

## IMPLEMENTACIÓN DE UN TRANSMISOR LINC INTEGRADO A LA FRECUENCIA DE 2 GHZ

**Roberto Acosta Quintana, Ramses Pérez Fagundo, Oliver Benavides Soto, Leysi Rizo Salas**

Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echeverría", Calle 114 No. 11901 e. Rotonda y Ciclovía, Marianao, La Habana, [leysi@electronica.cujae.edu.cu](mailto:leysi@electronica.cujae.edu.cu), 2MOVITEL S. A., Avenida 49 No.2831 Esq. 49A, Rpto. Kohly, Playa, Cuba. Ciudad de La Habana, [oliver@movitel.co.cu](mailto:oliver@movitel.co.cu)

### RESUMEN

Las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica se han desarrollado como alternativa viable para superar el límite del compromiso linealidad-eficiencia en los transmisores cartesianos tradicionales. Dentro de estas alternativas la arquitectura LINC se caracteriza por ser la que mejor respuesta presenta a la linealidad y la única que permite la amplificación de la señal de RF a través de dos amplificadores. El diseño propuesto parte de la simulación en el software HFSSv12 de una antena de microcinta acoplada por apertura con polarización circular (AAPC) a la frecuencia de 2GHz, la cual ofrece un ancho de banda de 580 MHz, una ganancia de 4.088dB a la frecuencia fundamental y una eficiencia en torno al 83%. Seguidamente se presenta el diseño y simulación en el software AWR Microwave Office de un amplificador de alta eficiencia clase E a la frecuencia de 2 GHz, cuyos principales resultados resultan en una ganancia de 12.02 dB, un valor de eficiencia de potencia añadida de 59.46% y una eficiencia de 62.91%. De esta forma se cuenta a prueba de concepto con las estructuras necesarias que hacen uso de la técnica de amplificación outphasing. Finalmente se implementa un transmisor LINC basado en el concepto de antena activa, como un esquema alternativo ante las estrictas exigencias que demandan las crecientes tendencias tecnológicas.

**PALABRAS CLAVES:** transmisor LINC, antenas de microcinta acopladas por apertura.

### ABSTRACT

The emergent architecture of cordless transmission has been developed as a good solution to improve the compromise of linearity-efficiency in the traditional Cartesian transmitters. One of them is the LINC architecture, this transmitter has the better answer to obtain high linearity and this is the only architecture to provide the amplification of RF signal with two amplifiers. The proposed design start with the simulation of aperture coupled microstrip antenna with circular polarization (AAPC) using HFSSv12 software. To 2 GHz frequency this antenna has a bandwidth of 580 MHz, gain of 4.088dB a fundamental frequency and efficiency of 83%. Beside this, the design and simulation of an class E high efficiency amplifier whit AWR Microwave Office software is presented to obtain a gain of 12.02 dB to 2 GHz frequency, a power efficiency of 59.46% and efficiency of 62.91%. Finally a LINC transmitter based on active antenna concept is implemented has an alternative scheme to rice the severe exigencies who demands the growing technologies tendency.

**KEYWORDS:** LINC transmitter, aperture coupled microstrip antenna.

## INTRODUCCIÓN

El desarrollo de estándares de comunicación inalámbrica basados en formatos complejos de modulación digital multinivel y multiportadora posibilita conseguir tasas muy altas de transmisión de datos por unidad de ancho de banda, con miras a lograr mayor eficiencia espectral, mayor inmunidad frente a ruido y fenómenos de propagación multitrayecto, etc. Estas concepciones han ejercido una enorme influencia sobre los últimos avances en las cabeceras de radio de los transceptores y transpondedores, que tienen entre sus principales desafíos el logro de una maximizada autonomía de los terminales de usuario, la reducción de los gastos relacionados al consumo de potencia de las estaciones base, así como una remarcada competitividad de la industria y la protección del medio ambiente. Resulta vital entonces, por su importancia en los sistemas de transmisión inalámbrica, que todos los esfuerzos sean encaminados a un adecuado diseño de los amplificadores de potencia que permita su empleo en altos niveles de conducción como garantía de una eficiencia óptima, y unido a ello un buen manejo de su linealidad, necesario compromiso que sin dudas constituye la primicia a alcanzar en los sistemas de comunicaciones móviles digitales actuales y venideros.

Las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica están fundamentadas en el uso de la energía y con la capacidad de superar la limitación ampliamente conocida en términos de compromiso linealidad-eficiencia de los mismos [1]. Entre ellas la arquitectura LINC está actualmente en el centro de atención de la comunidad científica internacional, puesto que esta técnica permite una amplificación eficiente de la señal sin que ello resulte en una penalización de la linealidad. Sin embargo la arquitectura LINC posee limitaciones en términos de eficiencia relacionadas con el proceso de combinación de las señales en el extremo receptor o transmisor. Teniendo lo anterior en cuenta se ha valorado la idea de combinar las señales provenientes de las ramas amplificadoras que componen al LINC mediante la propia estructura radiante, de forma tal que no sea necesaria la utilización del combinador de potencia.

