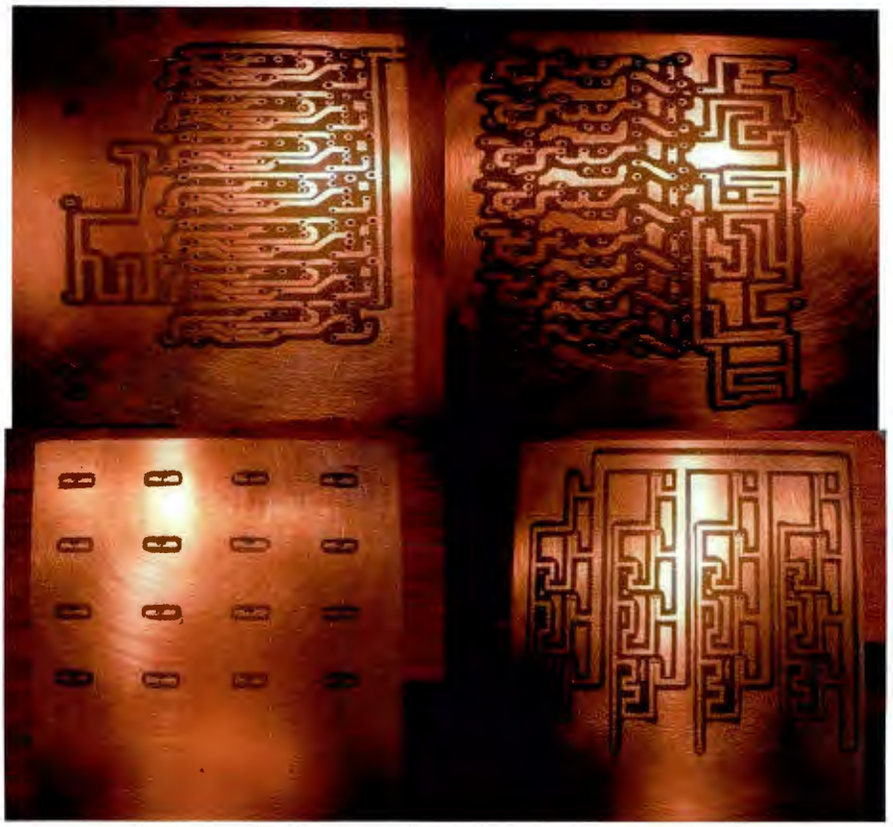


Diagrama 121. Planos realizados en una placa de baquelita.

Impedancia del Circuito

Para poder llevar a cabo el acoplamiento entre las placas se necesita conocer la impedancia que tiene cada circuito. Esta impedancia servirá para localizar el punto de la carga en la Carta de Smith. La impedancia del circuito se obtendrá a través de las mediciones de la resistencia y reactancia de cada bloque de interruptores y antenas. Estas mediciones se harán con la ayuda de un puente de impedancias.

De inicio se conectaron todos los elementos de los interruptores, para después tomar la resistencia de cada bloque de interruptores y de antenas, así como una reactancia que presenta el circuito a la entrada. Debido a que las mediciones tenían ligeras variaciones, se tomaron varias medidas las cuales se promediaron para poder así manejar un valor solamente. Cabe aclarar que la medición de la capacitancia con el puente de impedancias se realizaba a 1kHz, con dicho valor se obtiene la impedancia a esta frecuencia y se extrapola a la frecuencia que se utilizará. Las mediciones y cálculos realizados a la placa de los interruptores, se muestran en las tablas siguientes. Se omiten capacitancias parásitas dentro de los cálculos.

Entrada del Circuito		Zc		Bloque del Dipolo 1		Zc	
R [MΩ]	C (1 KHz) [pF]	Impedancia (1kHz)	Impedancia (2.4 GHz)	R [MΩ]	C (1 KHz) [pF]	Impedancia (1kHz)	Impedancia (2.4 GHz)
2.47	100	1.5915E+06	6.6315E-01		54.9	2.8990E+06	1.2079E+00
2.476	1.4	1.1368E+08	4.7368E+01		56.3	2.8269E+06	1.1779E+00
2.489	1.8	8.8419E+07	3.6841E+01		54.8	2.9043E+06	1.2101E+00
2.034	1.9	8.3766E+07	3.4902E+01		58.1	2.7393E+06	1.1414E+00
2.5	2.6	6.1213E+07	2.5506E+01		55.8	2.8522E+06	1.1884E+00
2.421	2	7.9577E+07	3.3157E+01		54.4	2.9256E+06	1.2190E+00
2.503	2.3	6.9198E+07	2.8832E+01		56.9	2.7971E+06	1.1655E+00
2.536	2.4	6.6315E+07	2.7631E+01		57	2.7922E+06	1.1634E+00
2.45	1.8	8.8419E+07	3.6841E+01		62.9	2.5303E+06	1.0543E+00
2.497	2.2	7.2343E+07	3.0143E+01		64.6	2.4637E+06	1.0265E+00
2.508	2.1	7.5788E+07	3.1578E+01		55.8	2.8522E+06	1.1884E+00
2.44	1.10E+01	7.28E+07	**3.03E+01**		5.74E+01	2.78E+06	**1.16E+00**

Tabla 10. Mediciones de impedancia hechas a la placa de interruptores con su valor promedio al final

