

Desplazador de Fase Activo para Arreglo Faseado de Amplitud Uniforme

Ailyn Estévez Hidalgo, Daniel M. Medinas Mateo, Miguel E. Landa Rodríguez, Leysi Rizo Salas

RESUMEN

En el presente trabajo se diseña e implementa un desplazador de fase activo de tipo cuadratura basado en transistores de efecto de campo (FET) a la frecuencia de 2.44 GHz. El desplazamiento de fase es obtenido por la adición de dos vectores ortogonales, variando adecuadamente los voltajes de control a amplitud constante. Se muestran los resultados de las simulaciones del diseño mediante el software Microwave Office y el desfase alcanzado por este diseño utilizando sustrato ARLON 25N es de 89.45°, valor muy próximo al esperado teóricamente (90°) y una ganancia de aproximadamente 7.7 dB. Desafortunadamente, su implementación práctica en una placa de circuito impreso de FR4, provocó una disminución del desfase a 79°, y pérdidas de inserción, debido a que el sustrato FR4 introduce pérdidas cercanas a 7 dB. No obstante, se comprueba su funcionamiento. Este desplazador puede ser utilizado en arreglos faseados de amplitud uniforme pues se obtiene en Matlab una función que describe el comportamiento de los voltajes de control para mantener la amplitud a la salida constante.

Palabras claves: Arreglos faseados, desplazadores de fase, voltajes de control, amplitud constante.

Active Phase Shifter for Phased Array of Uniform Amplitude

ABSTRACT

In this work, a quadrature type active phase shifter based on field effect transistors (FET) is designed and implemented at the frequency of 2.44 GHz. The phase shift is obtained by the addition of two orthogonal vectors, varying adequately control voltages at constant amplitude. The results of the design simulations are shown by the Microwave Office software and the phase shift achieved by this design using the ARLON 25N substrate is 89.45°, a value very close to that theoretically expected (90°) and a gain of approximately 7.7 dB. Unfortunately, its practical implementation on a printed circuit board of FR4, caused a decrease of the phase shift to 79°, and insertion losses, because the FR4 substrate introduces losses close to 7 dB. However, its operation is checked. This phase shifter can be used in phased arrays of uniform amplitude because a function is obtained in Matlab which describes the behavior of the control voltages to maintain the amplitude at the constant output.

Keywords: Phase Arrays, phase shifters, control voltages, constant amplitude.

1. -INTRODUCCIÓN

En la actualidad es necesario el uso de sistemas más sofisticados que cumplan con los requerimientos actuales de las comunicaciones móviles, siendo una solución los sistemas de arreglos faseados, los cuales constan de dos elementos indispensables: el arreglo de antenas y los desplazadores de fase, para lograr un barrido de fase que permita dirigir el haz de radiación en la dirección deseada [1]. En principio los arreglos faseados son un conjunto de antenas, en el cual las fases relativas de las señales con que se alimenta cada elemento se varían intencionadamente, con el objetivo de alterar el diagrama de radiación del conjunto, logrando reforzar la radiación en una dirección determinada o específica [2].

Dada la importancia que presentan los arreglos faseados para los sistemas de comunicaciones inalámbricos, se hizo necesario investigar los desplazadores de fases activos, con el objetivo de que el Laboratorio de Comunicaciones Inalámbricas de la Universidad Tecnológica de La Habana cuente con un prototipo para futuras investigaciones en un sistema de arreglo faseado. El desplazador de fase activo de tipo cuadratura es una buena elección debido a las ventajas que

presenta en cuanto al desfase que puede alcanzar, la ganancia que introduce los amplificadores y la rápida respuesta de los transistores FET.

Inicialmente se aborda la teoría del desplazador de fase en cuadratura y se analiza su principio de funcionamiento. Posteriormente se muestra con la ayuda del software Microwave Office el diseño del desplazador de fase en cuadratura en la banda de 2.4 GHz. Finalmente se ilustra el prototipo implementado y se analizan los resultados obtenidos.

2.- DESPLAZADOR DE FASE ACTIVO DE TIPO CUADRATURA

El desplazador de fase de tipo cuadratura está basado en la suma compleja de dos vectores ortogonales variables con los que se consigue una diferencia de fase de 0-90° [3]. Un desplazamiento de fase variable es alcanzado realizando ajustes de las amplitudes relativas de los dos vectores. Los FETs de doble puerta con frecuencia son empleados como elementos de ganancia variable en los desplazadores activos analógicos, principalmente por su rapidez de conmutación [4]. Los FETs de una única puerta son una atractiva alternativa cuando se consideran características de disponibilidad, coste, rango de potencia, ganancia y características de ruido. El diagrama de un desplazador activo en cuadratura es mostrado en la Figura 1.

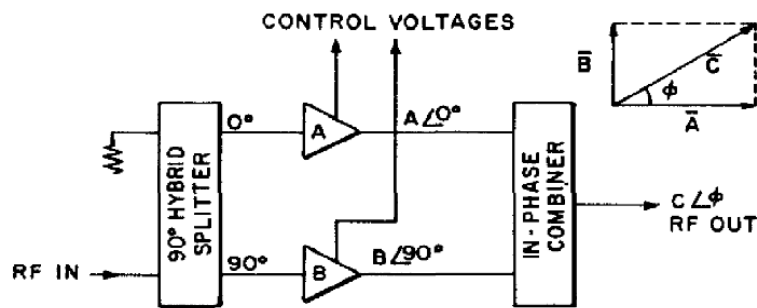


Figura 1
 Desplazador de fase activo en cuadratura.

La señal de entrada es dividida en dos trayectorias con un desfase de 90°, representada por los vectores A y B. La amplitud de cada vector es controlada por un amplificador de ganancia variable. Las señales amplificadas son sumadas por medio de un combinador en fase para producir la salida resultante de radiofrecuencia (RF OUT), el vector $C \angle \phi$. La amplitud y la fase del vector resultante C pueden ser controladas mediante el ajuste de forma individual de los componentes A y B, obteniéndose un desplazamiento continuo, que en teoría puede ser alcanzado si se realiza una apropiada selección de la ganancia de los amplificadores A y B.