En el Laboratorio para Comunicaciones Inalámbricas de la CUJAE se han dado pasos para la construcción de un transmisor LINC a partir de una antena activa, pero por limitaciones en los recursos y la capacidad de construcción de dispositivos no se ha podido implementar. De esta forma en el presente trabajo se realiza el diseño e implementación de un transmisor emergente con arquitectura LINC integrado sobre una antena de microcinta acoplada por apertura con polarización circular a la frecuencia de 2 GHz y sustrato FR4.

### ARQUITECTURAS EMERGENTES DE TRANSMISIÓN INALÁMBRICA

Las arquitecturas emergentes de transmisión son en general, diferentes del transmisor IQ, están fundamentadas en el uso de la energía y en muchos casos, se derivan de esquemas propuestos hace décadas, pero incorporan los más recientes avances tecnológicos en procesado digital de la señal y amplificación de potencia. Se basan además, en dos grandes principios: el ajuste dinámico de la

alimentación y el ajuste de la impedancia (línea) de carga del amplificador de potencia, siguiendo la envolvente de la señal a transmitir y evitando la degradación de la eficiencia que se produce cuando dichas condiciones se mantienen fijas [1].

### Transmisor Outphasing (LINC)

El concepto de la amplificación “outphasing” data de los años 1930 [2] y ha sido reactivado bajo la rúbrica de “Amplificación Lineal con Componentes no Lineales” (LINC) [3-5](Fig. 1), y empleado en una gran variedad de aplicaciones inalámbricas.

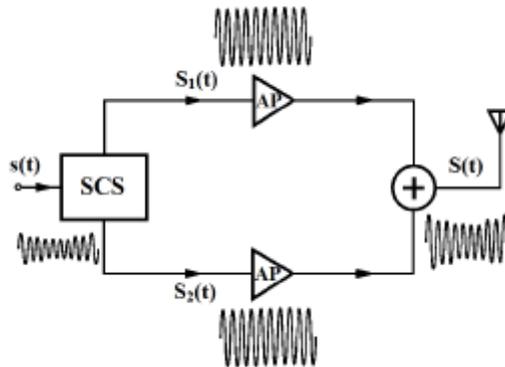


Figura 1. Diagrama en bloques de un LINC simplificado

La idea en sí es muy simple: una señal de envolvente compleja, con variaciones en amplitud y fase:

$$s(t) = a(t)e^{j\theta(t)}, \quad 0 \leq a(t) \leq V_m \quad (1)$$

es separada por el Separador de las Componentes de la Señal (SCS), en dos señales moduladas en fase y con amplitud constante.

$$\begin{aligned} s_1 &= s(t) - e(t) \\ s_2 &= s(t) + e(t) \end{aligned} \quad (2)$$

La señal de cuadratura es definida por:

$$e(t) = js(t) \sqrt{\frac{V_m^2}{a^2(t)} - 1} \quad (3)$$

Estas dos señales son amplificadas por separado y posteriormente combinadas. Mediante la red de combinación, las señales en fase se suman, mientras que las señales de cuadratura se cancelan mutuamente, por lo tanto se obtiene una réplica amplificada de la señal de entrada. La naturaleza de envolvente constante de las señales moduladas en fase posibilita el uso de amplificadores no lineales pero muy eficientes.

Resulta imprescindible entonces, para preservar los altos niveles de eficiencia de potencia en este sistema, lograr que la red de combinación de potencias sea eficiente. Una alternativa sería el uso de un combinador reactivo puro, como el planteado por Chireix en [6] o un combinador tipo “T” sin pérdidas como en [5], sin embargo estos métodos se encuentran limitados fundamentalmente por las variaciones de la impedancia de carga que se presentan a la salida de los amplificadores, lo que introduce un grado de distorsión considerable en la señal recuperada. La variación que ocurre en la impedancia de carga es una consecuencia del desfase que se produce entre las dos ramas de amplificación del LINC.

### DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN DE UNA ANTENA DE MICROCINTA AAPC

Se escogió como estructura radiante un parche con geometría cuadrada para excitar simultáneamente a la misma frecuencia modos ortogonales de igual amplitud, el hecho de que sus lados adyacentes tengan igual longitud lo hace posible, permitiendo obtener mayor pureza de polarización circular. Por cuestiones de disponibilidad para la futura construcción de la antena, tanto el parche como la línea de alimentación fueron diseñados sobre sustrato FR4. También se decidió emplear como sustrato de radiación una capa de aire para separar el sustrato superior del plano tierra lo cual permite aumentar la altura del dieléctrico de la antena, con el objetivo de lograr un incremento en la ganancia y el ancho de banda de la misma. Las características de estos materiales son expuestos en la siguiente tabla.

**Tabla 1 Características de los sustratos**

Sustrato	Número de Caras	$\epsilon_r$	H (mm)	Tan $\delta$	Ancho del cobre( $\mu\text{m}$ )
FR4	Simple	4.5	1.5	0.02	35
FR4	Doble	4.5	1	0.02	35

El procedimiento que se empleó para el cálculo de las dimensiones del parche es el que se describe a continuación:

El valor de la longitud (L) inicial del parche se obtuvo a partir de la expresión:

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

donde:

$c$  : velocidad de la luz en el vacío (3x10<sup>8</sup>m/s).