Bloque del Dipolo 2		Zc		Bloque del Dipolo 3		Zc	
R [MΩ]	C (1 KHz) [pF]	Impedancia (1kHz)	Impedancia (2.4 GHz)	R [MΩ]	C (1 KHz) [pF]	Impedancia (1kHz)	Impedancia (2.4 GHz)
4.807	124.4	1.2794E+06	5.3308E-01	6.786	17.7	8.9918E+06	3.7466E+00
4.948	123.7	1.2866E+06	5.3609E-01	6.189	18.7	8.5110E+06	3.5462E+00
5.12	124.3	1.2804E+06	5.3350E-01	6.783	18.4	8.6497E+06	3.6041E+00
4.88	122	1.3045E+06	5.4356E-01	6.671	20	7.9577E+06	3.3157E+00
2.007	127	1.2532E+06	5.2216E-01	6.357	17.6	9.0429E+06	3.7679E+00
4.883	126	1.2631E+06	5.2631E-01	6.474	21.9	7.2673E+06	3.0281E+00
4.793	125.8	1.2651E+06	5.2714E-01	6.945	19.1	8.3327E+06	3.4720E+00
5.035	126.6	1.2571E+06	5.2381E-01	6.62	18.3	8.6970E+06	3.6237E+00
4.876	125.5	1.2682E+06	5.2840E-01	6.497	19.4	8.2039E+06	3.4183E+00
4.731	126.4	1.2591E+06	5.2464E-01	6.481	20	7.9577E+06	3.3157E+00
4.911	125.1	1.2722E+06	5.3009E-01	6.207	18.9	8.4209E+06	3.5087E+00
4.64	1.25E+02	1.27E+06	**5.30E-01**	**6.55**	1.91E+01	8.37E+06	**3.49E+00**

Tabla 11. Mediciones de impedancia

Bloque del Dipolo 4		Zc	
R [MΩ]	C (1 KHz) [pF]	Impedancia (1kHz)	Impedancia (2.4 GHz)
9.618	82.2	1.9362E+06	8.0675E-01
9.485	82.7	1.9245E+06	8.0187E-01
9.52	83.8	1.8992E+06	7.9134E-01
9.592	82.9	1.9198E+06	7.9993E-01
9.9655	82.7	1.9245E+06	8.0187E-01
9.669	84.3	1.8880E+06	7.8665E-01
9.447	81.7	1.9480E+06	8.1168E-01
9.995	82.6	1.9268E+06	8.0284E-01
9.52	84.3	1.8880E+06	7.8665E-01
9.373	83.1	1.9152E+06	7.9801E-01
9.646	83.3	1.9106E+06	7.9609E-01
9.62E+00	8.31E+01	1.92E+06	**7.99E-01**

Tabla 12. Mediciones de impedancia

Para la placa que contiene las antenas, se realizó de igual manera la misma metodología para poder obtener su impedancia. Los valores obtenidos en la resistencia son muy similares entre sí, y las variaciones encontradas son atribuidas a la cantidad de soldadura que tiene cada dipolo. En cuanto a la capacitancia, ésta no varía mucho entre bloques de dipolos. En la tabla siguiente se muestran las mediciones realizadas, con el promedio que se utilizará para los cálculos del acoplamiento en la última columna.

Bloque de Dipolos 1		Zc		Bloque de Dipolos 2		Zc	
R [kΩ]	C (1 KHz) [pF]	Impedancia (1kHz)	Impedancia (2.4 GHz)	R [MΩ]	C (1 KHz) [pF]	Impedancia (1kHz)	Impedancia (2.4 GHz)
312	115.2	1.3816E+06	5.7565E-01	4.612	60.9	2.6134E+06	1.0889E+00
313.8	130.8	1.2168E+06	5.0699E-01	4.744	61.8	2.5753E+06	1.0731E+00
313.1	113.2	1.4060E+06	5.8582E-01	4.669	60.2	2.6438E+06	1.1016E+00
313.5	111.9	1.4223E+06	5.9262E-01	4.502	59.5	2.6749E+06	1.1145E+00
340.9	130.2	1.2224E+06	5.0933E-01	4.711	59.3	2.6839E+06	1.1183E+00
313.7	109.3	1.4561E+06	6.0672E-01	4.544	60.1	2.6482E+06	1.1034E+00
315.5	113.5	1.4022E+06	5.8427E-01	4.728	60.3	2.6394E+06	1.0997E+00
315.9	110.4	1.4416E+06	6.0068E-01	4.609	59.5	2.6749E+06	1.1145E+00
315.3	109.4	1.4548E+06	6.0617E-01	4.674	60.3	2.6394E+06	1.0997E+00
326	109.5	1.4535E+06	6.0561E-01	4.871	61.4	2.5921E+06	1.0800E+00
388.9	111.9	1.4223E+06	5.9262E-01	4.692	60.6	2.6263E+06	1.0943E+00
3.24E+02	1.15E+02	1.39E+06	**5.79E-01**	**4.67**	6.04E+01	2.64E+06	**1.10E+00**

Tabla 13. Mediciones de impedancia

Bloque de Dipolos 3		Zc		Bloque de Dipolos 4		Zc	
R [MΩ]	C (1 KHz) [pF]	Impedancia (1kHz)	Impedancia (2.4 GHz)	R [MΩ]	C (1 KHz) [pF]	Impedancia (1kHz)	Impedancia (2.4 GHz)
9.856	59.2	2.6884E+06	1.1202E+00	9.46	63.4	2.5103E+06	1.0460E+00
9.67	59.3	2.6839E+06	1.1183E+00	9.787	62.7	2.5384E+06	1.0576E+00
9.791	59.5	2.6749E+06	1.1145E+00	9.179	56.6	2.8119E+06	1.1716E+00
9.723	59.6	2.6704E+06	1.1127E+00	9.479	63.4	2.5103E+06	1.0460E+00
9.557	59.8	2.6615E+06	1.1089E+00	9.871	63.3	2.5143E+06	1.0476E+00
9.424	58.7	2.7113E+06	1.1297E+00	9.074	62.5	2.5465E+06	1.0610E+00
9.95	58.4	2.7253E+06	1.1355E+00	9.242	62.6	2.5424E+06	1.0593E+00
9.657	60.3	2.6394E+06	1.0997E+00	9.68	61.1	2.6048E+06	1.0853E+00
9.588	59.3	2.6839E+06	1.1183E+00	8.825	62.8	2.5343E+06	1.0560E+00
9.424	59.3	2.6839E+06	1.1183E+00	9.233	63.9	2.4907E+06	1.0378E+00
9.609	58.7	2.7113E+06	1.1297E+00	8.943	62.2	2.5588E+06	1.0662E+00
9.66	5.93E+01	2.68E+06	**1.12E+00**	**9.34**	6.22E+01	2.56E+06	**1.07E+00**

Tabla 14. Mediciones de impedancia hechas a la placa de antenas con su valor promedio al final.

