

RED MULTIHAZ DE DESFASE ESCALONADO PARA EL CONTROL DE UN ARRAY DE ANTENAS

Álvaro Noval Sánchez de Toca, Javier García-Gasco Trujillo, Manuel Sierra Pérez

anoval@gr.ssr.upm.es, jtrujillo@gr.ssr.upm.es, m.sierra.perez@gr.ssr.upm.es

Grupo de Radiación, Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid, Av. Complutense 30, 28040 Madrid

Abstract- This paper presents a general study of different systems that can be taken into account to control the phase shift between elements in an antenna array. Because the digital phase shifter devices have become a strategic element and also some steps have been taken for their export by U.S. Government, this element has increased its price to the low supply in the market. Therefore, it is necessary to adopt some solutions that allow us to deal with the design and construction of antenna arrays. A system based on a group of a staggered phase shift with external switching is shown, which is extrapolated to any scheme of array.

I. INTRODUCCIÓN

Este documento muestra cómo diseñar un sistema de desfase para un array de antena con haz orientable. No obstante, este estudio es generalista y por tanto válido para cualquier estructura de array y en cualquier frecuencia, teniendo en cuenta las posibles variaciones de diseño según qué frecuencias y componentes empleemos.

El sistema bajo estudio será diseñar un array de antena de microondas tanto en transmisión como en recepción y tenga una estructura como la que se puede observar en la Fig. 1. Las especificaciones básicas se muestran en la Tabla 1.

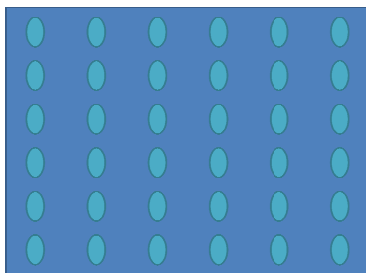


Fig. 1. Array de Antena

| Especificación | Valor |
|-------------------------------------|----------------|
| Número de elementos en horizontal | 6 |
| Número de elementos en vertical | 6 |
| Distancia eléctrica entre elementos | 0.5λ |
| Margen de barrido en horizontal | $\pm 50^\circ$ |
| Margen de barrido en vertical | 0 a 40° |
| Pérdidas máximas desapuntamiento | 0.5dB |

Tabla 1. Especificaciones de la antena

La antena consiste en un array de 6x6 de parches como elementos radiantes que se dividen en sub-arrays de 2x2. No es relevante cómo son los elementos radiantes ni los tamaños ya que nos ocuparemos del sistema de desfase.

Debido a que la antena se emplea para transmitir y recibir el módulo T/R puede ser como el que se observa en Fig. 2. Se dispone de una rama de transmisión con un desfasador y un amplificador de potencia, mientras que en recepción el amplificador será de bajo ruido seguido de otro desfasador.

Para separar las ramas de recepción y transmisión se puede emplear un conmutador dado que el sistema trabaja en división en tiempo y se dispone de información asociada al modo de operación.

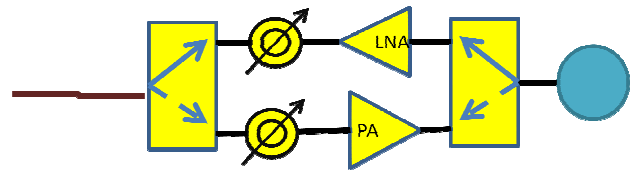


Fig. 2. Módulo T/R

II. DESFASADORES DISCRETOS DE CONTROL DIGITAL

Hasta este último año el uso de desfases discretos era el más extendido debido a la gran variedad que ofrecía el mercado: alto número de bits con tamaño reducido y grandes anchos de banda de funcionamiento. Fabricantes como MA-COM suministraba unos desfases que cubrían un desfase de 360° con saltos de 22.5° o menores.

Debido a que se ha convertido en un producto estratégico en el mercado, su acceso hoy en día es muy restringido por lo que una solución posible es crear un propio desfase discreto. Consistirá en un dispositivo de líneas conmutadas [1] que seleccione un camino de propagación en función de la posición de los Doble Port Double Throw (2P2T) como el mostrado en Fig. 3.

