

Desplazador de fase reflectivo con tecnología MEMS

Larosa, Facundo S. , Fuentes, Leandro A.
 Grupo SyCE
 Universidad Tecnológica Nacional
 Facultad Regional Haedo
 Haedo, Argentina
 flarosa@frh.utn.edu.ar
 lfuentes@frh.utn.edu.ar

Lell, Julián
 Grupo MEMS
 Comisión Nacional de Energía Atómica
 San Martín, Argentina
 lell@cnea.gov.ar

Este trabajo trata sobre el diseño conceptual, analítico y la simulación de un desplazador de fase reflectivo para fases de 90°, 180°, 270° y 360°. Este tipo de desplazadores tienen gran aplicación en el campo de los arreglos de antenas en fase para el uso de radares, sistemas de comunicaciones, etc.

Keywords: Desplazador de fase, phase shifters, phased array antennas, MEMS, simulación EM.

I. INTRODUCCIÓN

Los arreglos de antenas en fase (phased array antennas) son conjuntos de elementos irradiantes, cuya combinación permite obtener un lóbulo de radiación orientable a través de un sistema de control electrónico. De esta manera, se evita la solución tradicional de rotar la antena mecánicamente, salvando los problemas asociados: mantenimiento del sistema mecánico, rozamiento, relativa lentitud debido a la inercia del objeto rotante, etc.

Para lograr lo anterior (ver figura 1) se utilizan entre otros componentes los desplazadores de fase. Éstos introducen un retardo de fase en la señal colocada a su entrada de forma tal que una vez irradiadas, las ondas provenientes de los diferentes elementos irradiantes interfieran constructiva o destructivamente en ciertas direcciones, conformando así un patrón de radiación determinado.

Este tipo de arreglos cobran especial importancia en sistemas de radares para uso civil y militar, sistemas de comunicaciones para la aeronavegación, sistemas satelitales de comunicación, etc.

En el presente trabajo se planteó la meta de construir un desplazador de fase para uso en la frecuencia de 8.25 GHz, con variaciones posibles de 90°, 180°, 270° y 360°. El mismo fue implementado utilizando tecnología MEMS, con componentes diseñados previamente: líneas de transmisión CPW, acoplador direccional [1] y switches de RF.

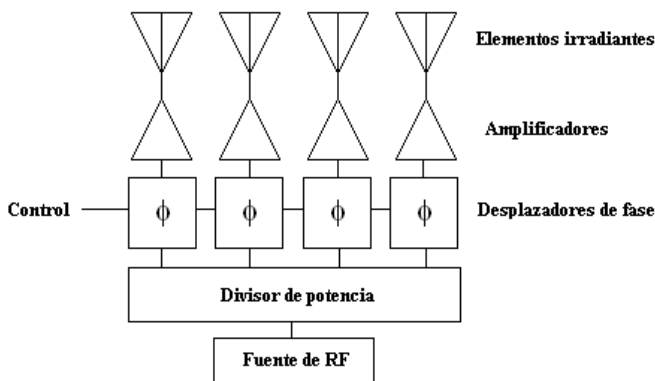


Figura 1. Esquema en bloques de arreglo de antenas en fase

II. TEORÍA BÁSICA

A partir de la matriz de dispersión (“scattering”) [2] del acoplador direccional ideal buscamos hallar la transferencia para obtener el desfase de la señal de entrada (V_1) respecto de la salida (V_4):

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} V_1^- = -j/\sqrt{2} V_2^+ - j/\sqrt{2} V_3^+ & (1) \\ V_2^- = -j/\sqrt{2} V_1^+ - j/\sqrt{2} V_4^+ & (2) \\ V_3^- = -j/\sqrt{2} V_1^+ - j/\sqrt{2} V_4^+ & (3) \\ V_4^- = -j/\sqrt{2} V_2^+ - j/\sqrt{2} V_3^+ & (4) \end{cases}$$

Donde V_i^+ y V_i^- son las amplitudes de las ondas de tensión incidentes y reflejadas del puerto i -ésimo respectivamente.