Como el arreglo de antenas para el que se desea diseñar es de distribución de amplitud uniforme es necesario mantener la amplitud de la señal de salida constante, independiente de la selección de fase a la salida; para esto se debe cumplir que la magnitud del vector resultante sea invariante al mover el fasor. Esto se logra variando simultáneamente las amplitudes de las señales A y B, a través de los voltajes de polarización que controlan los amplificadores, cumpliéndose que:

$$C = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (1)$$

donde la fase es:

$$\phi = \tan^{-1} \frac{A}{B} \quad (2)$$

De esta manera variando los voltajes de control se puede manejar la fase del dispositivo.

3.- DISEÑO DEL DESPLAZADOR DE FASE EN CUADRATURA

En este punto se realiza una breve descripción de los parámetros de dispersión y la configuración de cada uno de los elementos que conforman el modelo del desplazador con sus terminales identificados. El diseño del desplazador de fase tipo cuadratura está compuesto por un acoplador híbrido en cuadratura, los amplificadores de ganancia variable y un combinador de potencia.

Los híbridos en cuadratura son acopladores direccionales con pérdidas de inserción igual a -3 dB y una diferencia de fase de 90° en las señales de salida [5]. Estos híbridos son a menudo construidos sobre microcinta.

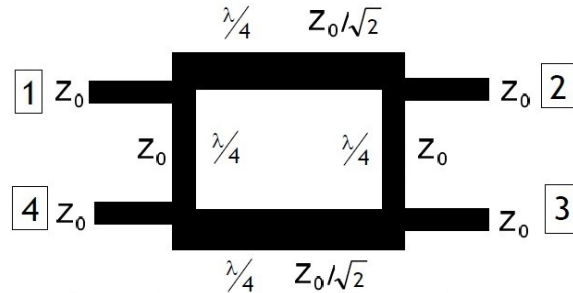


Figura 2.
Híbrido en cuadratura de 90°. (6)

Haciendo referencia a la Figura 2, la operación básica del híbrido en cuadratura, con todos los puertos acoplados, es dividir equitativamente la potencia de entrada del puerto 1 entre los puertos 2 y 3, con una diferencia de fase de 90° entre las señales de salida de estos puertos. En el puerto 4 no va a haber potencia acoplada, este será el puerto de aislamiento. La matriz de dispersión queda como se muestra en la siguiente expresión:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

La matriz de dispersión de este dispositivo tiene un alto grado de simetría, ya que cada fila se puede obtener por una trasposición de la primera [7].

El diseño del amplificador de ganancia variable consta de dos secciones, un atenuador que se controla a través de un voltaje de polarización en inversa y un amplificador empleando un transistor JFET. Cuando el JFET se utiliza en la región anterior a la contracción del canal (tensiones de drenaje - fuente pequeñas) se comporta como una resistencia controlada por tensión, la corriente aumenta linealmente con la tensión de drenaje-fuente y el dispositivo se comporta como una resistencia cuyo valor está determinado por la tensión de puerta. Esta característica se utiliza en aplicaciones como resistencia controlada por tensión, en atenuadores variables, controles automáticos de ganancia, etc. [8] Mientras el JFET se mantenga en la zona resistiva (V_{DS} pequeñas) la resistencia entre drenaje y fuente disminuye a medida que aumenta la tensión de puerta - fuente (V_{GS}). A través de los amplificadores de ganancia variable, realizando ajustes en las amplitudes relativas se define la suma compleja de dos vectores ortogonales, dando como resultado una variación de fase de 0-90° a la salida del combinador de potencia.

El combinador/divisor de potencia de Wilkinson como su nombre lo indica, es un divisor o combinador de potencia con -3 dB de pérdidas de inserción en la señal (o señales) de salida. El término “combinador” se refiere a la naturaleza recíproca de todos los divisores de potencia, es decir si se utiliza en reversa, la salida es la suma de dos señales de entrada. En los divisores de Wilkinson las señales de salida se encuentran en fase, o sea que hay 0 grados de desplazamiento entre las mismas. En la Figura 3 se muestra este divisor de potencia. [9]

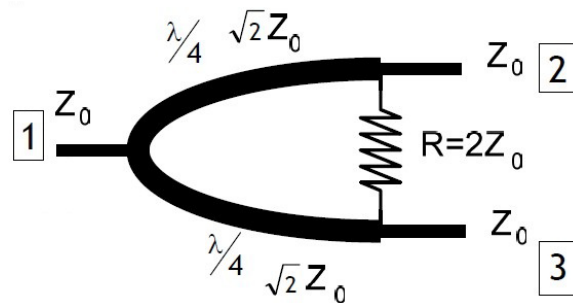


Figura 3.
Divisor de potencia de Wilkinson. [6]

La señal de entrada por el puerto 1 se divide entre los puertos 2 y 3 de manera equitativa, con pérdidas de inserción de -3dB. La fase de estas señales de salida por dichos puertos se mantiene constante, además del aislamiento entre los puertos de salida. Los parámetros de dispersión ilustran este comportamiento, quedando la matriz S como:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

La ecuación 4 expresa el aislamiento existente entre los puertos 2 y 3, así como la simetría existente entre ellos. Para el diseño del dispositivo se utilizan puertos de entrada y salida de radiofrecuencia del dispositivo de 50Ω para poder emplear conectores SMA. El tipo de sustrato que se selecciona para las líneas de microcinta es el ARLON 25N que presenta las características siguientes:

Tabla 1
Substrato ARLON 25N

Substrato	Constante dieléctrica (ϵ_r)	Altura del dieléctrico (h) [mm]	Espesor del conductor (t) [mm]	Tangente de Pérdidas
ARLON 25N	3.38	0.76	0.035	0.017

3.1.- DISEÑO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO EN CUADRATURA

El acoplador híbrido en cuadratura para la banda de frecuencia de trabajo se diseñó sobre líneas de microcinta, cuyas dimensiones se determinaron con la ayuda de la herramienta Tx Line que nos brinda el software Microwave Office. El comportamiento del diseño propuesto se analiza a partir de sus parámetros S en la banda de frecuencia requerida, por lo tanto, a continuación, se muestra en la Figura 4 las pérdidas de retorno (S_{11} , S_{14}) y de inserción (S_{12} , S_{13}).