Resumiendo todas las mediciones podemos obtener el condensado de impedancias que se utilizarán para el acoplamiento de las placas. Este condensado se muestra en la tabla siguiente:

Placa	Circuito	Impedancia
	Entrada del Circuito	2.44 MΩ + j31.31 Ω
	Bloque del Dipolo 1	J1.16 Ω
	Bloque del Dipolo 2	4.64 MΩ + j0.53 Ω
	Bloque del Dipolo 3	6.55 MΩ + j3.49 Ω
Interruptores	Bloque del Dipolo 4	9.62 MΩ + j0.799 Ω
	Bloque de Dipolos 1	0.324 MΩ + j0.579Ω
	Bloque de Dipolos 2	4.67 MΩ + j1.10Ω
	Bloque de Dipolos 3	9.66 MΩ + j1.12 Ω
Antenas	Bloque de Dipolos 4	9.34 MΩ + j1.07 Ω

Tabla 15. Impedancias de los circuitos en las diferentes placas.

•

Acopladores del circuito

Las condiciones del proyecto implican un manejo de altas frecuencias por lo que por practicidad y el conocimiento obtenido por parte del análisis de la Carta de Smith la propuesta de solución al acoplamiento de impedancias radicará en el uso de stubs.

La carta de Smith consiste en un método gráfico que permite el acoplamiento de impedancias complejas, a través de curvas que permiten ubicar la carga normalizada a acoplar. Con los datos previamente obtenidos se obtienen impedancias complejas, las cuales deberán ser acopladas a una impedancia de 100 Ω. Este valor fue seleccionado dados los resultados obtenidos en la caracterización de la impedancia del microstrip, al ser el medio de transmisión utilizado.
Tal como se muestra en el siguiente diagrama, la carta de Smith se encuentra formada por curvas de valores imaginarios y una línea de eje real.

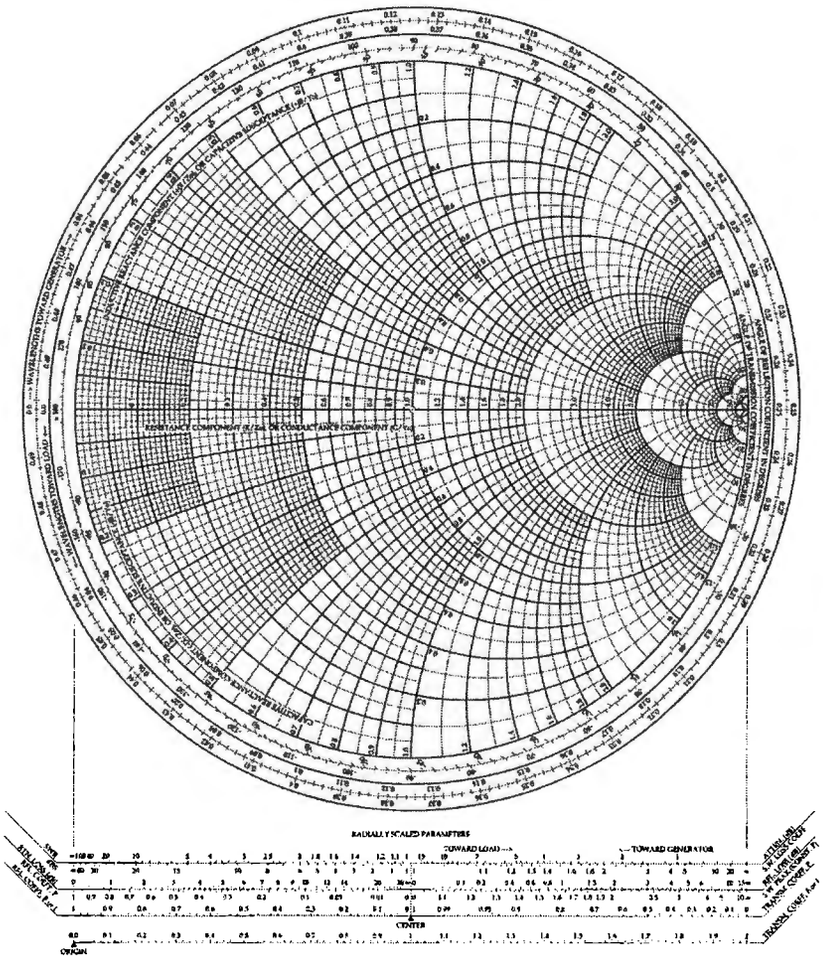


Diagrama 122. Carta de Smith

Un stub es una porción de línea de transmisión que termina en corto circuito o en circuito abierto, cuya configuración puede ser en serie o en paralelo.

En un Stub en corto $Z_L = 0$, por lo que:

$Z_{IN} = jZc \times \tan \beta\ell \rightarrow$ para Stub en corto circuito (reactancia inductiva)

En un stub en circuito abierto, $Z_L = \infty$, por lo que:

$Z_{IN} = -jZc \times \cot \beta\ell \rightarrow$ para Stub en circuito abierto (reactancia capacitiva)

Los Stubs actúan como elementos reactivos puros a frecuencias altas.

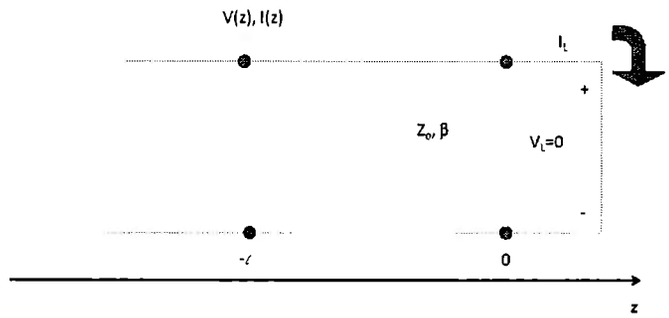


Diagrama 123. Stub en corto

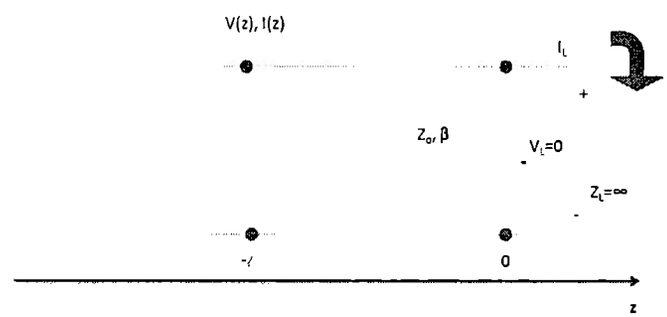


Diagrama 124. Stub en circuito abierto

Los acoplamientos pueden ser en serie o en paralelo, para los cuáles se tendrá que calcular el tamaño del propio stub, así como la distancia que deberá estar separado de la carga. El análisis y los cálculos se realizarán utilizando la carta de Smith, aunque se diferenciarán por el uso de admitancias y de capacitancias de acuerdo a la configuración utilizada.