De (2) y la definición del coeficiente de reflexión en los puertos 2 y 3 (Γ_1 y Γ_2 respectivamente):

$$\begin{cases} V_2^- = -j/\sqrt{2} V_1^+ - j/\sqrt{2} V_4^+ & (2) \\ V_2^+ = \Gamma_1 V_2^- \end{cases} \rightarrow V_2^+ = \frac{-j\Gamma_1}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{\Gamma_1}{\sqrt{2}} V_4^+ & (2')$$

De igual forma con (3):

$$\begin{cases} V_3^- = -j/\sqrt{2} V_1^+ - j/\sqrt{2} V_4^+ & (3) \\ V_3^+ = \Gamma_2 V_3^- \end{cases} \rightarrow V_3^+ = \frac{-\Gamma_2}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{j\Gamma_2}{\sqrt{2}} V_4^+ & (3')$$

Reemplazando 2' y 3' en 4:

$$\begin{cases} V_4^- = \frac{-1}{\sqrt{2}} V_2^+ - \frac{j}{\sqrt{2}} V_3^+ & (4) \\ V_2^+ = \frac{-j\Gamma_1}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{\Gamma_1}{\sqrt{2}} V_4^+ & (2') \\ V_3^+ = \frac{-\Gamma_2}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{j\Gamma_2}{\sqrt{2}} V_4^+ & (3') \end{cases}$$

Llegamos a:

$$V_4^- = -\frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{-j\Gamma_1}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{\Gamma_1}{\sqrt{2}} V_4^+ \right) - \frac{j}{\sqrt{2}} \left(\frac{-\Gamma_2}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{j\Gamma_2}{\sqrt{2}} V_4^+ \right) & (5)$$

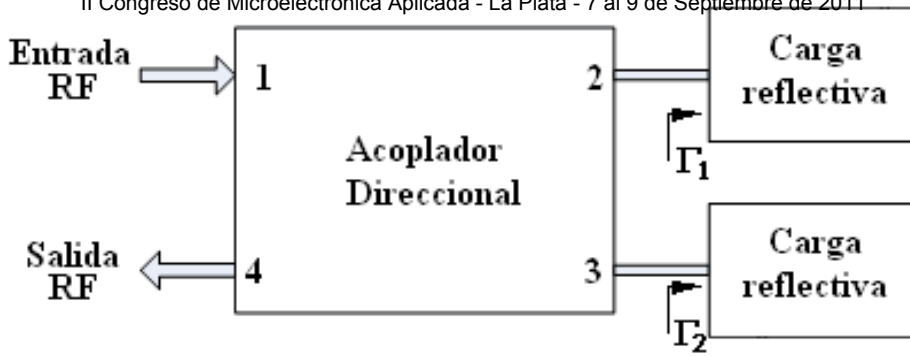


Figura 2. Esquema en bloques del acoplador de topología reflectiva

Igualmente, haciendo el mismo análisis para V_1^- , se llega a (6):

$$\begin{cases} V_4^- = j \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2} V_1^+ + \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2} V_4^+ & (5) \\ V_1^- = \frac{\Gamma_2 - \Gamma_1}{2} V_1^+ + j \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2} V_4^+ & (6) \end{cases}$$

Ecuaciones que equivalen a la matriz de scattering del desplazador de fase tomando como entrada el puerto 1 y como salida al puerto 4. A partir de ellas podemos sacar dos conclusiones fundamentales para el diseño del mismo suponiendo que las cargas son iguales. La primera es que el coeficiente de reflexión a la entrada y salida valdrá cero, la segunda, es que el desfase total entre entrada y salida estará dado por:

$$\begin{cases} V_4^- = j \Gamma V_1^+ & (5') \\ V_1^- = j \Gamma V_4^+ & (6') \end{cases}$$

donde se ha hecho $\Gamma_2 = \Gamma_1 = \Gamma$.