$f_0$ : frecuencia de resonancia.

$\epsilon_r$ : constante dieléctrica relativa.

En este diseño, en el que la antena está constituida por dos sustratos con diferentes constantes dieléctricas relativas como son el aire ( $\epsilon_r=1.006$ ) y el Fr4( $\epsilon_r=4.5$ ) se tomó la decisión de trabajar con la media geométrica de ambos, es decir, con una permitividad dieléctrica de 2.753.

Seguidamente se procedió al cálculo de la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{reff}$ ), la cual se obtuvo de la expresión (2), donde h (altura del sustrato dieléctrico superior) es 1.5 mm.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (5)$$

Luego se realizó el cálculo de  $\Delta L$ , a partir de la expresión 3, el cual tiene en cuenta el efecto de desbordamiento de los campos en la periferia del parche; con dicho valor se determinó el valor de L final a partir de la expresión:

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (6)$$

dando como resultado L=44.82 mm.

El ancho de la línea de alimentación se determinó a partir de la herramienta computacional PCAAD 5.0 el cual resultó ser 1.88 mm. La longitud de ambas líneas de alimentación es la misma, lo que implica que las señales que se le suministren a la antena deben haber sido previamente desfasado 90% una respecto a la otra, condición necesaria para la obtención de polarización circular.

La configuración de la ranura en forma de U permite una distribución de campo más uniforme lo cual aumenta el acoplamiento sin que aumente la radiación trasera, motivo por el cual se eligió este tipo de ranura (tabla 2).

**Tabla 2 Valores de las ranuras calculados**

Parámetros	Valor calculado (mm)
Longitud	22.638
Ancho	2.2638
Profundidad	0.035

También se debe calcular la longitud del stub de sintonía cuya función principal es la de acoplar la parte reactiva de la impedancia de entrada. En [7] se puede encontrar que  $0.227 \lambda_{eff}$  resulta un criterio práctico para determinar la longitud del mismo. Aplicando el criterio anteriormente mencionado se obtuvo una longitud de 20.58 mm.

Para la optimización de la antena se empleó el software AnsoftHFSSv12, el cual es un simulador de campo electromagnético de alto rendimiento para la modelación de cualquier dispositivo pasivo con estructura volumétrica 3D. Esta herramienta es capaz de integrar simulación, visualización, modelado sólido, y automatización en un entorno fácil de comprender; además emplea el Método de los Elementos Finitos y medición adaptativa. La tabla 3 exhibe las dimensiones de la antena tras un exhaustivo proceso de optimización en la búsqueda de su mejor rendimiento. La figura. 2 muestra el diseño final de la antena luego del proceso de optimización.

**Tabla 3 Dimensiones finales de la antena optimizada**

IMPLEMENTACIÓN DE UN TRANSMISOR LINC INTEGRADO A LA  
FRECUENCIA DE 2 GHZ.

Elementos de la antena	Parámetros	Valores optimizados (mm)
Parche	Lp	52
Línea de transmisión	$w_0$ (50 $\Omega$ )	2
	L1	35
	L2	45.3
Slot	Ls	23
	ws	4
Aire	h	4.1

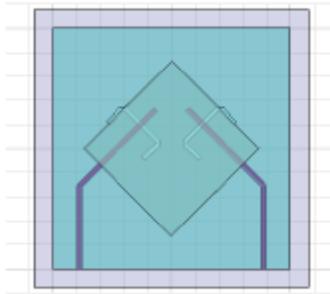


Figura 2 Vista superior de la antena diseñada con la frontera de radiación.

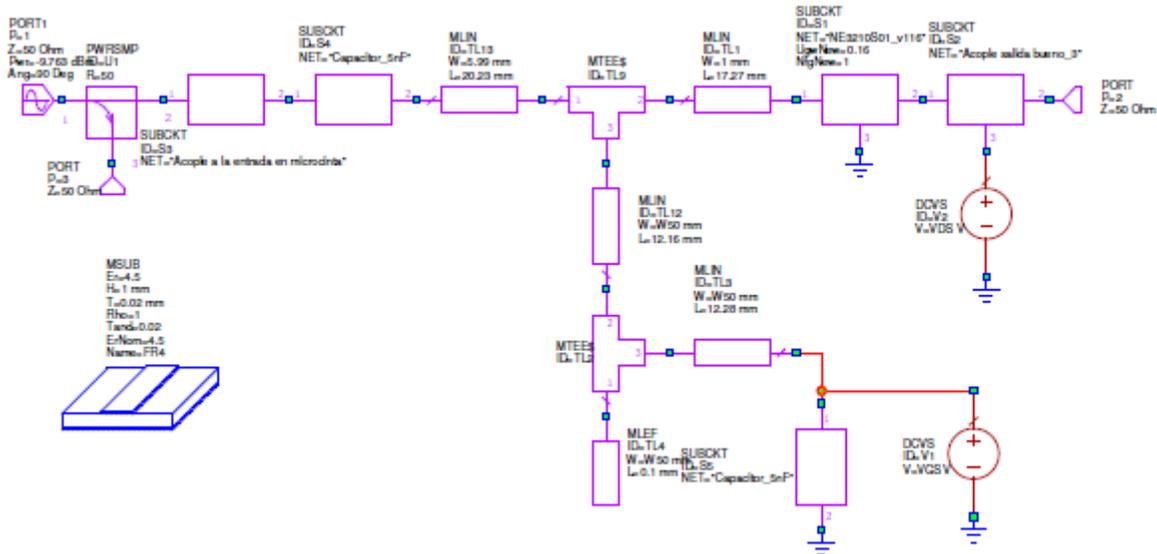
### DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE ALTA EFICIENCIA CLASE E A 2 GHZ