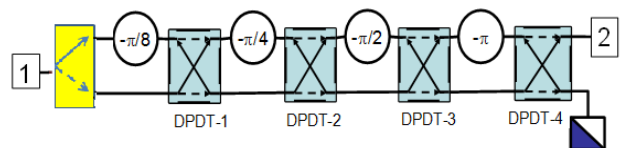


Fig. 3. Esquema de desfase discreto de cuatro bits

El número de bits se corresponde con el número de conmutadores 2P2T que se empleen y dependerá del tamaño del array y de la atenuación por errores de fase en el proceso de apuntamiento. En general el error máximo de fase se puede establecer como el salto mínimo del desfasador ($\Delta\phi=\pi/N$) que depende del número de bits disponibles.

Si se supone que en el array el error de fase de los elementos radiantes es aleatorio y uniforme con un margen dos veces el salto mínimo de fase alrededor del valor nominal, se puede hacer una estimación de la pérdida por ganancia [2].

La media de la pérdida por ganancia viene dada en (1) teniendo en cuenta que ϕ_i error de fase del cada uno de los elementos.

$$\frac{E\left(|F(\theta_0, \phi_0)|^2\right)}{|F_{\max}|^2} = \frac{E\left(\sum_i \sum_k a_i a_k^* \exp(j(\phi_i - \phi_k))\right)}{\left|\sum_i a_i\right|^2} \quad (1)$$

Si la iluminación es uniforme, es decir, todos los valores de a_i son la unidad obtenemos (2).

$$\frac{E\left(|F(\theta_0, \phi_0)|^2\right)}{|F_{\max}|^2} = \frac{1}{N} + \left(1 - \frac{1}{N}\right) E\left(\exp(j(\phi_i - \phi_k))\right) \quad (2)$$

Como el error de fase sigue una distribución uniforme, la función de probabilidad seguirá una distribución triangular (3) por lo que la estimación de la pérdida de ganancia nos queda (4) dependiente del número de bits como se puede observar en la Tabla 2.

$$f(\phi) = \frac{\left(1 - \left|\frac{\phi}{\Delta\phi}\right|\right)}{\Delta\phi} \quad \text{para } -\Delta\phi < \phi < \Delta\phi \quad (3)$$

$$D G = 1 - \left(1 - \frac{1}{N}\right) \frac{\Delta\phi^2}{2} \cong 1 - \frac{\Delta\phi^2}{2} \quad (4)$$

| Bits | Error de fase máximo | Pérdida de ganancia (dB) |
|------|----------------------|--------------------------|
| 3 | $\pi/4$ | 1.6 |
| 4 | $\pi/8$ | 0.34 |
| 5 | $\pi/16$ | 0.07 |
| 6 | $\pi/32$ | 0.02 |

Tabla 2. Pérdida de ganancia en función del número de bits

Se puede apreciar que con un desfasador de cuatro bits se satisface la condición de pérdida por ganancia menor de 0.5 dB.

III. ESQUEMA CON REDES MULTHAZ CONMUTADA

Un segundo esquema de antena se basa en utilizar redes multihaz de forma que cada uno de los terminales de entrada a la red corresponde a una dirección de apuntamiento del diagrama de radiación. Para conseguir que el error de apuntamiento no supere los 0.5 dB de la especificación, es necesario que los haces sean muy próximos en dirección, lo

que impide que cumplan la condición de ortogonalidad, necesaria para que las redes multihaz sean sin pérdidas, al menos en teoría [3].

Se puede aproximar el diagrama de radiación del haz principal por el Factor de Array (5) ya que el número de elementos radiantes es elevado. El margen visible viene especificado en (6) donde las fases α_x y α_y corresponden a la diferencia de fase entre elementos consecutivos en cada plano y determinan la dirección de apuntamiento (θ_0, ϕ_0).