Se observa que de esta manera la red se comporta de forma simétrica siendo los puertos 1 y 4 intercambiables y resultando que el desfase total entre ellos será:

$$\begin{aligned} \arg\left(\frac{V_4^-}{V_1^+}\right) &= \arg\left(j \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2}\right) \\ &= \arg(j\Gamma) = \frac{\pi}{2} + \arg(\Gamma) & (7) \end{aligned}$$

III. DISEÑO PRELIMINAR DE LAS CARGAS REFLECTIVAS

Como se ha visto en la sección anterior, el desplazamiento de fase en un desplazador de topología reflectiva ideal depende solamente de la fase del coeficiente de reflexión de la carga. Para este proyecto, las cargas reflectivas se implementaron con dos componentes: líneas de transmisión CPW y switches MEMS. Los switches poseen dos estados: NO ACTUADO (idealmente permite el paso de la señal de microondas sin introducirle atenuación o corrimiento de fase) y ACTUADO (idealmente deriva la señal de microondas a masa actuando como un cortocircuito). Las líneas de transmisión introducen un retardo de fase

colocan en cascada con estas últimas para variar la longitud eléctrica del conjunto.

Como primera aproximación se llevó a cabo una simulación en base a modelos matemáticos cerrados de las líneas de transmisión y a los archivos s2p de los switches MEMS medidos en sus estados ACTUADO y NO ACTUADO.

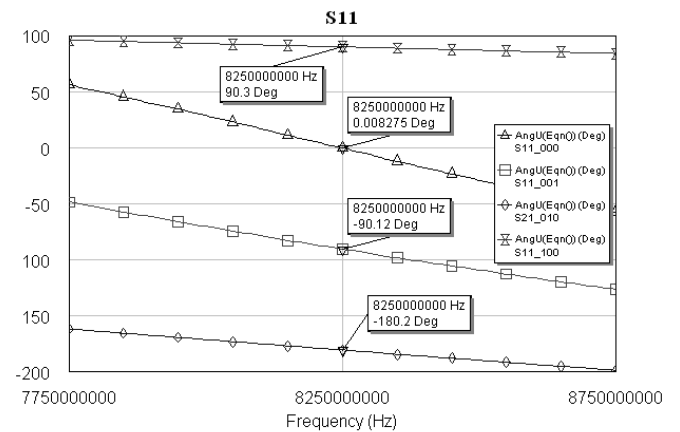


Figura 3. Fase de S11 (coeficiente de reflexión) de la carga reflectiva

TABLA I. DENOMINACIÓN DE LOS ESTADOS

Configuración	Desfase	Denominación
0-0-0 Los tres switches se encuentran desactivados (línea larga)	360°	$\phi(4)$
0-0-1 El switch mas lejano al puerto está activado (línea mediana-larga)	270°	$\phi(3)$
0-1-0 El switch del centro está activado (línea mediana-corta)	180°	$\phi(2)$
1-0-0 El switch mas cercano al puerto está activado (línea corta)	90°	$\phi(1)$

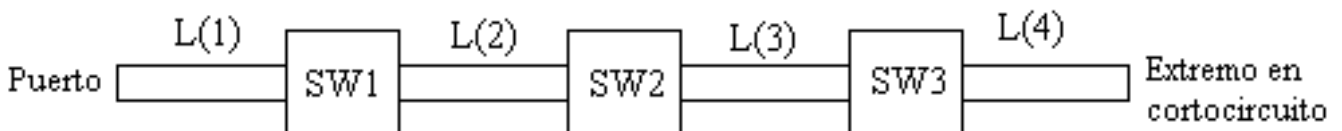


Figura 4. Esquema de la topología de líneas y switches

proporcional a su longitud mientras que los switches se

IV. CONSIDERACIONES PRÁCTICAS Y SIMULACIÓN

Idealmente, si $L(1) = L(2) = L(3) = L(4) = \lambda/8$ (donde λ es la longitud de onda en las líneas de transmisión), el dispositivo funcionaría entregando los desfases de 360° , 270° , 180° y 90° para las configuraciones 000, 001, 010 y 100 respectivamente. Debido a que los tramos $L(n)$ poseen condiciones de borde diferentes (debido a sus distintas ubicaciones en la línea), las longitudes de los mismos no serán necesariamente iguales para los desfases buscados. Sumado a esto, las variaciones de la longitud de los tramos $L(2)$, $L(3)$ y $L(4)$ modifican los valores de $\varphi(1)$ (idealmente no deberían hacerlo, debido al desacople brindado por $SW(n)$), las variaciones en $L(3)$ y $L(4)$ modifican los valores de $\varphi(2)$, y las variaciones en $L(4)$ modifican los valores de $\varphi(3)$.