En el diseño de un amplificador de RF se ha de tener en cuenta que no solo se trabaja con señal de RF, sino también con continua, que forma parte de la alimentación del circuito. Para evitar que se mezclen estas señales, a la entrada y a la salida del amplificador de radiofrecuencia se suelen encontrar condensadores de choque y desacoplo, cuya función es evitar que la señal de continua se cuele y vaya a parar a circuitos conectados a éste y dejar vía libre a la señal que interesa, la de RF.

Los elementos de choque y desacoplo que se observan en la figura 3 se encuentran en la unión entre la alimentación y el transistor, donde se tienen inductores en serie que a bajas frecuencias actúan como cortocircuito, dejando pasar sin problemas la continua, mientras que a altas frecuencias se comportan como un circuito abierto y no permiten que la señal de RF llegue a los cables de alimentación.

Estas inductancias fueron implementadas mediante líneas de transmisión de longitud  $\lambda/4$ . Para reforzar esta situación también se colocaron capacitores conectados a masa, de manera que la señal de RF que se pudo colar por estos inductores de choque, llegue al condensador, que ve como un cortocircuito y sigue su camino hasta llegar a masa. Se utilizaron capacitores de 5.6 nF debido a que se comportan como un cortocircuito a la frecuencia de interés. Luego se comprobó la adaptación a la salida, al introducir la red de polarización de drenador y el capacitor de desacoplo. Además se introdujo la nueva red de salida al amplificador completo, añadiendo la red de polarización de la tensión de fuente y el

capacitor de desacoplo a la entrada, obteniendo el circuito final que se muestra en la figura 3, y comprobando finalmente que la adaptación a la entrada no se ve perjudicada por la adición de estas redes.



**Figura 3. Amplificador completo, con las redes de adaptación de entrada y salida diseñadas, las redes de polarización y los condensadores de desacoplo.**

El software empleado para la simulación fue el AWR Microwave Office, el cual posee una interfaz amigable que permite realizar simulaciones electromagnéticas y de circuitos como técnicas complementarias en el diseño de los mismos.

### Resultados finales de la simulación

Con el amplificador completo, se realizaron las simulaciones finales de adaptación de entrada, potencia de salida, eficiencia, y ganancia. La figura 4 muestra las pérdidas de retorno a la entrada del amplificador:

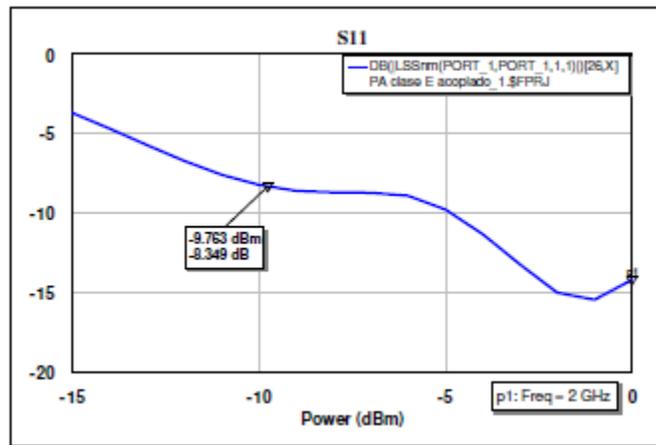


Figura 4. Pérdidas de retorno a la entrada del amplificador.

Se observa la evolución de S11 en función de la potencia de entrada, reflejándose una mejora del acople con el aumento de la potencia. El comportamiento de la potencia de salida en función de la potencia de entrada se refleja en la figura 5.

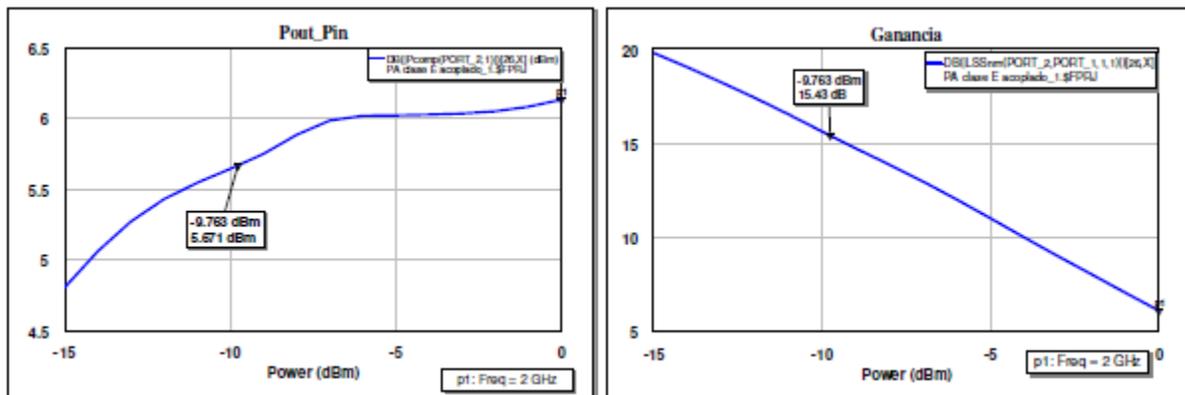


Figura 5. Potencia de salida frente a potencia de entrada (izquierda). Ganancia frente a potencia de entrada (derecha).