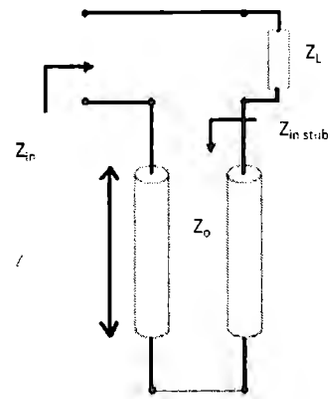


Diagrama 125. Stub en serie

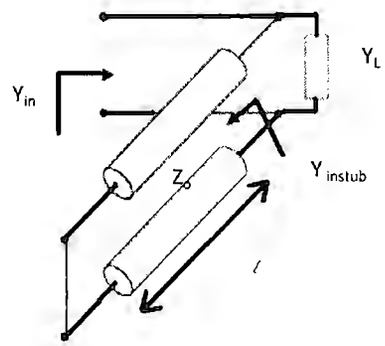


Diagrama 126. Stub en paralelo

Se pueden utilizar varias metodologías de acoplamiento. Para el proyecto desarrollado la opción óptima dado el diseño de la antena y el manejo de altas frecuencias, así como el análisis del desfasamiento de la señal a través de rutas, la metodología seleccionada consiste en stubs en paralelo en circuito abierto.

La carta de Smith cuenta en la parte exterior del círculo dos sentidos, un sentido hacia el generador, y el otro hacia la carga. Cabe resaltar que dado que se pretende calcular la impedancia de entrada por contar con los valores de la carga y de la línea de transmisión, el movimiento es hacia el generador. En cuanto a la escala de parámetros que se encuentran en la parte inferior de la carta de Smith, están ubicados el SWR y el coeficiente de reflexión (Γ). Éste último valor permite determinar con mayor exactitud la impedancia compleja a acoplar. En los resultados obtenidos previamente se obtuvo la impedancia a través de la extrapolación de los resultados utilizando un puente de impedancia, sin embargo la forma exacta para obtener el coeficiente de reflexión y por consiguiente la impedancia, es utilizar un analizador de redes de cuatro puertos, que permite obtener los coeficientes vistos desde la entrada y salida del circuito. Dicho equipo no

pudo ser utilizado por no contar con el mismo, razón por la cual se utilizó el método del puente de impedancias. En realidad lo que es necesario es obtener un valor complejo para poder acoplarlo a una línea real.

Metodología stubs en paralelo

La metodología de la carta de Smith, es la siguiente:

1. Normalización de Z_L con respecto a Z_o (línea de transmisión 100 Ω)
2. Indicar el círculo de $|\Gamma|$ unitario

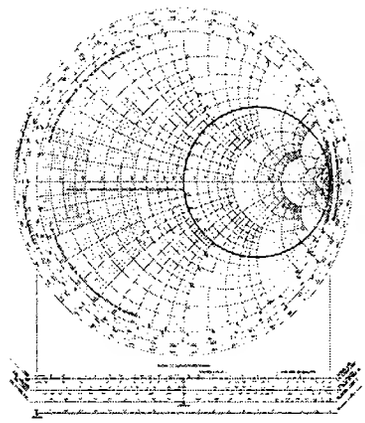


Diagrama 127. Paso 2 en la carta de Smith

3. Ubicar Z_L normalizada en la carta de Smith

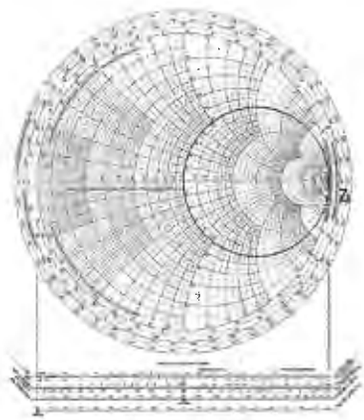


Diagrama 128. Paso 3 en la carta de Smith

4. Por estar trabajando en paralelo es necesario utilizar admitancias, ubicando Y_L

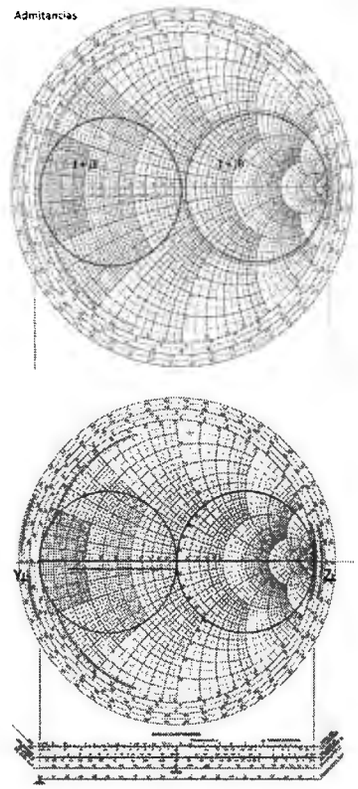


Diagrama 129. Paso 4 en la carta de Smith

5. Es necesario acoplar el círculo 1 + jB, por lo que se mueve hacia el generador encontrando su intersección.
6. De esta manera se obtiene la d que es la distancia con respecto al generador a la cuál debe ubicarse el stub en unidades λ.