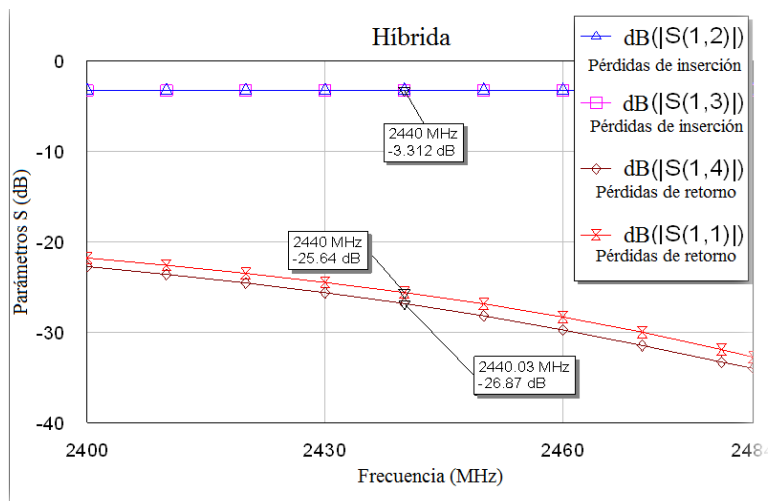


Figura 4
Pérdidas de inserción y de retorno del acoplador híbrido diseñado.

El resultado de las pérdidas de inserción de la Figura 4 muestra un valor cercano a los -3 dB, correspondiéndose con el valor esperado según los fundamentos teóricos estudiados. Las pérdidas de retorno y el aislamiento entre los puertos de entrada alcanzan valores que se encuentran por debajo de los -10 dB, lo que se considera aceptable en la práctica.

Las fases de las señales de salida se muestran en la Figura 5, estableciéndose una diferencia de fase de 89.93° , desfasaje que se aproxima considerablemente al criterio teórico de desfasaje de este tipo de desplazador.

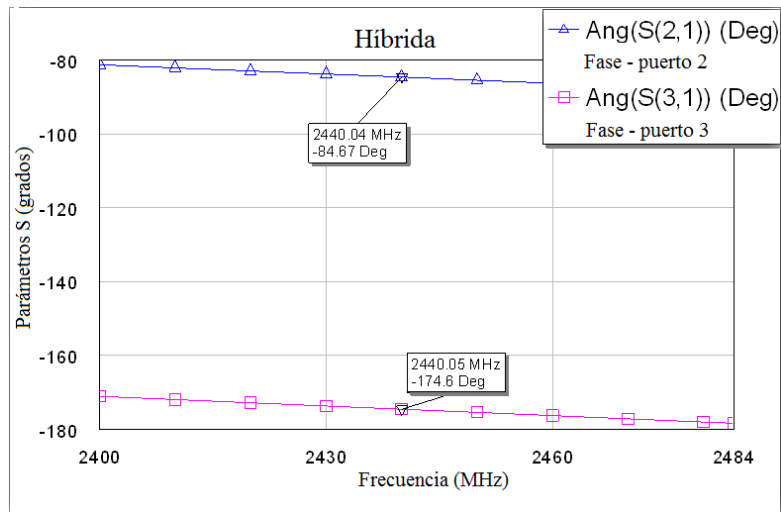


Figura 5
 Fase de las señales de salida del acoplador híbrido.

Con este resultado se confirma que el diseño logra el desplazamiento de fase necesario a la salida de la híbrida, obteniéndose dos señales en cuadratura de acuerdo con la bibliografía consultada [5-7].

3.2.- AMPLIFICADOR DE GANANCIA VARIABLE

El amplificador de ganancia variable (VGA) se implementa empleando un circuito atenuador lineal seguido de una etapa de amplificación. Para la realización de este diseño se emplean dos transistores JFET, uno en configuración fuente común y otro en configuración puerta común. El amplificador de ganancia variable se muestra en la Figura 6.

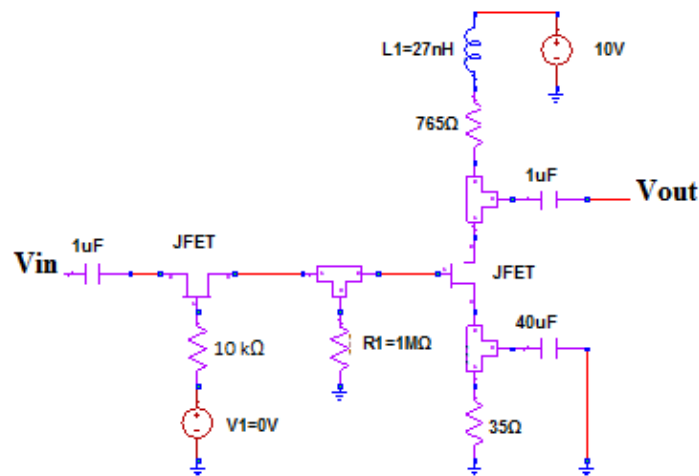


Figura 6
 Amplificador de ganancia variable.

El transistor empleado en el atenuador variable se encuentra trabajando en la región resistiva (tensiones de drenaje - fuente pequeñas) comportándose como una resistencia controlada por voltaje, si el voltaje por la puerta del transistor es cero, se comporta como un circuito cerrado [10, 11]. En este caso la señal de salida es prácticamente igual a la de entrada. A medida que el valor de la puerta se hace más negativo, se aproxima a un circuito abierto (corriente de drenaje aproximadamente igual a 0) y por tanto la amplitud de la señal a la salida disminuye.

El amplificador se diseña con una configuración fuente común, con un circuito de autopolarización por fuente que fija el punto de operación en la zona de saturación. El valor R1 recomendado es de un valor de 1 MΩ para no perder la ventaja de alta impedancia de entrada del dispositivo. Entre la fuente de alimentación y la resistencia de drenaje se conecta una bobina de choque L1, para evitar que la señal de radio frecuencia interfiera con la corriente de directa de dicha fuente.

Para $V_1=0$ se obtiene la máxima ganancia del VGA como se muestra en la Figura 7.