Un análisis de su comportamiento permite concluir que según aumenta la potencia de entrada aumenta la potencia de salida. La representación de la ganancia en función de la potencia de entrada se detalla en la figura 5 (derecha). Se observa claramente como con el aumento de la potencia de entrada disminuye de forma lineal la ganancia del amplificador. La evolución de la eficiencia de potencia añadida (PAE) y la eficiencia en función de la potencia de entrada son mostradas en la figura 6.

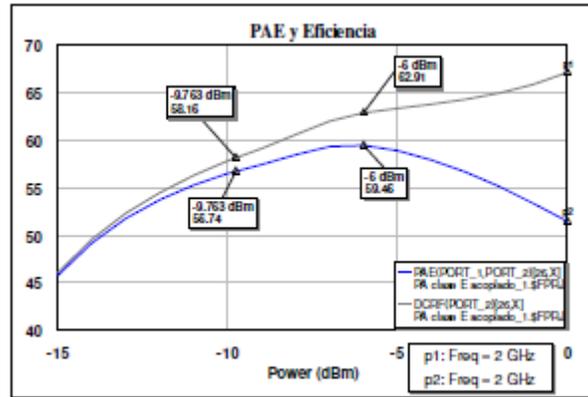


Figura 6. Eficiencia y PAE frente a potencia de entrada.

En el caso de la eficiencia se observa cómo se incrementa su valor con el aumento de la potencia de entrada, comportamiento similar que experimenta la PAE hasta una  $P_{in} = -6\text{dBm}$  y luego comienza a decrecer gradualmente. Para llegar al modelo diseñado se tuvo en cuenta el comportamiento de la PAE, por ser la figura de mérito más significativa en cuanto a eficiencia en potencia. Los valores de las figuras de mérito del amplificador a diseñar arrojados a partir del criterio anterior se muestran en la tabla 4.

Tabla 4 Valores de potencia de entrada, potencia de salida, ganancia, PAE, eficiencia y S11 del diseño final del amplificador

Pin	Pout	Ganancia	PAE	Eficiencia	S11
-6 dBm	6.002 dBm	12.02 dB	59.46 %	62.91 %	-8.946 dB

Estos valores se consideran coherentes si se tiene en cuenta que el sustrato empleado (FR4) posee una  $\tan\delta=0.02$ , valor que resulta 15 veces superior respecto a la mayoría de los sustratos comercializables que se emplean en la fabricación de dispositivos de alta eficiencia.

### IMPLEMENTACIÓN DEL TRANSMISOR LINC

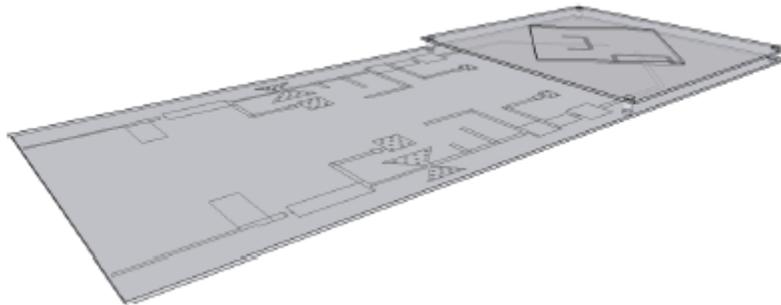
El transmisor LINC que se propone basa su implementación en el concepto de antena activa, el cual constituye una posible solución a los requisitos anteriormente citados, debido a que ofrece una solución radiante sencilla, con diversas funcionalidades, y además permite eliminar las pérdidas presentes en las conexiones y los cables entre la antena y las estructuras amplificadoras de alta eficiencia, pérdidas que pueden perjudicar la eficiencia total del sistema.

### Arquitectura LINC integrada a la antena de microcinta AAPC a la frecuencia de 2 Ghz

Sobre la base de la arquitectura propuesta en [8], se decidió implementar un sistema LINC con ciertas variaciones, según se muestra en la figura 7. Se propuso integrar en un solo sistema la antena de

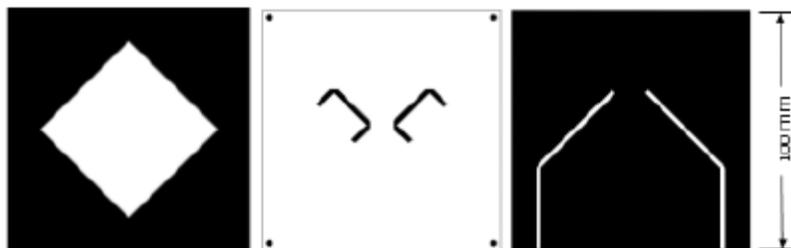
microcinta AAPC y las estructuras amplificadoras. Para ello se tomó como referencia la antena de microcinta AAPC y el amplificador de alta eficiencia clase E diseñados en capítulos anteriores, conformando así una antena activa.