Se establece como hipótesis que $\varphi(n)$ son funciones de $L(n)$, y se aproxima dicha dependencia funcional usando una aproximación por serie de Taylor recortada a partir de los términos de segundo orden ($\varphi(4)=360$, $\varphi(3)=270$, $\varphi(2)=180$, $\varphi(1)=90$).

Por lo tanto, tendremos que:

$$\begin{aligned} \varphi(n) = & n \cdot \frac{\pi}{2} + \frac{\partial\varphi(n)}{\partial L(1)} \Delta L(1) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2\varphi(n)}{\partial L(1)^2} \Delta L(1)^2 + \\ & \frac{\partial\varphi(n)}{\partial L(2)} \Delta L(2) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2\varphi(n)}{\partial L(2)^2} \Delta L(2)^2 + \\ & \frac{\partial\varphi(n)}{\partial L(3)} \Delta L(3) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2\varphi(n)}{\partial L(3)^2} \Delta L(3)^2 + \\ & \frac{\partial\varphi(n)}{\partial L(4)} \Delta L(4) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2\varphi(n)}{\partial L(4)^2} \Delta L(4)^2 \quad (8) \end{aligned}$$

con $n=1,2,3,4$.

La aproximación de la derivada primera para cada una de las funciones de fase se puede obtener realizando dos simulaciones computacionales variando solo una de las cuatro longitudes. De esta forma:

$$\frac{d\varphi(n)}{dL(m)} \approx \frac{\varphi(n)_b - \varphi(n)_a}{L(m)_b - L(m)_a} \quad (9)$$

con $n=1,2,3,4$ $m=1,2,3,4$

Se obtienen un total de 16 coeficientes, que indican la variación de fase para cada configuración según la variación de cada una de las cuatro longitudes.

Ahora, considerando una longitud intermedia entre $L(1)_a$ y $L(1)_b$, llamémosle $L(1)_c$, se pueden obtener aproximaciones para las derivadas segundas de las funciones de fase:

$$\frac{d\varphi'(n)}{dL(m)} \approx \frac{\varphi(n)_c - \varphi(n)_a}{L(m)_c - L(m)_a} \quad (10)$$

$$\frac{d\varphi''(n)}{dL(m)} \approx \frac{\varphi(n)_b - \varphi(n)_c}{L(m)_b - L(m)_c} \quad (11)$$

$$\frac{d^2\varphi(n)}{dL(m)^2} \approx \frac{\frac{d\varphi(n)''}{dL(m)} - \frac{d\varphi(n)'}{dL(m)}}{L(m)_b - L(m)_a} \quad (12)$$

De esta forma, realizando un total de 12 simulaciones numéricas, se obtendrán los parámetros $\varphi(n)$ $d\varphi(n)/dL(m)$ y $d^2\varphi(n)/dL(m)^2$, a partir de los cuales se pueden obtener los valores de $\Delta L(m)$ usando (8). Los valores de $L(m)$ son mejorados entonces con los corrimientos $\Delta L(m)$, y luego es posible realizar una nueva simulación numérica para comprobar la mejora en los valores de los desfases buscados.

Partiendo de cálculos teóricos para los valores de $L(1)$, $L(2)$, $L(3)$ y $L(4)$, fue posible llegar a desfases de 90.1° , 179.5° , 271.1° y 358.7° luego de 36 simulaciones numéricas, proceso que demoró un total de 3 horas en una PC con procesador Athlon 64 Quad Core y 8 Gb de memoria RAM, utilizando el software Ansoft HFSS v.11. Los cálculos para las aproximaciones de derivadas primeras y segundas se realizaron en MatLab, utilizando notación matricial compacta.