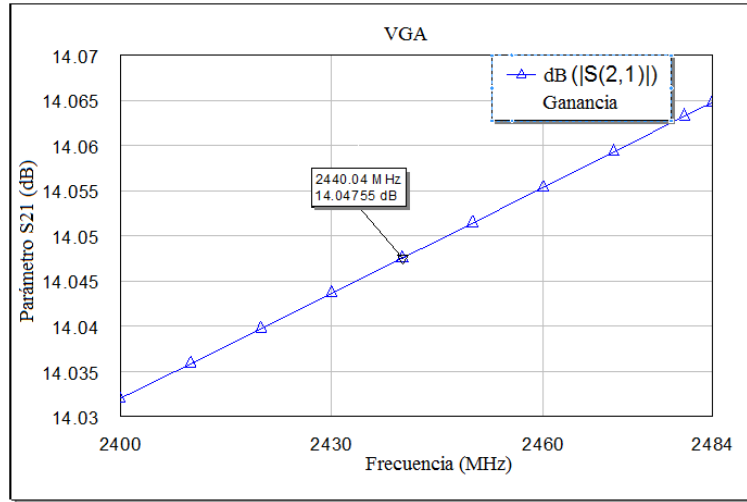


Figura 7
Ganancia del VGA para $V_1=0$ V.

Realizando una variación de voltaje en polarización inversa por la compuerta del transistor en configuración pasiva (atenuador variable), se determinó el rango de voltaje necesario para obtener la máxima atenuación como se muestra en la Figura 8, para la cual el dispositivo tiene un comportamiento adecuado.

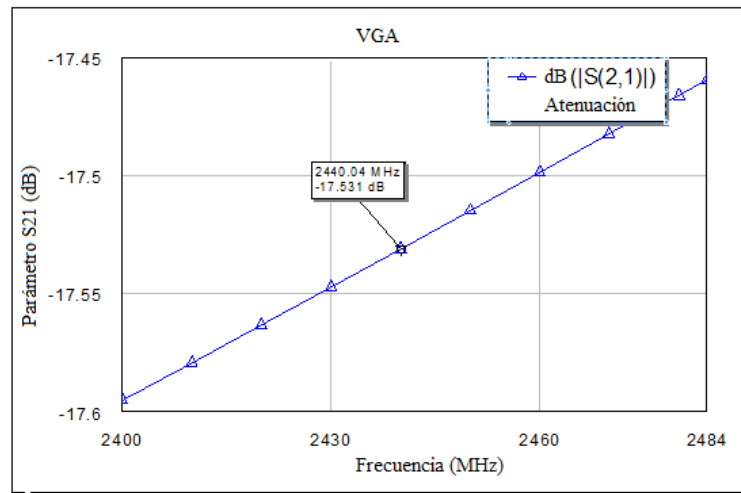


Figura 8
Atenuación de VGA para $V_1=-1.66$ V.

Dicho comportamiento implica que no existan inversiones de fase, pérdida de linealidad en la ganancia y/o oscilaciones del transistor. A partir de estas consideraciones el valor de voltaje mínimo es de -1.66 V, resultando una atenuación de la señal de -17.5 dB. Es importante destacar que el rango de ganancia del amplificador es: $14.4 - (-17.53) = 31.9$ dB.

3.3.- COMBINADOR DE POTENCIA DE WILKINSON

El divisor de potencia de Wilkinson es un acoplador que divide la señal de entrada en dos señales de media potencia a la salida sin introducir desfasaje entre ellas. El divisor de potencia de Wilkinson será utilizado como combinador de potencia, o sea de forma inversa, para combinar (sumar vectorialmente) dos señales de entrada, obteniéndose a la salida un vector

resultante. Realizando los cálculos necesarios de las líneas de microcinta con la herramienta Tx Line, se logra el diseño del combinador de Wilkinson.

El análisis de las pérdidas de inserción (S23, S12) y de retorno (S11, S13) a partir de los parámetros S se muestra en la Figura 9.

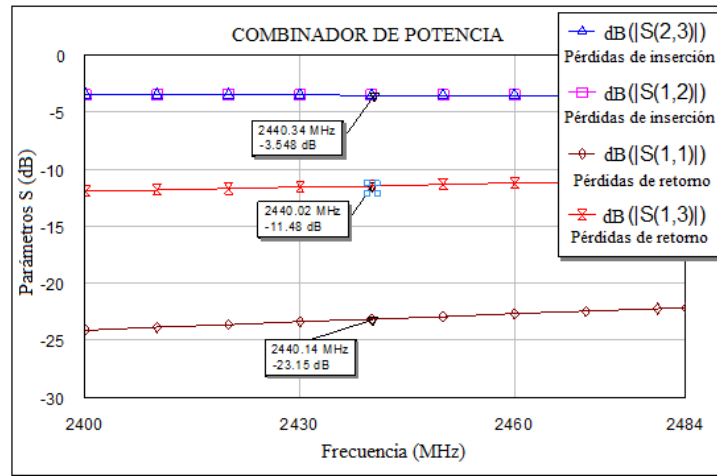


Figura 9
Pérdidas de inserción y de retorno del combinador de Wilkinson.

Las pérdidas de inserción correspondientes al combinador son de -3.5 dB, mientras que las pérdidas de retorno y de aislamiento del combinador están por debajo de los -10 dB, por lo que se consideran valores adecuados según la teoría. Una vez analizada cada una de las partes que componen el diseño, el desplazador se muestra en la Figura 10.