En lugar de realizar la combinación de potencias a la salida de los amplificadores, según supone el esquema LINC original, las señales de envolvente constante, previamente desfasadas  $90^\circ$  son amplificadas y transmitidas a través de las excitaciones de polarización horizontal y vertical de la antena, de este modo, la señal deseada de comunicación y la señal resultante de la cancelación son radiadas con polarización circular ortogonal.



**Figura 7. Esquema LINC propuesto.**

La selección de este modelo de antena tipo parche cuadrado acoplado por ranura para realizar la combinación de potencias, según se había comentado, lo justifica sus atractivas características que lo convierten en el tipo de radiador más adecuado para el trabajo con dispositivos activos, donde los dos puertos en los lados perpendiculares de la antena permiten excitar los modos  $TM_{10}$  y  $TM_{01}$  a 2 GHz. En la figura 8 se muestra el layout de la antena empleado para su construcción:



**Figura 8. Layout de la antena AAPC.**

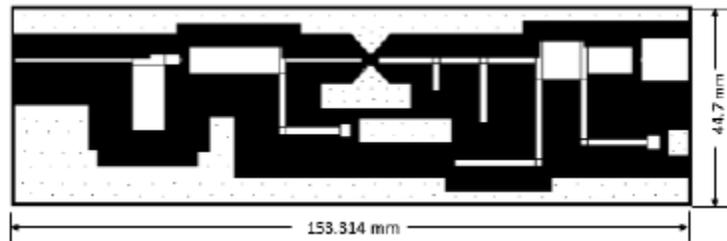
Como se especificó en su diseño, con el fin de aumentar la ganancia y el ancho de banda de la misma se seleccionó el aire como “sustrato de radiación”, esto conllevó a la necesidad de utilizar un sustrato auxiliar para imprimir el parche, que debía ser lo suficientemente ancho para ofrecer la rigidez adecuada. Ambas capas (inferior, donde están líneas de alimentación unidas a las ranuras, y superior, donde se imprime el parche) emplean el mismo sustrato, con sus respectivas especificidades, quedando

separadas por postes de nylon no conductores. En la figura 9 se muestra la vista superior e inferior de la antena construida a prueba de concepto.



**Figura 9. Vista superior e inferior de la antena AAPC construida a prueba de concepto.**

Por otra parte los amplificadores utilizados en la implementación de este transmisor LINC se basan en el amplificador clase E a líneas de transmisión diseñado en el capítulo anterior. En la figura 10 se muestra el layout del amplificador empleado para su construcción:



**Figura 10. Layout del amplificador clase E**

Una fotografía de este amplificador construido como prueba de concepto de su implementación para la conformación del LINC se muestra en la figura 11.



**Figura 11. Vista superior e inferior del amplificador clase E implementado a prueba de concepto.**

Los resultados de las mediciones de ambos dispositivos construidos de forma independientes se muestran en los anexos. Para la conformación del layout del LINC (figura 12) se hizo necesario el empleo del programa AutoCAD versión 12, con el objetivo de unir las estructuras amplificadoras con las líneas de alimentación de la antena. A continuación se presenta el layout realizado del LINC a implementar:

## IMPLEMENTACIÓN DE UN TRANSMISOR LINC INTEGRADO A LA FRECUENCIA DE 2 GHZ.



Figura 12. Layout del LINC

Como se muestra en la figura 12 el layout está compuesto por tres capas, las dos primeras corresponden a lo que sería el sustrato inferior, donde se ubican las estructuras amplificadoras integradas a las líneas de alimentación de la antena y el plano tierra común donde se ubican las ranuras. La tercera placa corresponde al parche de la antena ubicado en el sustrato superior. Una fotografía del LINC finalmente construido se muestra en la siguiente figura 13.