Los resultados obtenidos no podrían haber sido alcanzados con las funciones de optimización propias del software debido a la cantidad de parámetros involucrados y al acoplamiento funcional entre ellos. Procesos de barrido indiscriminado del espacio de estados implican simulaciones de varios días de extensión, consumiendo los recursos computacionales en forma completa.

Los valores de longitud finales de las líneas resultaron:

- $L(1) = 100$ micrones
- $L(2) = 1135$ micrones
- $L(3) = 488$ micrones
- $L(4) = 902$ micrones

Se adjuntan los gráficos resultantes de las simulaciones electromagnéticas para las cifras de módulo S_{11} (pérdidas por retorno), módulo S_{21} (pérdidas de inserción) y fase de S_{21} (desplazamiento de fase).

V. CONCLUSIÓN

En el presente trabajo se desarrolló la teoría de un desplazador de fase de cuatro cuadrantes para su uso en un arreglo de antenas en fase. La topología seleccionada es la de un acoplador direccional con cargas reflectivas, las cuales fueron implementadas con tramos de línea y switches MEMS. Su complejo ajuste fue realizado gracias a simulaciones numéricas computacionalmente que resultan óptimas frente a los otros métodos disponibles.

Los desplazadores de fase fueron enviados para su construcción al FBK-RST (Fondazione Bruno Kessler – IRST, Trento, Italia). Se espera su arribo al país para su medición, caracterización y modelado.

REFERENCIAS

- [1] Larosa, F.S., Fuentes L.A., Bonaparte, J.J., Acoplador Direccional de Banda X con Acoplamiento Capacitivo, Libro de Memorias, uEA 2010, pp 7-12
- [2] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Third Edition, Wiley & Sons, pp 174-183, p 313