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1}{36} \frac{\sin(3\psi_x)}{\sin(\psi_x/2)} \frac{\sin(3\psi_y)}{\sin(\psi_y/2)} \frac{\cos^m(\theta)}{\cos^m(\theta_0)} \quad (5)$$

$$\psi_x = \pi \sin(\theta) \cos(\varphi) + \alpha_x \quad (6)$$

$$\psi_y = \pi \sin(\theta) \sin(\varphi) + \alpha_y$$

Atendiendo a los resultados obtenidos en la Tabla 3 se necesitarían 14 haces para abarcar el margen de $\pm 50^\circ$ con unos saltos de fase en torno a 22° .

| Apunt. (°) | Alimen. (°) | θ_1 (°) | θ_2 (°) | Ancho 3 dB (°) | θ_3 (°) | θ_4 (°) | Ancho 0.5 dB (°) | Error (°) |
|------------|-------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|------------------|-----------|
| 0 | 0 | -8.4 | 8.4 | 16.8 | -3.5 | 3.5 | 7.0 | 0 |
| 7 | -21.9 | -1.7 | 15.3 | 17.0 | 3.1 | 10.3 | 7.2 | 0.3 |
| 14.2 | -44.1 | 5.1 | 22.4 | 17.3 | 9.9 | 17.3 | 7.4 | 0.6 |
| 21.5 | -66.0 | 11.8 | 29.7 | 17.9 | 16.6 | 24.3 | 7.7 | 1.0 |
| 29.3 | -88.1 | 17.8 | 37.6 | 18.9 | 23.4 | 31.9 | 8.5 | 1.6 |
| 37.7 | 110.0 | 25.6 | 46 | 20.4 | 30.3 | 40 | 9.7 | 2.6 |
| 47.2 | 132.0 | 32.6 | 55.3 | 22.7 | 36.9 | 49.2 | 12.3 | 4.1 |

Tabla 3. Parámetros de haz progresivo

Para simplificar el esquema de la red se toma una potencia de 2, en este caso de 16 haces. Por tanto, la fase progresiva entre elementos toma valores discretos en saltos de $2\pi/16$, que equivale a 22.5° , aproximadamente lo que se necesita para formar los haces previstos. En este caso se puede trabajar con una red de Butler de 16×16 en la que, de las 16 salidas sólo tomamos 6 hacia los elementos de antena y cargamos el resto con cargas adaptadas.

Se muestra el esquema de una red de Butler de 16 entradas (Fig. 4) tal como lo describe H.J.Moody [4], en la que se utilizan híbridos de 90° (en azul) y desfasadores cuyo retardo de fase se indica en grados. A la derecha quedan los elementos de antena que forman el array lineal.

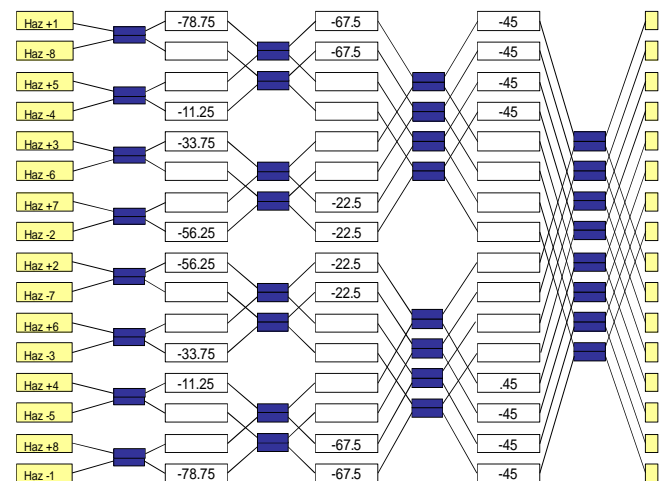


Fig. 4. Red de Butler de 16 haces

Se puede apreciar que con esta estructura se consigue que los cruces estén en -0.5 dB (Fig. 5) al igual que se obtiene la cobertura esperada con 14 haces, pudiéndose despreciar los correspondientes a los extremos (-8, -7, 7, 8). En realidad no es necesario que se disponga de todos los elementos ya que se trabaja con una antena de seis elementos, por lo que el esquema horizontal tiene una estructura representada en la Fig. 6.

Para el diagrama vertical se puede obtener una estructura similar pero el número de haces disminuye ya que la cobertura será de 0° a 40° (Fig. 7) por lo que serán suficientes cinco haces positivos.