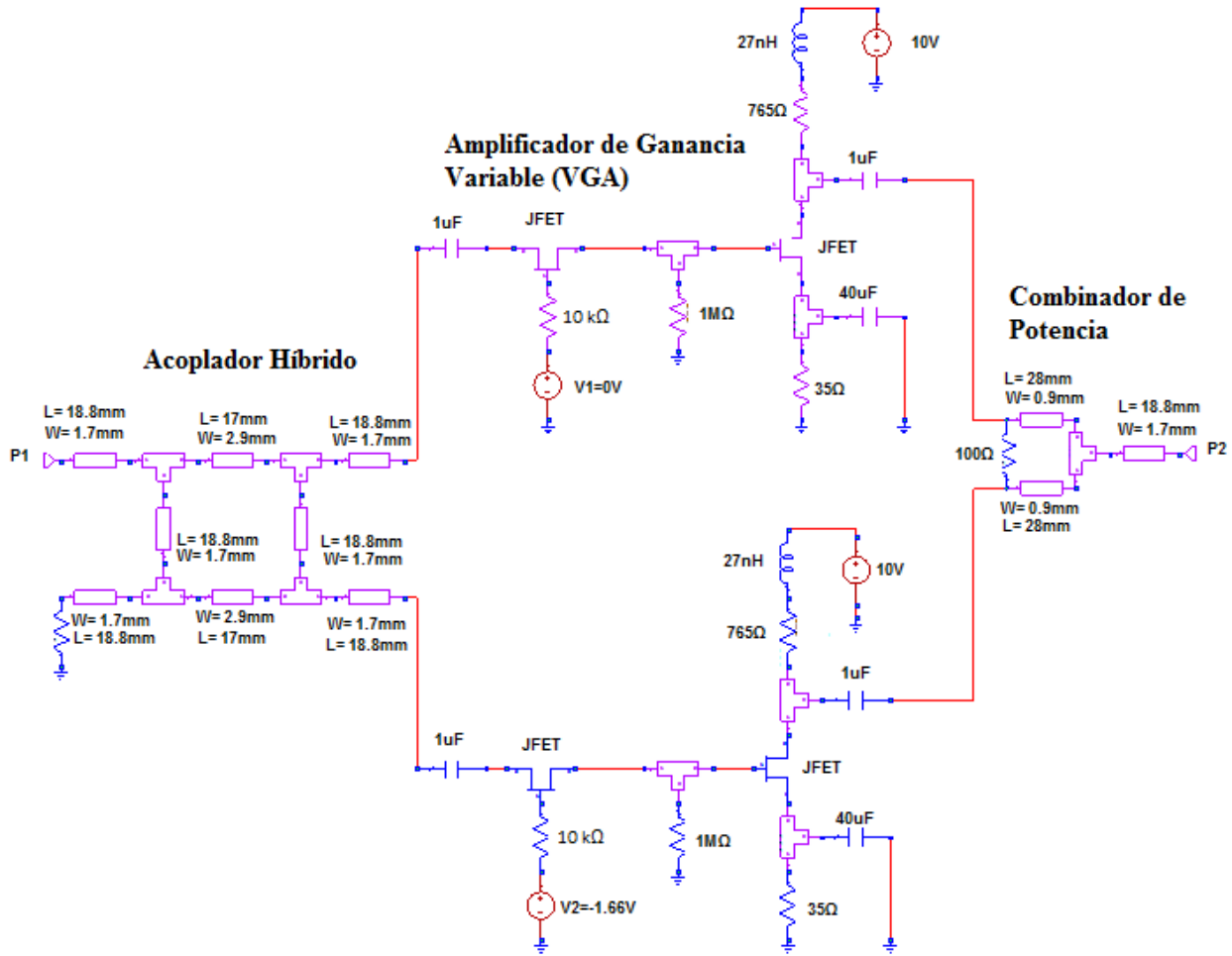
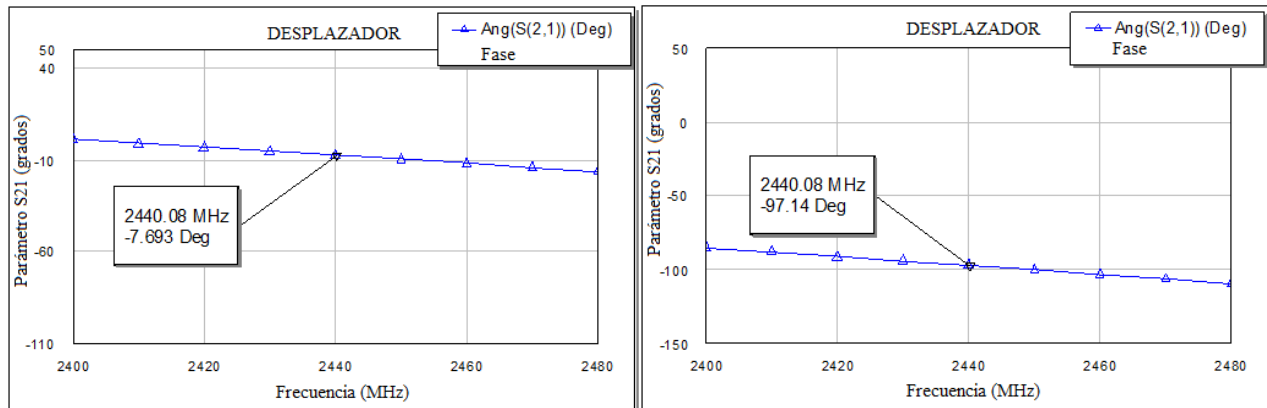


Figura 10
 Diseño del desplazador de fase activo.

Para determinar el desplazamiento de fase en el puerto de salida P2, se parte de la fase inicial -7.693° cuando $V_1 = 0\text{ V}$ y $V_2 = -1.66\text{ V}$ como se muestra en la Figura 11a).



a) $V_1 = 0\text{ V}$ y $V_2 = -1.66\text{ V}$

b) $V_1 = -1.66\text{ V}$ y $V_2 = 0\text{ V}$

Figura 11
 Fase de la señal de salida en P2 para: a) $V_1 = 0\text{ V}$ y $V_2 = -1.66\text{ V}$, b) $V_1 = -1.66\text{ V}$ y $V_2 = 0\text{ V}$.

Luego de variar los valores de V_1 y V_2 hasta llegar al límite del intervalo donde $V_1 = -1.66$ V y $V_2 = 0$ V, se puede observar en la Figura 11b) que la fase final es 97.14° , por lo que el desfasaje es:

$$\phi_{final} - \phi_{inicial} = 89.45^\circ$$

El desfasaje logrado por este diseño es de 89.45° , valor muy próximo al esperado teóricamente 90° . Una vez definido el rango de voltaje en el que se va a trabajar, se analiza mediante la simulación en el software Microwave Office el comportamiento de la variación de V_2 con respecto a V_1 , para mantener la misma amplitud de la señal a la salida en P2, obteniéndose una serie de puntos de la curva que rige dicho comportamiento. A partir de estos resultados se utiliza el software MATLAB para graficar la función matemática que describe dicha curva. Empleando un algoritmo en MATLAB se realiza un ajuste de curva dando como resultado un polinomio de orden 12. La Figura 12 muestra la curva que se obtiene del ajuste realizado. Los resultados evidencian un alto grado de aproximación a la curva original, el error cuadrático medio que se comete al aproximar con este polinomio es de 1.8858436×10^{-4} .