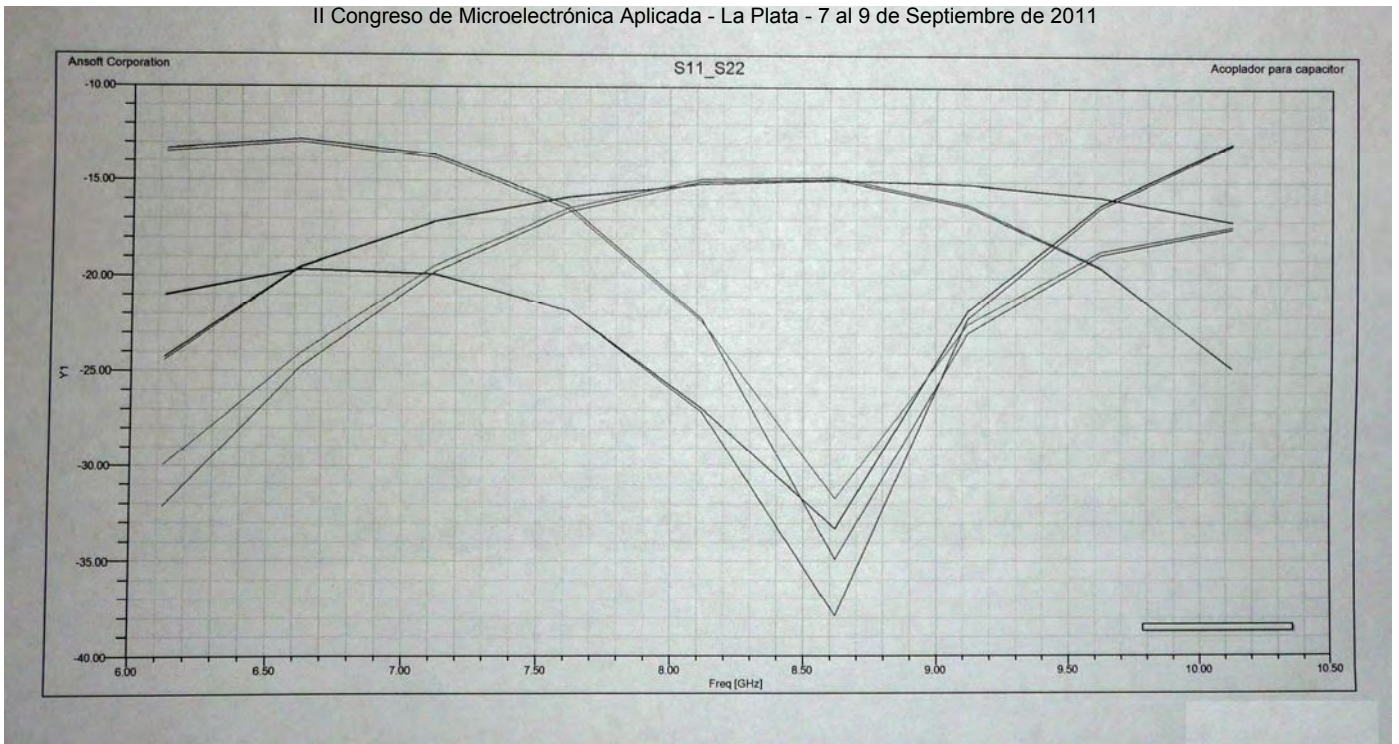


Figura 5. Módulo de S11 y S22 (pérdidas por retorno) para los diferentes estados del desplazador