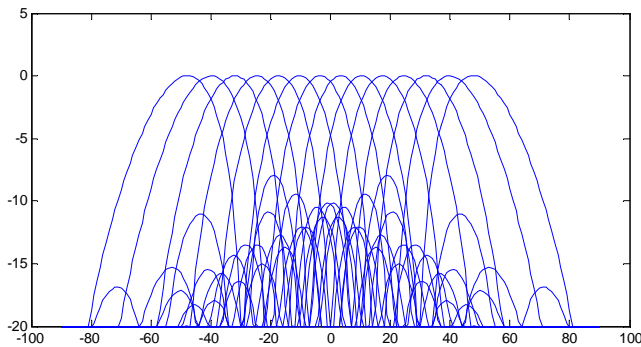


Fig. 5. Diagrama de una red de 16 haces y 6 antenas

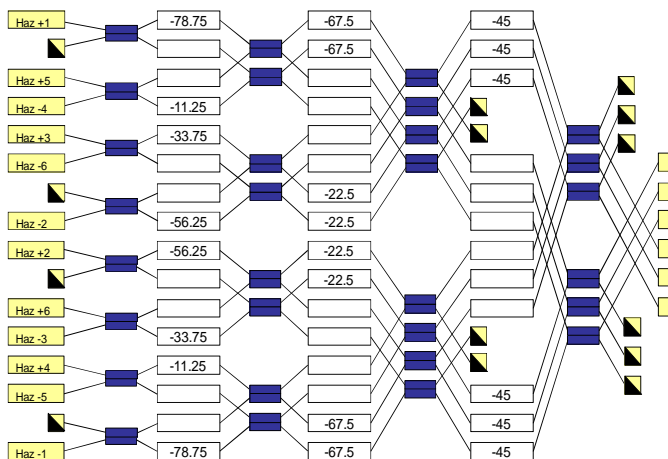


Fig. 6. Diagrama de la red horizontal

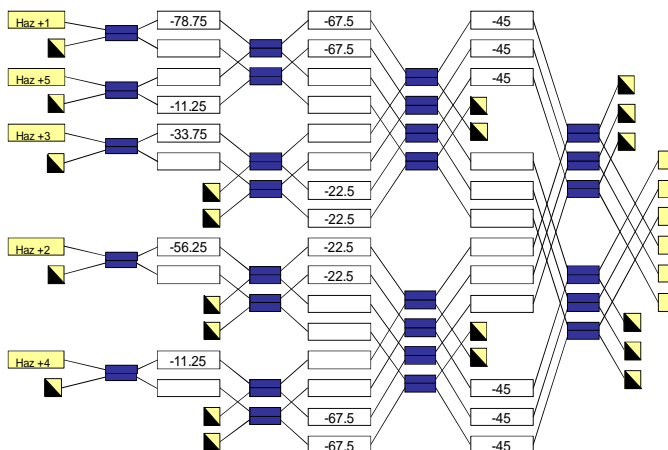


Fig. 7. Diagrama de la red vertical

IV. ESQUEMA CON REDES DE CONTROL ESCALONADAS

Como norma general, las redes con desfases concentran el control cerca del elemento radiante mientras que las redes de Butler tienen el control antes de las redes divisoras.

Se propone un esquema combinado que puede ofrecer mayor versatilidad dado que se puede adaptar a la estructura de la antena. Para ello, se toma la estructura modular de nueve paneles o subarrays que contienen 2×2 elementos radiantes. La solución es realizar primero un proceso de desfase dentro de cada uno de los subarrays para después hacer la combinación adecuada de las señales obtenidas en cada uno de los subarrays de cuatro elementos.

Atendiendo a la estructura del subarray y para poder realizar una síntesis similar a los 16 haces con el punto de cruce a -0.5 dB que se ha analizado en el punto III, es necesario que la diferencia de fase sean: $\pm\pi/16$, $\pm 3\pi/16$, $\pm 5\pi/16$, $\pm 7\pi/16$, $\pm 9\pi/16$, $\pm 11\pi/16$, $\pm 13\pi/16$ y $\pm 15\pi/16$.