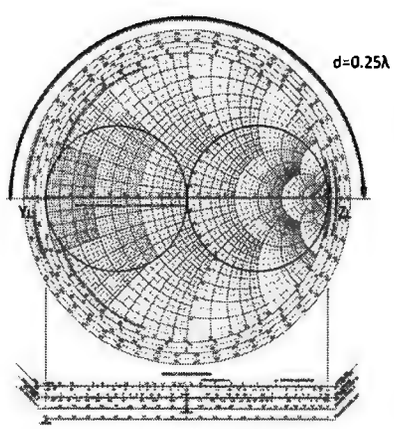


Diagrama 130. Paso 6 en la carta de Smith

7. Para poder ubicar la longitud del stub (l), dado que se trabaja en paralelo se ubica el inicio de la medición en $Y_{abierto}$.

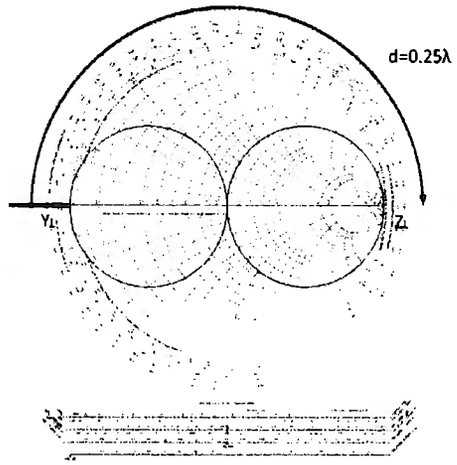


Diagrama 131. Paso 7 en la carta de Smith

8. Para obtener la longitud se ubica la parte imaginaria obtenida en el punto de intersección de la Y_L con el círculo $1 + jB$.
9. Partiendo del $Y_{abierto}$ se traslada a la parte imaginaria indicada en el punto anterior.

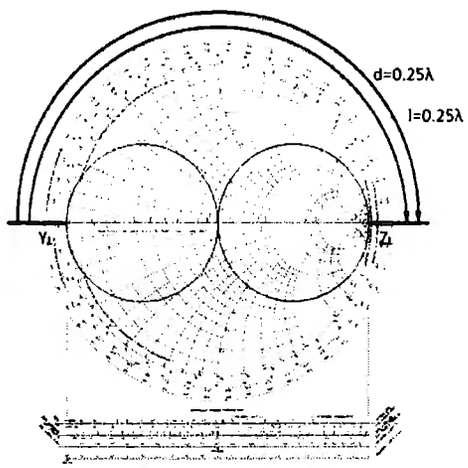


Diagrama 132. Paso 9 en la carta de Smith

10. Se obtiene la longitud (l) en unidades λ

Ventajas de la metodología de stubs en paralelo

- No afectan el desfasamiento
- Resulta mucho más sencillo utilizar, al poder aproximar distancias milimétricas
- Debido al diseño de la antena, resultan convenientes por la conexión de las antenas

Desventajas de la metodología de stubs en paralelo

- Hay una separación entre la terminación de la salida de los interruptores y el cobre, el cual se unirá con tintura de plata.
- Al ser otro material, también puede haber reflexiones por el cambio de índices de refracción.

Proceso de Acoplamiento

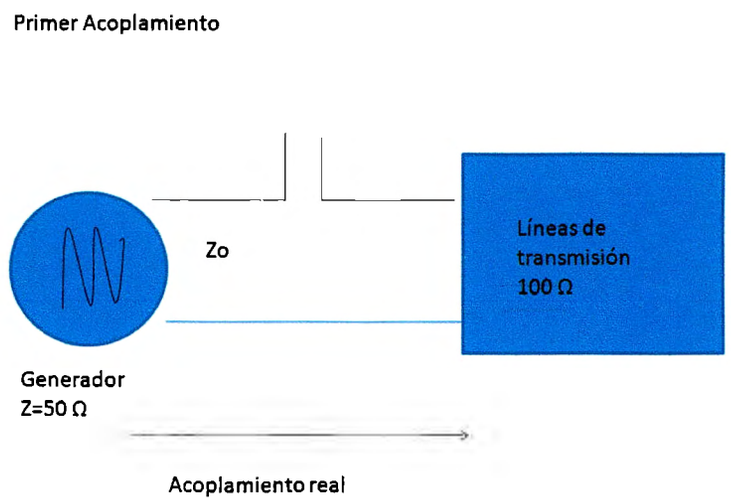


Diagrama 133. Primer acoplamiento

El acoplamiento al cuál se enfrenta este proyecto es de cuatro etapas. El primer acoplamiento consiste en acoplar el generador a una línea de transmisión real de 100 Ω. El segundo acoplamiento se divide en dos partes, ya que se debe considerar la entrada del circuito y la salida del mismo. En cuanto a la entrada del circuito, ésta es la misma para todos por lo que únicamente consiste en un acoplamiento entre la línea de transmisión y la entrada que es el desfasador propiamente. Éste es únicamente un acoplamiento dado que no es posible realizar la separación en cuanto a la medición de las impedancias por contar con una mutua intersección de todas las entradas en un mismo punto.

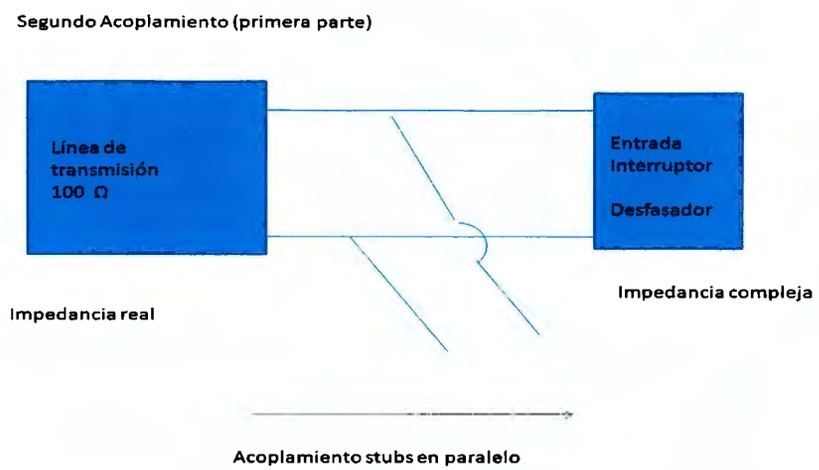


Diagrama 134. Segundo Acoplamiento (primera parte).