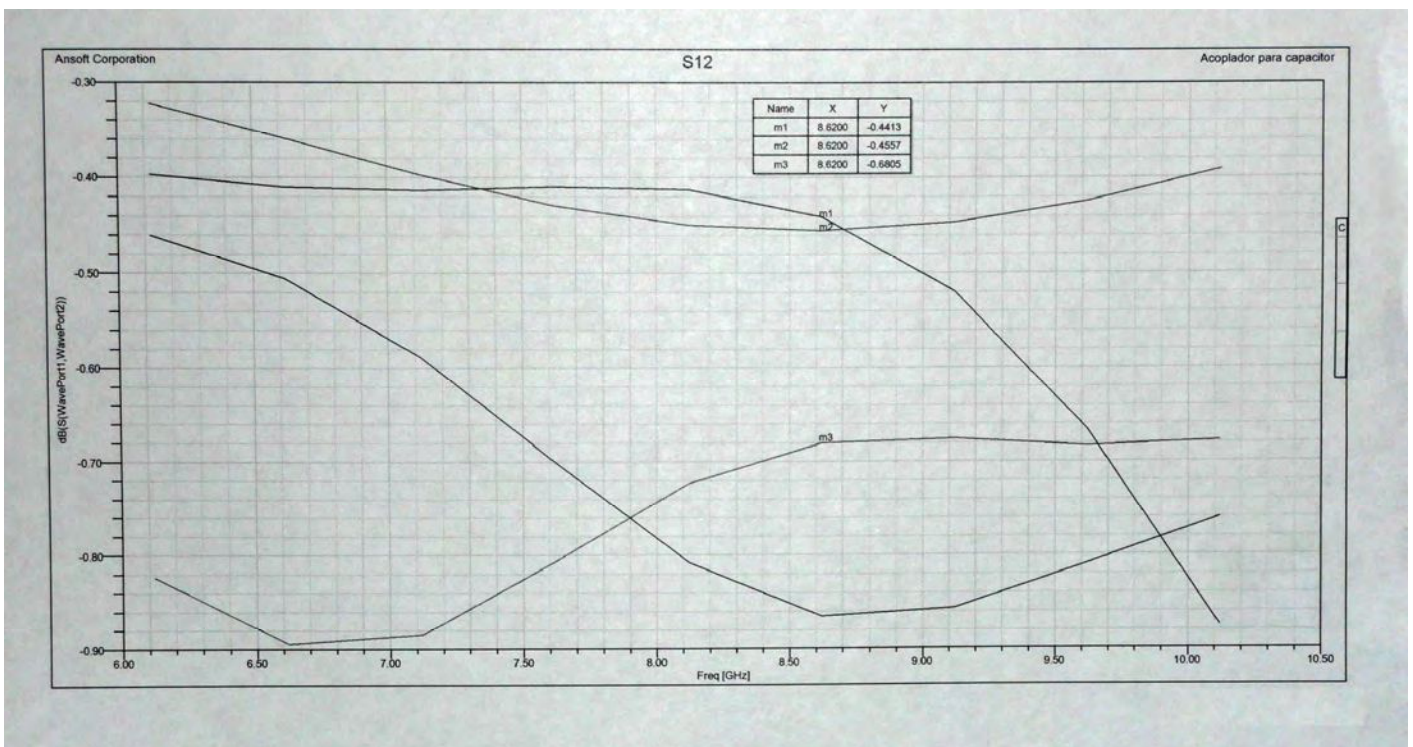


Figura 6. Módulo de S12 (pérdidas por inserción) para los diferentes estados del desplazador