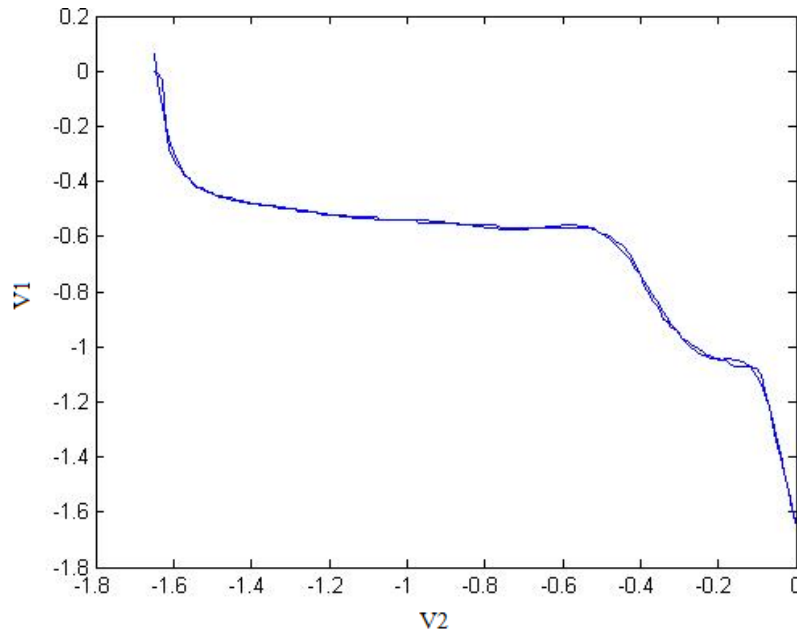


Figura 12
Ajuste de la curva de V1 en función de V2.

El polinomio que se calcula se inserta en el software de simulación Microwave Office; de esta manera se establece una dependencia de V_1 en función de V_2 , variando simultáneamente los voltajes de polarización por la compuerta de los atenuadores. La ganancia durante el desplazamiento de fase se mantiene aproximadamente constante y tiene como valor promedio 7.6 dB como se muestra en la Figura 13.

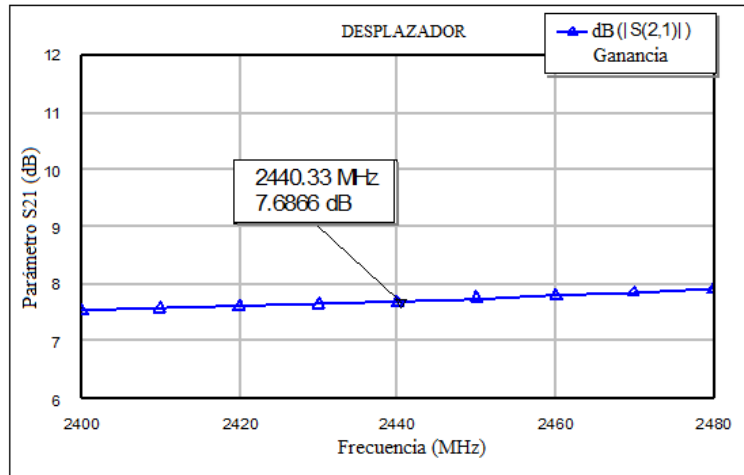


Figura 13
Ganancia del desplazador en cuadratura.

Variando simultáneamente los voltajes por la puerta de los atenuadores con una resolución de 0.01 V se obtiene una variación de ganancia de 0.3 dB, lo cual representa como error relativo de la ganancia de 7.68 dB aproximadamente el 4 %. Idealmente la ganancia de un desplazador variable debe permanecer constante cuando varía la fase, no obstante, esto depende de la aplicación (algunas toleran pequeñas variaciones de la ganancia). En la práctica se acepta un valor de variación máxima de 1 dB, para considerar ganancia constante en sistemas de arreglos faseados con distribución de amplitud uniforme.

4.- IMPLEMENTACIÓN DEL DISEÑO

La construcción del diseño se realizó en sustrato dieléctrico FR4, puesto que se necesitó la colaboración del Centro de Investigaciones, Desarrollo y Producción “Grito de Baire” teniendo en cuenta la complejidad del *layout* del circuito. Lamentablemente en dicho centro no se contaba con el ARLON 25N, empleado en la simulación del dispositivo. Esto afectará los resultados respecto a lo que se esperaba, lo cual se analizará posteriormente. La Empresa Grito de Baire trabajó a partir del *layout* del impreso. La producción del impreso fue automatizada y el montaje de las componentes se hizo con las herramientas más adecuadas y las medidas de aterramiento que se exigen. Las características del FR4 utilizado se muestran en la Tabla 2, y la implementación en la Figura 14.

Tabla 2
Características del sustrato FR4

Substrato	Constante dieléctrica (ϵ_r)	Altura del dieléctrico (h) [mm]	Espesor del conductor (t) [mm]	Tangente de Pérdidas
FR4	4.2	1.5	0.035	0.02

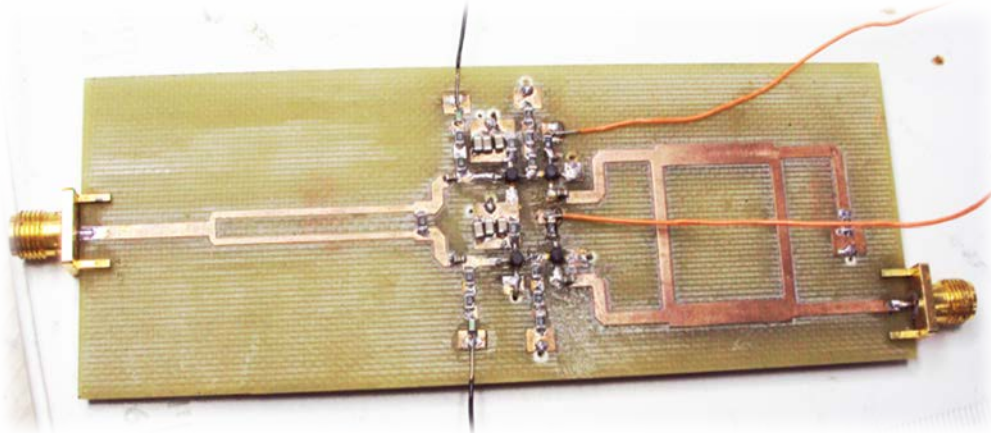


Figura 14
Construcción del diseño del desplazador de fase activo.