Con el esquema de la Fig. 8 se puede obtener esos saltos de fase. El esquema para el subarray consiste en emplear tres sistemas como el anterior de forma que controlará la conmutación entre filas y columnas (Fig. 9)

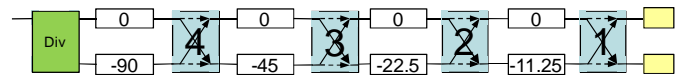


Fig. 8. Conmutación entre dos elementos consecutivos

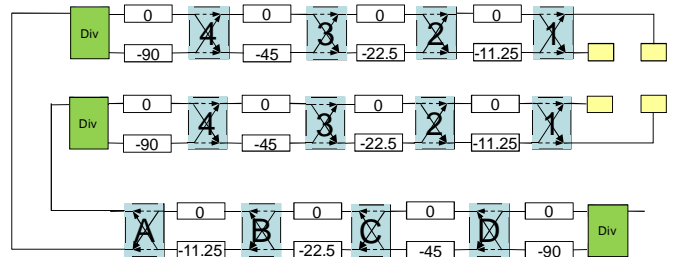


Fig. 9. Conmutación entre los elementos del subarray

Para trabajar con el array completo se ha de alimentar las tres filas restantes con tres subarrays cada fila, con lo que es necesario tener un nuevo sistema con una entrada y tres salidas y desfases progresivos de $\pm 2\pi/16$, $\pm 6\pi/16$, $\pm 10\pi/16$, $\pm 14\pi/16$, $\pm 18\pi/16$, $\pm 22\pi/16$, $\pm 26\pi/16$ y $\pm 30\pi/16$, que corresponde a los haces asociados a las 16 direcciones de apuntamiento (Fig. 10).

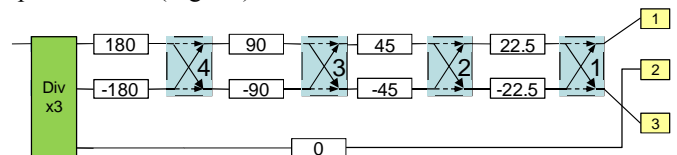


Fig. 10. Conmutación entre subarrays de una fila

Se puede simplificar el esquema anterior teniendo en cuenta que los desfases correspondientes a $30\pi/16$ y $-2\pi/16$ son los mismos. Si se desea una antena de banda ancha con retardos reales en el tiempo hay que asegurar todas las fases, en caso contrario puede ahorrarse uno de los conmutadores que corresponde a la separación de las fases π y $-\pi$. En cuanto a los retardos de fase asociados a fases positivas, todo depende de la fase de referencia, que puede hacerse igual a la

suma de todas las fases asegurando así una construcción con líneas de retardo (Fig. 11)

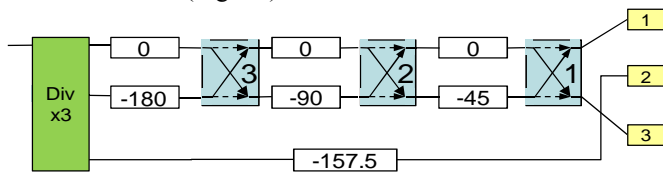


Fig. 11. Conmutación entre subarrays para banda estrecha

V. DISEÑO IMPLEMENTADO

Se ha diseñado la solución descrita durante el punto IV empleando elementos comerciales.

A. Híbridos de 3 dB y 90°

Se ha empleado en el diseño los híbridos de la casa Minicircuits, que tienen un tamaño reducido, bajas pérdidas de inserción de 0.5 dB, aislamiento entre puertas de 26 dB y un buen comportamiento en un amplio ancho de banda, tanto en equilibrio de amplitud (0.5 dB) como equilibrio de fase ($\pm 2^\circ$).

B. Conmutadores 2P2T

El modelo empleado de la casa MA-COM que funciona en un margen de frecuencias del diseño. Tiene unas pérdidas medias de inserción de 0.4 dB y un aislamiento típico entre puertas de 20 dB.

Se necesitan dos bits para controlar este dispositivo con lo que a la hora de implementar el desfasador se duplicarán los bits de control respecto al esquema visto en II.