La entrada de todos los circuitos es mutua, por lo que se obtuvo un valor de impedancias de 2.44 MΩ + j31.31 Ω. La segunda parte del segundo acoplamiento es el siguiente:

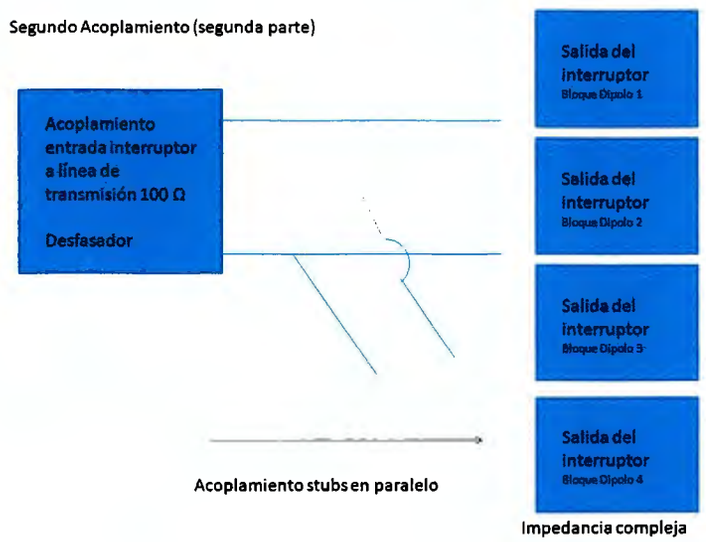


Diagrama 135. Segundo Acoplamiento (segunda parte).

La impedancia correspondiente a la salida de cada dipolo, es la siguiente:

Bloque del Dipolo 1	J1.16 Ω
Bloque del Dipolo 2	4.64 MΩ + j0.53 Ω
Bloque del Dipolo 3	6.55 MΩ + j3.49 Ω
Bloque del Dipolo 4	9.62 MΩ + j0.799 Ω

El tercer bloque de acoplamiento se muestra acontinuación:

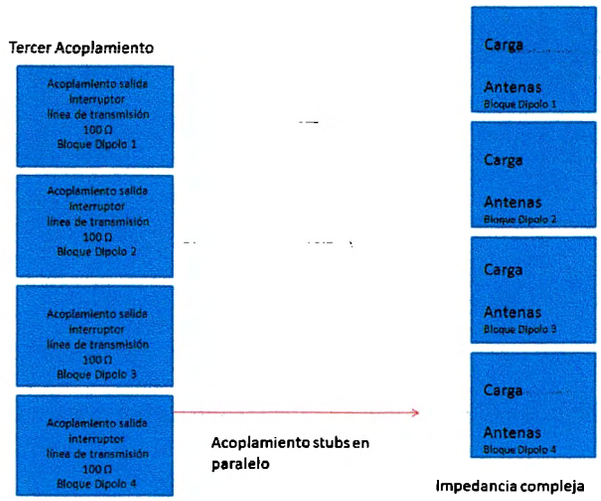


Diagrama 136. Tercer Acoplamiento.

Bloque de Dipolos 1	0.324 MΩ + j0.579Ω
Bloque de Dipolos 2	4.67 MΩ + j1.10Ω
Bloque de Dipolos 3	9.66 MΩ + j1.12 Ω
Bloque de Dipolos 4	9.34 MΩ + j1.07 Ω

Utilizando la metodología planteada anteriormente, todos los acoplamientos resultaron muy similares, incluso la diferencia en cuanto a las resistencias y capacitancias de la impedancia total de cada uno de los bloques en sus facetas de entrada y salida fueron prácticamente imperceptibles dado que en la carta de Smith las resistencias normalizadas son sumamente grandes y las capacitancias al ser tan pequeñas es prácticamente una impedancia real. De esta manera, para lograr el acoplamiento, se requiere una línea con una longitud de $l = 0.25\ \lambda$ y una separación con respecto al generador de $d = 0.25\ \lambda$.

Conclusiones

Durante el desarrollo del proyecto, se lograron establecer nuevas formas de trabajo y soluciones a la propuesta inicialmente planteada. En primera instancia se pudo comprobar que el patrón de radiación de un arreglo de antenas se puede modificar cuando se desfasan las señales. Aunado a esto, las pruebas a nivel macro en primera instancia, se realizaron sobre otro tipo de material, específicamente sobre acrílico, debido a las características de éste, como bajas pérdidas de potencia, pero se tuvo que replantear debido a que la construcción de circuitos sobre este material es muy complicada. El diseño final se realizó sobre baquelita como circuito impreso.

Se llegó a la conclusión de que el arreglo de antenas fue implementado fuera del dispositivo micro electromecánico. Esta decisión se tomó con base en la disponibilidad de espacio de diseño dentro del MEMS, debido a que el espacio para trabajar, como ya se mencionó es muy limitado, obligando a utilizar señales con una longitud de onda menor a 4 mm (frecuencias superiores a 75 GHz). Se seleccionó una frecuencia menor, específicamente la frecuencia de 2.4 GHz por las diversas aplicaciones de telecomunicaciones que existen actualmente en ésta, como Bluetooth, Wi-Fi, etc. Durante el desarrollo se pudo hacer notar que las frecuencias tan elevadas son sumamente difíciles de manipular porque no se cuenta con el equipo necesario para la generación y recepción de señales.

En un inicio se comenzó con el planteamiento de desfasamientos mecánicos dentro del dispositivo MEMS, es decir, que la señal viaje una distancia mayor con respecto a la de referencia, sin embargo para el objetivo de la investigación, las dimensiones utilizadas con desfasamientos mecánicos exceden por completo las 4000x4000 micras disponibles. Es por eso que se descarta incluir el desfasador dentro del microsistema y se propuso fuera de éste. También se trabajó con el desfasamiento por medio de elementos capacitivos, el cual fue descartado por que cuando se trabaja con señales de corriente alterna existen capacitancias parásitas y por lo mismo pérdidas en la señal debido a la reactancia, provocando cálculos más complicados debido a la dependencia de la reactancia con la frecuencia.