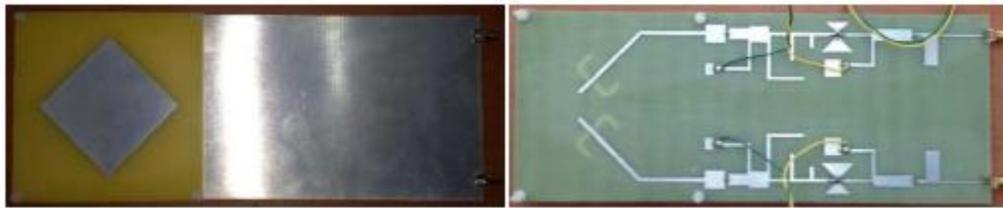
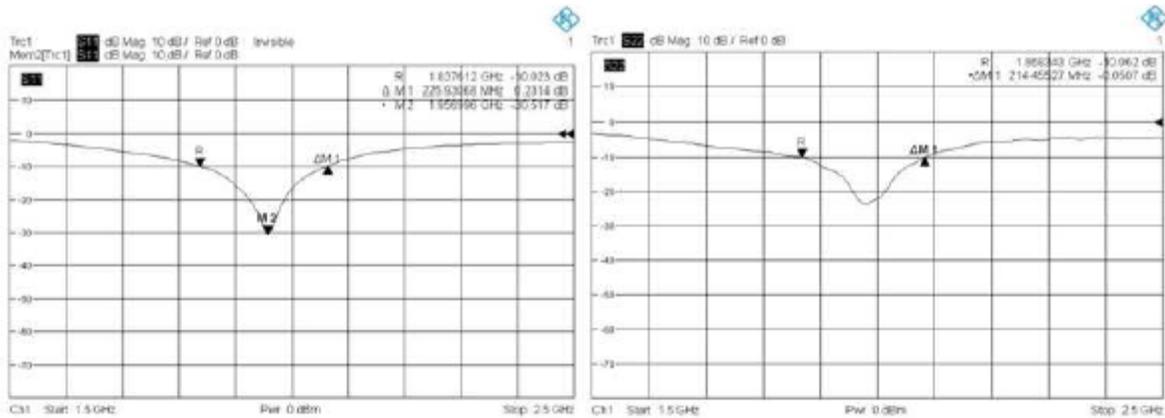


Figura 13. Vista superior e inferior del LINC construido.

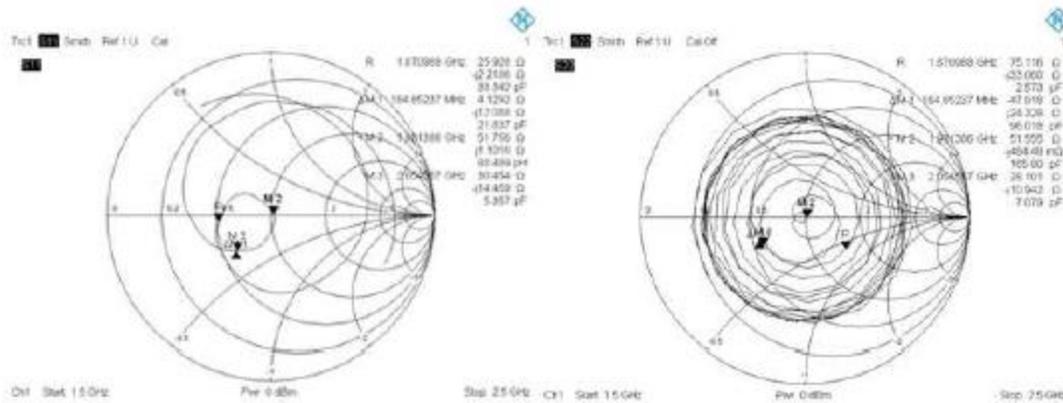
### Resultado de las mediciones

Para verificar el comportamiento del dispositivo construido, es necesario llevar a cabo mediciones de los parámetros fundamentales que lo caracterizan y compararlos con la simulación. A continuación, en las figuras 14 y 15 respectivamente, se muestran los resultados para las pérdidas de retorno y la impedancia de entrada medidos en el analizador de redes VECTOR NETWORK ANALIZER ROHDE&SCHWARZ ZVB 20.



**Figura 14. Parámetros S11 y S22 de la antena construida**

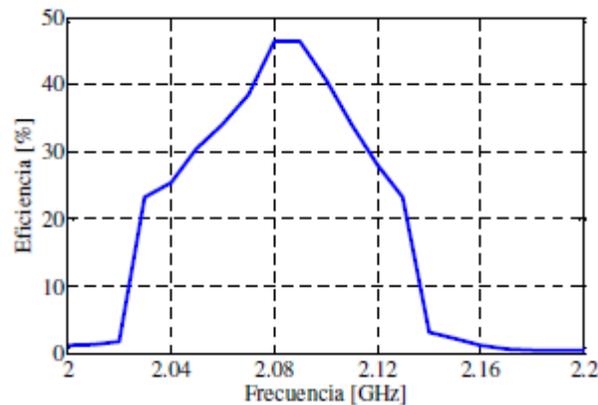
Para el caso de la primera se observa un valor de S11 a la frecuencia fundamental de los -30dB con un ancho de banda de aproximadamente 226 MHz, mientras que para la segunda el valor de S22 alcanza un valor de aproximadamente -23dB, con un ancho de banda de aproximadamente de 214 MHz. Estos resultados si los comparamos con los simulados, resultan en que son inferiores, esto pudo ser debido a que la antena fue simulada con sustratos cuyo valor de permitividad relativa era de 4.5 y en la construcción, por problemas de disponibilidad se construyó sobre sustrato cuya  $\epsilon_r$  era de 4.2.



**Figura 15. Cartas de Smith para los puertos 1 y 2 de la antena construida.**

Según se observa, M2 corresponde al valor que toma cerca a los 2 GHz, en el que en ambos casos se muestran valores de Zin adecuados.