Tanto la permitividad relativa, llamada constante dieléctrica, como la tangente de pérdidas son considerados parámetros determinantes en el desempeño de los dispositivos de microcintas. Ambos afectan el rendimiento eléctrico del dispositivo y de la línea de transmisión. La tangente de pérdidas, conocido como factor de disipación, si tiene un valor alto produce pérdidas en el dieléctrico y por consiguiente la eficiencia del dispositivo es baja. El cambio del sustrato debido a todas sus características de tangente de pérdidas, constante dieléctrica y altura del material, provoca el cambio de las dimensiones de las líneas de transmisión lo que provoca mayores pérdidas en dichas líneas y un desacoplamiento de impedancia en el diseño. Esto a su vez influye de forma significativa y negativa en la ganancia del dispositivo y en el desplazamiento de fase logrado en un primer momento con el sustrato ARLON 25N que tiene mejores características (menor tangente de pérdidas, menor constante dieléctrica y menor altura). El FR4 presenta una tangente de pérdidas superior al ARLON 25N, por lo que se espera que los resultados de la medición se degraden respecto a los simulados, como se observa en los parámetros de interés en las Figuras 15 y 16.

Las mediciones correspondientes se hicieron con la ayuda del analizador vectorial de redes para hallar los parámetros de fase y ganancia. Como resultado se obtuvo una fase inicial de -79.21° cuando $V_1 = 0\text{ V}$ y $V_2 = -1.66\text{ V}$, variando los voltajes de control simultáneamente mediante fuentes de alimentación hasta llegar al límite del rango en donde $V_1 = -1.66\text{ V}$ y $V_2 = 0\text{ V}$ se obtuvo una fase final de -157.76° , estos resultados se muestran en la Figura 15.

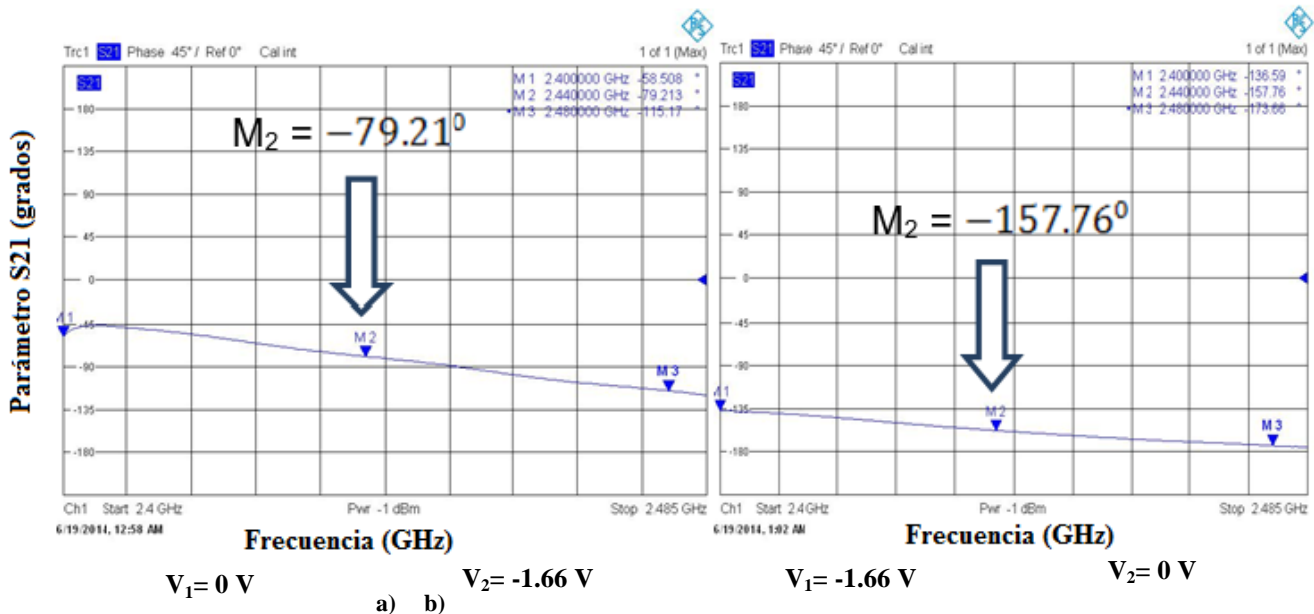
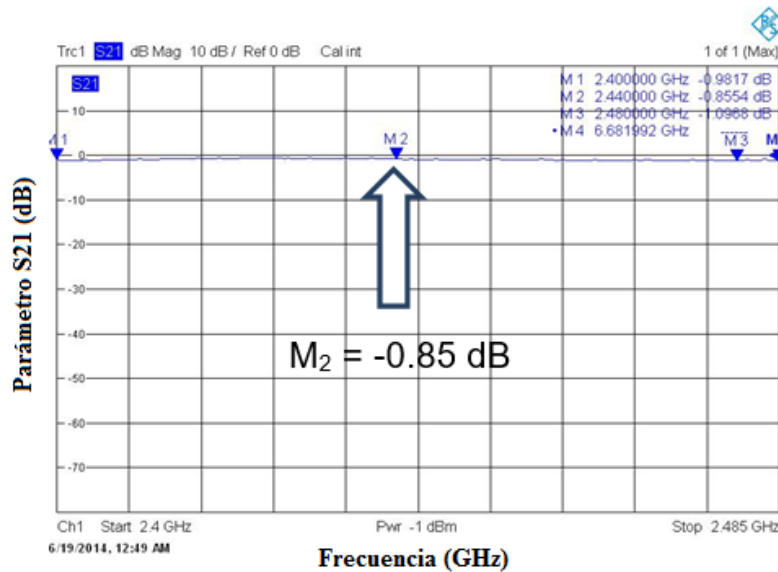


Figura 15
Mediciones de fase: a) Medición de la fase inicial. b) Medición de la fase final.

La diferencia entre las fases inicial y final es 78.55° , este resultado es de 10° menor que el obtenido en la simulación, que era de 89.45° . El resultado de la medición de ganancia se observa en la Figura 16.