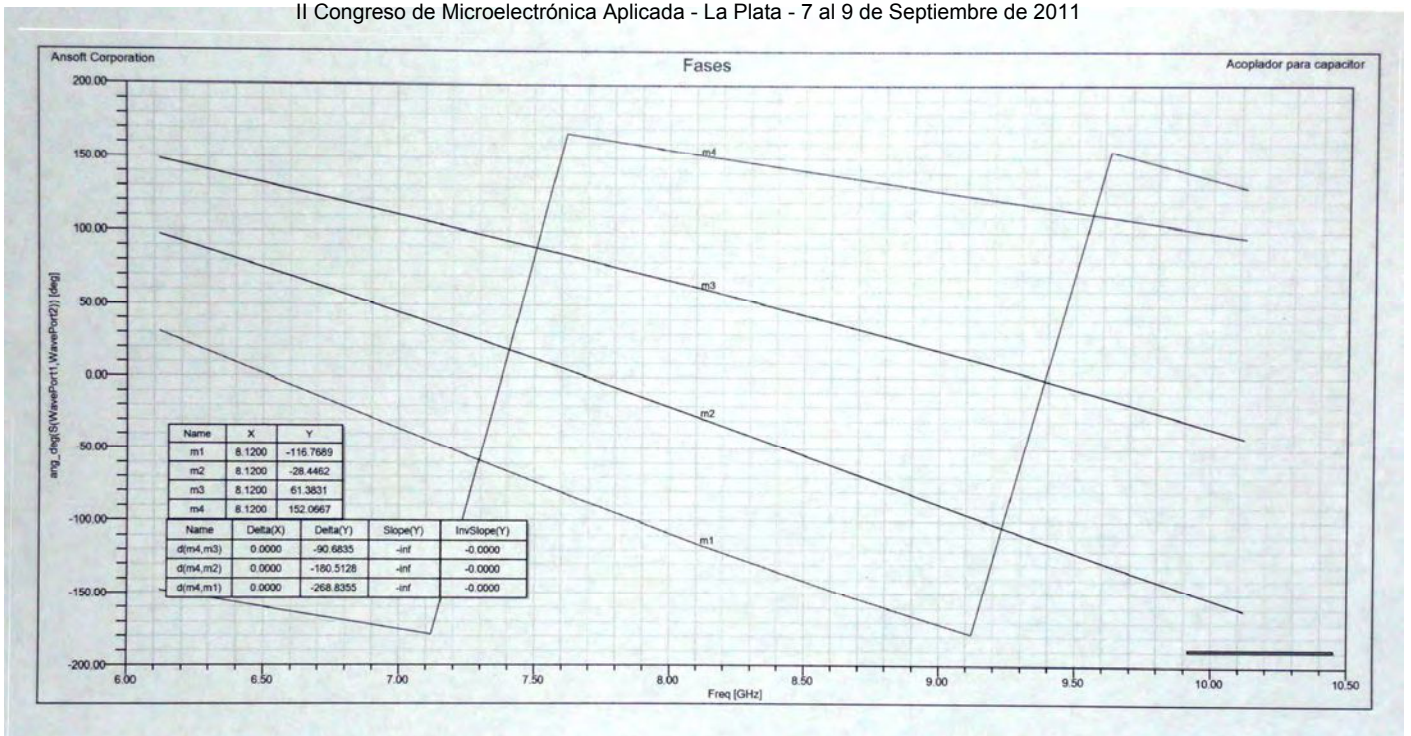


Figura 7. Fases de S21 para los diferentes estados del desplazador

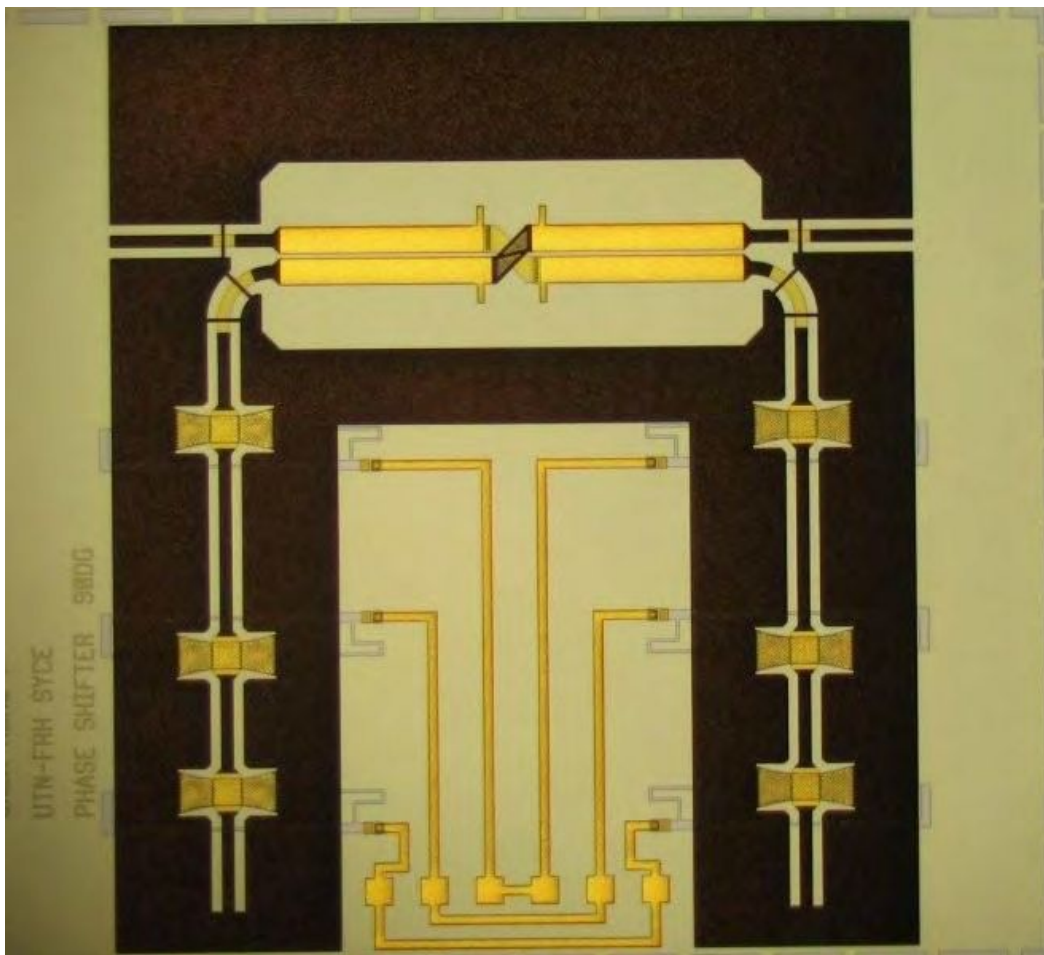


Figura 8. Vista superior del desplazador de fase en una etapa intermedia del proceso de fabricación