C. Diseño del desfasador de elementos de subarray

El esquema del sistema de desfasaje para los elementos de subarray visto en la Fig. 8 combina un híbrido a la entrada con cuatro conmutadores y líneas de retardo. (Fig. 12)

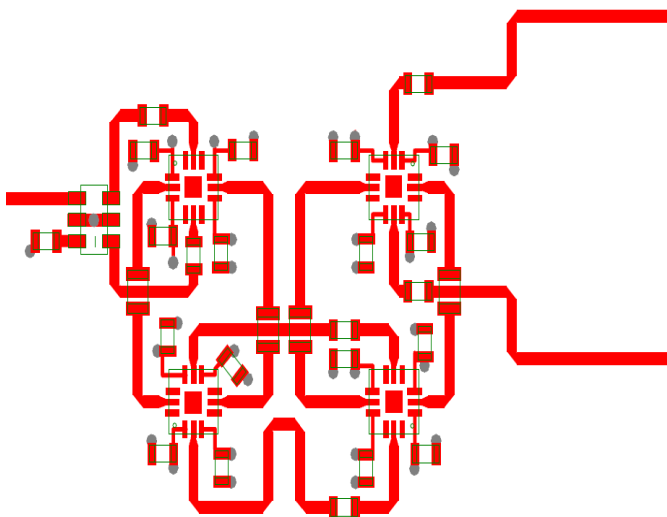


Fig. 12. Diseño de conmutación entre dos elementos consecutivos

D. Diseño del desfasador entre subarrays

En este caso el esquema de desfasajes entre subarrays tiene tres híbridos para el desfase de 180°, tres conmutadores y líneas de retardo que implementan los desfases descritos anteriormente (Fig. 13).

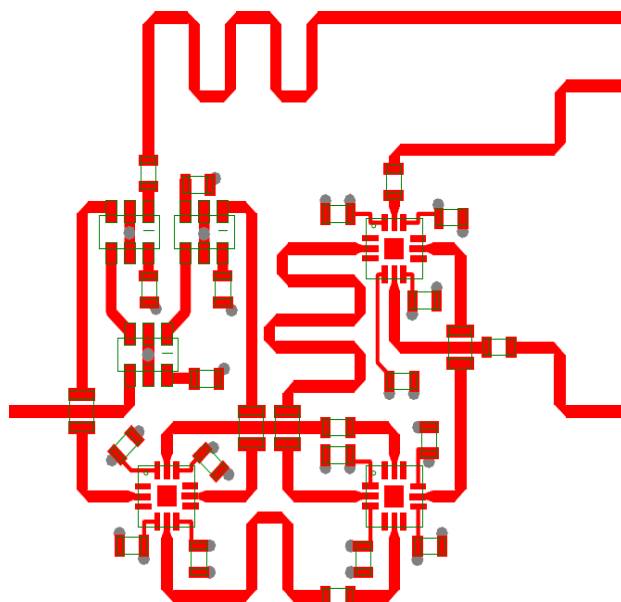


Fig. 13. Diseño de conmutación entre los subarrays

E. Ventajas e inconvenientes

Con el diseño presentado se ha conseguido una estructura de desfase escalonada que permite realizar estructuras bastante compactas y de bajo precio.

El inconveniente de la solución es que el número de bits de control aumenta considerablemente, con lo que si la antena necesita bastantes desfasadores el sistema de control de la antena será más complejo.

VI. CONCLUSIONES

Se han estudiado tres posibles soluciones para realizar el desfase en un array de antena con apuntamiento variable. Se ha analizado una solución con redes de Butler y otra con desfasadores discretos llegando a un último sistema que combina ambos planteamientos.

Si se compara este último esquema con los desfasadores individuales asociados a cada parche, el número de conmutadores se reduce. El mayor inconveniente del sistema de Butler es la cantidad de híbridos necesarios, así como la dependencia con la estructura de la antena, que puede llevar a cruces entre líneas haciendo de ésta una solución más compleja.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer a Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología (CICYT) por la financiación del proyecto con referencia TEC2008-06736-C03-01/TEC y a la Universidad Politécnica de Madrid por la beca de personal de investigación en formación.

REFERENCIAS

- [1] S.K. Koul and B. Bhat, "Microwave and Millimeter Wave Phase Shifter", Vol. I & II, Ed. Artech House INC, 1991.
- [2] R. J. Mailloux, *Phase Array Antenna Handbook*, Artech House 1994.
- [3] J. Butler and all "Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas", *Electronic Design*, Vol. 9, pp. 170-173, April 1961
- [4] H.J. Moody, "The Systematic Design of the Butler Matrix IEEE" trans. *On Antennas and Propagation*, Nov. 1964