Frecuencia (GHz)
Figura 16
Medición de la ganancia.

Como se mencionó anteriormente el sustrato empleado en la implementación del dispositivo, no es el que se utilizó en el proceso de simulación. En la Fig. 16 se aprecia que no existe ganancia, sino pérdidas de inserción, puesto que el FR4 a la frecuencia de 2.44 GHz, introduce unas pérdidas cercanas a 7 dB. A pesar de los resultados, se comprueba que el prototipo funciona ya que se logra desplazar la fase de señal 78.55° , por lo que este dispositivo después de un proceso de optimización en el sustrato deseado podría reproducirse y realizarse pruebas para variar la posición del lóbulo principal del diagrama de radiación de un arreglo de antenas faseado.

5.- CONCLUSIONES

En este artículo se presentó el diseño de un desplazador de fase activo empleando transistores JFET para la banda de 2.4 GHz, con un desplazamiento de fase de 89.45° . Debido a que no se contaba con el sustrato ARLON 25N, se implementó el diseño obtenido, pero en sustrato FR4 de mayores pérdidas, lo que influyó negativamente en los resultados medidos logrando en la práctica un desplazamiento de 79° . Además, es importante tener en cuenta las posibles fuentes de error que deben haber existido en el proceso de construcción del dispositivo. Este resultado constituye un paso de avance en la actualización de contenidos sobre los desplazadores de fase, permitiendo contar en el Laboratorio para Comunicaciones Inalámbricas de la Universidad Tecnológica de La Habana con un prototipo para futuras investigaciones. En el software de análisis Matlab, se obtiene la función matemática que describe el comportamiento de los voltajes que controlan la fase manteniendo la misma amplitud de la señal de salida, por lo que el diseño del desplazador de fase puede ser empleado en las redes de conformación de haz para arreglos faseados de amplitud uniforme. Una recomendación es simular y optimizar nuevamente para sustrato FR4 o si fuera posible debido a sus características de pocas pérdidas implementar el diseño en sustrato ARLON 25N y comprobar los resultados logrados en la simulación.

AGRADECIMIENTOS

Los autores desean agradecer a Dr. C.T. Miguel Eduardo Borrego Corona y a la MSc. Grettel Rodríguez Trujillo que radican en el Centro de Investigaciones, Desarrollo y Producción "Grito de Baire" por su colaboración en la construcción del desplazador de fase activo, sin su ayuda no hubiera sido posible la implementación del prototipo.

REFERENCIAS

1. Ortega C, Patricio EPO, Morales AJ. Estudio de Antenas Inteligentes y principales aplicaciones en los sistemas de telefonía móvil. XIX Jornadas en Ingeniería Eléctrica y Electrónica [Internet]. 2005; Vol 19. Disponible en: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/9831>

2. Mailloux RJ. Phased Array Antenna Handbook. 2nd ed. Boston, London: Artech House, Inc.; 2005.
3. Fernández I.T. Mejora de La Linealidad en Desfasadores Basados en Diodos Varactores. Departamento de Telecomunicaciones. Universidad de Cantabria; 2013.
Disponible en: <https://repositorio.unican.es/xmlui/bitstream/handle/10902/4067/360937.pdf?sequence=1>
4. Kumar M, Menna RJ, Huang HC. Broad-Band Active Phase Shifter Using Dual-Gate MESFET. IEEE Microwave Theory and Techniques Society. 1981; 29 (10): 1098-1102.
5. RF, RFIC, Microwave, Systems Tutorials. [database en Internet: www.rfic.co.uk]. Febrero 2003- [citada en enero 2015]. RF & Microwave Circuits: Phase Shifter;
Disponible en: http://www.odyssey.nildram.co.uk/RFMicrowave_Circuits_Files/Phase_%20Shifter.pdf
6. Campos. JLM, Cruz J.A.R. Diseño de circuitos pasivos de RF. Curso de Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia para Máster en Ingeniería Informática y de Telecomunicación. Grupos Colaboradores: Universidad Autónoma de Madrid - Universidad Politécnica de Madrid. 2008. Disponible en: http://arantxa.ii.uam.es/~acaf/Documentacion/Tema_II_Teoria_Circuitual_RF.pdf
7. Pozar D.M. Microwave Engineering (Third ed.). John Wiley & Sons, Inc.; 2005.
8. Palacios M.S.R. Diseño y Simulación de Amplificadores de Microondas de Ganancia Variable. Doctorado en Ingeniería y Tecnología. Universidad de Guadalajara. México; 2005. URL: <http://www.upct.es/geat/Descargas/PFCs/5-Anna-LNA2.pdf>.
9. Edwards M.L. Couplers, Combiners and Dividers. 2001. Disponible en: <http://www.sputtr.com/couplers>
10. Jiménez OM, Martín IJF, Sierra JLM. "Introducción a la tecnología de antenas inteligentes. Aplicación UMTS". Comunicaciones y Telefónica I+D. España. Junio 2001, Número 21: 43-56. Disponible en: <http://www.radiocomunicaciones.net/pdf/introduccion-tecnologia-antenas-inteligentes.pdf>
11. Xinyi T. "Broadband Phase Shifter Design for Phased Array Radar Systems". PhD Thesis. Department of Electrical and Computer Engineering, National University of Singapore, Singapur, 2011. Disponible en: <https://123doc.org/document/3054749-broadband-phase-shifter-design-for-phased-array-radar-systems.htm>.

AUTORES

Ailyn Estévez Hidalgo, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica por el Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría en el año 2013. La Habana, Cuba. Email: ailynest.90@gmail.com, ailyn.90@nauta.cu. Actualmente investiga acerca de los arreglos faseados para aplicaciones de radares, lo cual constituye su tema de tesis de Maestría en Telecomunicaciones.

Daniel M. Medinas Mateo, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica por el Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría en el año 2014.

Miguel E. Landa Rodríguez, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica por el Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría en el año 2014.

Leysi Rizo Salas, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, Máster en Sistemas de Telecomunicaciones y Doctora en Ciencias Técnicas, por el Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría. Graduada en el año 2007, 2010 y 2013 respectivamente. Profesora Auxiliar del Dpto. de Telecomunicaciones y Telemática del ISPJAE (2013). Student Member de la IEEE y PELS.