El desfasador propuesto redujo el número de ángulos para lograr un área de radiación de 154° a potencia media con las fases elegidas. Además se calculó el acoplamiento entre todos los elementos del circuito con la carta de Smith para poder asegurar la máxima transferencia de potencia y de esta manera no tener reflexiones de la señal. Para este caso se utilizaron stubs en paralelo en circuito abierto para no agregar un desfasamiento extra al circuito.

En cuanto al mecanismo de selección de ruta para los diferentes desfasamientos se diseñaron interruptores, que son controlados por un sistema externo al circuito con dispositivos electrónicos. Se planea que el circuito final cuente con micro interruptores pero para efectos del circuito, se diseñaron interruptores analógicos basados en transistores BJT de alta frecuencia, con el fin de emular los microinterruptores. Estos interruptores son controlados con voltajes lógicos (0-5 V) y permiten seleccionar el desfasamiento requerido. En las pruebas prácticas en la banda de alta frecuencia (HF) existe una conmutación perceptible a través de estos interruptores, sin embargo, se percibe una conmutación menor en las pruebas a frecuencias mayores a 1 GHz

Como ya se mencionó, los interruptores analógicos serán reemplazados por interruptores basados en MEMS. Los microinterruptores elegidos fueron del tipo meandros por sus características de conmutación como voltaje de activación, capacitancias parásitas, pérdidas de inserción, etc. Se logró reducir el voltaje de activación de los microinterruptores de 50 V a 5 V, aumentando las dimensiones del mismo y aumentando el número de meandros de éste. Las simulaciones en CoventorWare fueron realizadas, con un proceso de fabricación de micromaquinado superficial.

Trabajo a Futuro

- Diseño de las mascarillas del dispositivo MEMS con base en el proceso de fabricación del INAOE en L-Edit.
- Fabricación y prueba de los microinterruptores MEMS
- Integración de los microinterruptores y del control al sistema
- Verificación de la operación del sistema integrado

Referencias

Anagnostou, D., Zheng, G., Chryssomallis, M., Lyke, J., Ponchak, G., Papapolymerou, J., y otros. (2006). Design, Fabrication, and Measurements of an RF-MEMS-Based Self-Similar Reconfigurable Antenna. *IEEE Trans. Antennas And Propagation , 54* (2).

Balanis, C. (1982). *Antenna Theory: Analysis and Design.* EUA: Wiley & Sons.

Cardama, A. (2000). *Antenas.* México: Alfaomega.

Chang, H.-P., Qian, J., Cetiner, B., De Flaviis, F., Bachman, M., & Li, G. (2005). Design and Process Considerations for Fabricating RF MEMS Switches on Printed Circuit Boards. *IEEE Journal Of Microelectromechanical Systems , 14* (6).

Cheng, D. (1989). *Field and Wave electromagnetics* (Segunda ed.). Massachussets: Addison-Wesley.

Christodoulou, C. (2003). *RF-MEMS and its Applications to Microwave Systems, Antennas and Wireless Communications.* Albuquerque, New Mexico: University of New México.

Corti, L. G. (2005). *Design and Micro-Fabrication of High-Speed Micro-Switches.* Idaho: University of Idaho.

De Los Santos, H. (2002). *RF MEMS Circuit Design for Wireless Communications.* EUA: Artech House Microelectromechanical Systems Library.

Díaz de la Fuente, M., Cruz, A., & Tinoco, A. (2006). *Desarrollo de Antena Simple basada en MEMS.* México: Tecnológico de Monterrey Campus Ciudad de México.

EarthLink. (2008). *Antenna phased image.* Recuperado el 1 de Mayo de 2008, de EarthLink: http://home.earthlink.net/~w6rmk/antenna/phased/images/active1.gif

Feldner, L. M. (2006). *Switch-Reconfigurable Electrically Small Integrated Antenna Technologies.* Albuquerque, New Mexico: University of New Mexico.

Fundación México-Estados Unidos para la Ciencia. (2007). *Noticias FUMEC.* Recuperado el 25 de Febrero de 2008, de FUMEC: http://www.fumec.org.mx/espanol/noticias/noticias1.htm

General Services Administration. (2006). *Definition of Phased Array.* Recuperado el 27 de Febrero de 2008, de Federal Standard 1037C: http://glossary.its.bldrdoc.gov/fs-1037/dir-027/_3979.htm

Gutierrez, B., Camacho, L. F., & Varela, E. (2007). *Diseño de Microinterruptores Electrostáticos del tipo RF MEMS.* México: Tecnológico de Monterrey Campus Ciudad de México.

Haridas, N., Erdogan, A., Arslan, T., & Begbie, M. (2006). Adaptive Micro-Antenna on Silicon Substrate. *First NASA/ESA Conference on Adaptive Hardware and Systems, 2006* (págs. 43 - 50). UK: University of Edinburgh.

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica. (2007). *Reglas de Fabricación de Microsistemas del Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica* . México: INAOE.

Ji, T. (2004). *A Four Element Phased Array Antenna System Monolithically Implemented on Silicon.* EUA: Pennsylvania State University.

Lee, H.-S., Kim, J.-W., & Lee, J.-H. (1997). Trends in Adaptive Array Antennas for Mobile Communications. *Asia Pacific Microwave Conference*, (pág. 313). Korea.

Madou, M. J. (2002). *Fundamentals of Microfabrication: The Science of Miniaturization* (Segunda ed.). EUA: CRC Press.

Maluf, N., & Williams, K. (2004). *An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering* (Segunda ed.). EUA: Artech House.