Para realizar la medición del amplificador se empleó un sistema compuesto por fuentes de alimentación, generador de señales SIGNAL GENERATOR ROHDE&SCHWARZ SMF 100A, para transmitir una portadora a frecuencia central (2 GHz) y el analizador de espectros SPECTRUM ANALIZER ROHDE&SCHWARZ FSL, para medir los niveles de potencia a la salida (figura 16).



**Figura 16. Representación gráfica de la eficiencia en función de la frecuencia**

Los resultados observados revelan que el amplificador simplemente experimentó un corrimiento de frecuencia producto a deficiencias en el proceso constructivo asociadas al tipo de sustrato empleado cuyas pérdidas se hacen realmente apreciables. Si bien no se concretaron los resultados obtenidos con los simulados, los mismos son coherentes si se tiene en cuenta los problemas anteriormente mencionados. El funcionamiento óptimo se observa señalado en la figura anterior el cual corresponde a la frecuencia de 2.08 Ghz.

### Sistema de medidas empleado en el transmisor LINC

Para la apropiada caracterización de este transmisor se implementó un sistema de medidas formado por dos generadores de señales encargados de enviar las componentes  $S_1(t)$  y  $S_2(t)$  como excitación a los amplificadores clase E (polarizados con los valores de  $V_{DS}=1$  V y  $V_{GS}=-0.7$  V para la maximización de la  $P_{out}$  y la PAE. Una vez amplificadas, las señales fueron enviadas con polarización ortogonal a través del parche transmisor, y una vez recibidas, se combinaron sus potencias. La salida del híbrido fue conectada al Analizador Vectorial de Señales, para la captura de la señal en los dominios frecuencial y temporal. La salida aislada se conecta a una carga de 50  $\Omega$ . Este estudio puede servir como base de otros muchos desarrollos más complejos en los que la necesidad de una alta eficiencia juegue un papel destacado (ver tabla 4).

**Tabla 4 Resultados de las mediciones del LINC**

TX	RX	Nivel de potencia de la señal deseada de comunicación	Nivel de potencia de la señal resultante de la cancelación
LINC	Antena de prueba	-32 dBm	-40 dBm
Antena AAPC	Antena de prueba	-42 dBm	-42 dBm

### CONCLUSIONES.

Esta investigación se ha centrado en la búsqueda de una alternativa para la solución de uno de los temas más críticos en los sistemas inalámbricos modernos, tanto desde el punto de vista científico como tecnológico, que es: permitir las comunicaciones del mañana con la “energía del presente”. A través de la memoria presentada se resume la teoría necesaria para el diseño y simulación de una antena de microcinta AAPC y un amplificador de alta eficiencia clase E, ambos a la frecuencia de 2 GHz con motivo a su utilización en la conformación de un transmisor LINC. La implementación del transmisor LINC que se propone constituye una importante contribución a la implementación de arquitecturas emergentes de transmisión basadas en conceptos de amplificación de alta eficiencia. Estos resultados demuestran que

el LINC amplifica niveles de potencia superiores al de la antena AAPC (10 dB), siendo coherentes con los resultados medidos con el amplificador de forma independiente.

## REFERENCIAS.

- 1 L. R. SALAS, "Contribuciones a la implementación de arquitecturas emergentes de transmisión basadas en conceptos de amplificación de alta eficiencia," Doctor en Ciencias Técnicas, Departamento de Telecomunicaciones, Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echeverría", Facultad de Ingeniería Eléctrica, 2013.
- 2 H. Chireix, High power outphasing modulation vol. Vol. 23: Proc. IRE, 1935.
- 3 P. M. C. J. C. PEDRO, C. FAGER, J. A. GARCÍA, "Modulated Switching Mode Power Amplifiers: A New Paradigm for the Power-Efficiency vs. Spectrum-Efficiency Trade-off," in Workshop on Wireless Transmitter Design for Future Wireless Systems, European Microwave Conf, Munich, 2007.
- 4 P. M. M. Mediavilla, "Convertidor Resonante Clase E2 en RF sobre Tecnología GaN HEMT," Ingeniero de Telecomunicación, Universidad de Cantabria, 2013.
- 5 F. H. RAAB, Efficiency of outphasing RF power-amplifier systems vol. Vol. COM-33, 1985.
- 6 JOSÉ A. GARCÍA, JESÚS DE MINGO, GABRIEL MONTORO, LORENA CABRIA, REINEL MARANTE, PALOMA GARCÍA, et al. (2013, Apr 29,). Técnicas emergentes de mejora del compromiso eficiencia-linealidad en transmisores de radiofrecuencia. 1-4.
- 7 P.L. A. D. H. S. SULLIVAN. (1986, AUGUST) Analysis of an Aperture Coupled MicrostripAntenna. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION. 982.
- 8 M.C. LEYSI RIZO SALAS, "Contribuciones a la implementación de arquitecturas emergentes de transmisión basadas en conceptos de amplificación de alta eficiencia," Departamento de Telecomunicaciones, Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echeverría", 2013.
- 9 ACOSTA QUINTANA R, PEREZ FAGUNDO R, "Diseño e implementación de un transmisor emergente con arquitectura LINC integrado a una antena de microcinta", Tesis de Diploma, Departamento de Telecomunicaciones. 2014, Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echeverría".