Material Constants for Dielectric Materials (Electrical Insulators). (s.f.). Recuperado el 15 de Marzo de 2008, de Engineering Specialties Service: http://www.engineeringspecialties.net/Material%20constants.htm

MEMS en México. (2008). Recuperado el 27 de Febrero de 2008, de Mems-México: http://www.mems-mexico.com/content/view/4/2/

Ortega, V. (2007). *Diseño del Modelo Macro de una Micro Antenna Inteligente con MEMS.* México: Tecnológico de Monterrey Campus Ciudad de México.

Phased Array. (18 de Noviembre de 2008). Recuperado el 3 de Mayo de 2008, de Wikipedia: http://en.wikipedia.org/wiki/Phased_array

P-N Designs, Inc. (2007). *Phase Shifters.* Recuperado el 2 de Mayo de 2008, de Microwaves 101: http://www.microwaves101.com/encyclopedia/phaseshifters.cfm

Pozar, D. (2005). *Microwave Engineering* (Tercera ed.). EUA: Wiley & Sons.

Rebeiz, G. (2003). *RF MEMS: Theory, Design and Technology.* Hoboken, New Jersey, EUA: Wiley-Interscience.

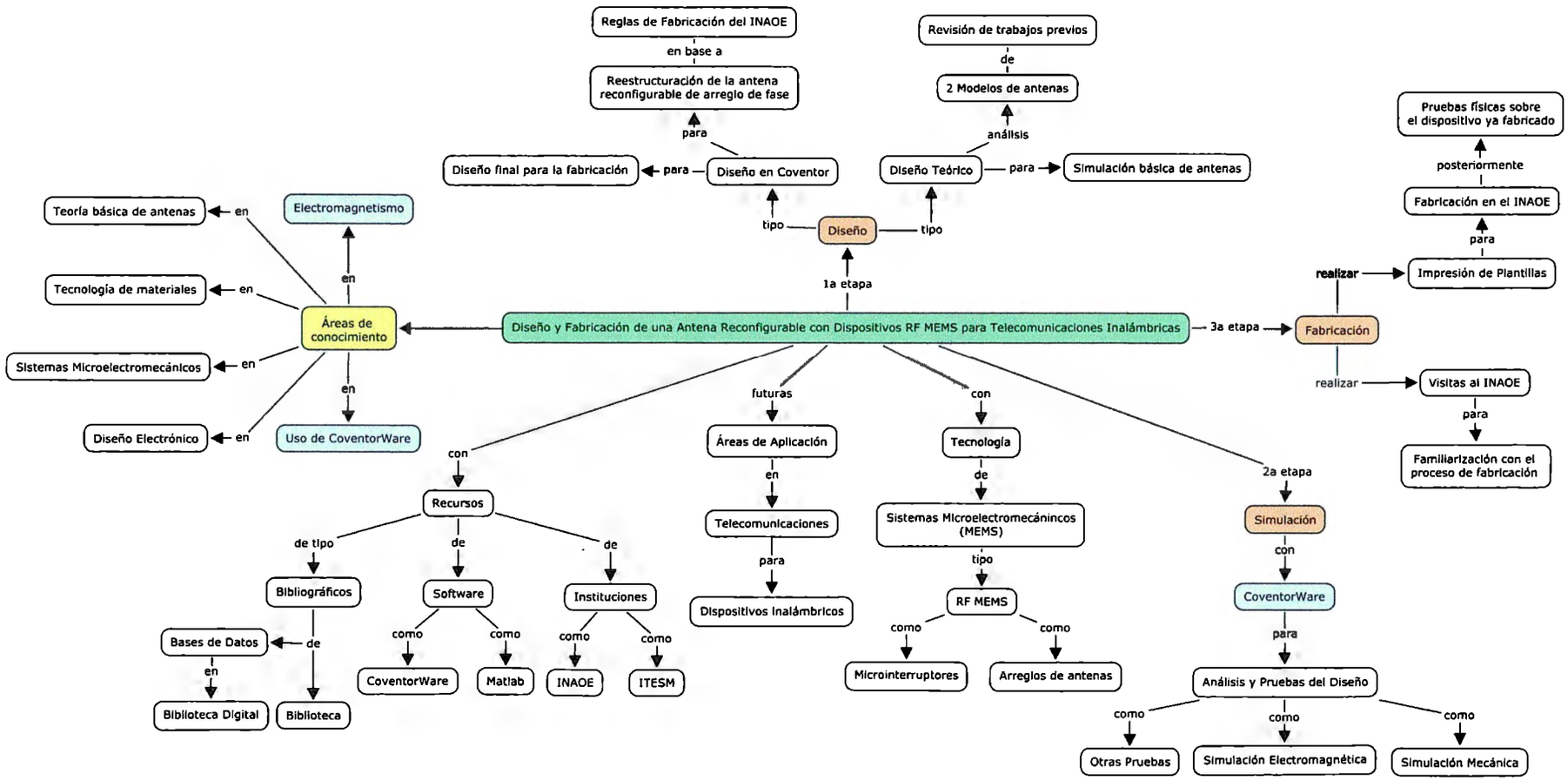
Schoebel, J., Buck, T., Reimann, M., Ulm, M., Schneider, M., Jourdain, A., y otros. (2005). Design Considerations and Technology Assessment of Phased-Array Antenna Systems With RF MEMS for Automotive Radar Applications. *IEEE Trans.Microwave Theory and Techniques , 53* (6).

Senturia, S. (2001). *Mycrosistems Design.* EUA: Springer.

Sun, H., & Kawata, S. (2003). Two Photon Laser Precision Microfabrication and Its Applications to Micro-Nano Devices and Systems. *Journal of Lightwave Technology , 21* (3), 624-633.

Tomasi, W. (2003). *Sistema de Comunicaciones Electrónicas* (Cuarta ed.). México: Prentice Hall.

Varadan, V., Vinoy, K., & Jose, K. (2003). *RF MEMS and their Applications.* England: John Wiley & Sons.

Wilson, R. (Agosto de 2002). *Propagation Losses Through Common Building Materials 2.4 GHz vs 5 GHz: Reflection and Transmission Losses Through Common Building Materials.* Recuperado el 3 de Mayo de 2008, de AM1 LLC: http://www.am1.us/Papers/E10589%20Propagation%20Losses%202%20and%205GHz.pdf

Mapa Conceptual