

Diseño de Mezclador Activo con baja figura de ruido para aplicaciones en la banda ISM de 2.4 GHz

Eduardo Trutié Carrero, Pedro Arzola Morris, María del Pilar Echenique Barbero

RESUMEN / ABSTRACT

En el presente trabajo se propone el diseño de un mezclador activo por puerta para que trabaje a la frecuencia central de la banda ISM de 2.4 GHz, además de la implementación del mismo para validar los resultados obtenidos mediante el proceso de simulación. El sustrato empleado para la implementación del circuito es FR-4 con permitividad dieléctrica de 4.5 y tangente de pérdida de 0.022. Las herramientas utilizadas para este diseño fueron el programa AWR Microwave Office v.9, APPCAD y para la construcción el CAM 350. El tamaño del circuito es de 8 cm X 5.6 cm. Para el prototipo implementado se logró una ganancia de conversión de 6.7 dB una figura de ruido de 3.9 dB.

Palabras claves: Mezclador, Mezclador activo, Mezclador con baja figura de ruido, Mezclador en tecnología planar, HEMT.

In this paper the design of an active gate mixer is proposed to work at the center frequency of 2.4 GHz in the ISM band, in addition to its implementation to validate the results obtained by the simulation process. The substrate used for the circuit implementation is FR-4 with dielectric permittivity 4.5 and loss tangent of 0.022. The tools used for this design were the AWR Microwave Office v.9, APPCAD and building the CAM 350 software. The circuit size is 8 cm X 5.6 cm. Built circuit for converting a gain of 6.7 dB is achieved a noise figure of 3.9 dB.

Key words: Mixer, Active mixer, Low noise mixer, Technology planar mixer, HEMT.

Active design of mixer with low noise figure for applications in the ISM 2.4 GHz band.

INTRODUCCIÓN

En los últimos años se ha producido un fuerte desarrollo en los sistemas de telecomunicaciones, este progreso se ha centrado en realizar sistemas cada vez más compactos para su implementación en comunicaciones inalámbricas de última generación, prestándole gran interés al avance de radiadores activos y receptores móviles de bajo consumo de energía permitiéndole al usuario a través de este último requerimiento un mayor tiempo de conexión en el sistema de telecomunicaciones. Un prototipo de antena muy utilizado en los sistemas de antenas activas son las realizadas bajo la tecnología planar, debido a que estas brindan una mayor facilidad de integración con circuitos analógicos capaces de realizar funciones de traslación en frecuencia, siendo esta una solución idónea para implementar sistemas baratos, compactos y con altas prestaciones. Los radiadores activos presentan un papel muy importante en aplicaciones donde se prefieren circuitos de pequeño tamaño como es el caso de la tecnología móvil, pues son capaces de brindarle al usuario una mayor distancia de cobertura. Entre los trabajos reportados se encuentran: un diseño de un radiador interferente en la banda de WLAN (red de área local inalámbrica) este sistema además de ser capaz de radiar la señal de interés en una dirección predeterminada también radia señal ruidosa o cualquier otro tipo de información que no sea de interés en las direcciones no deseadas, el mezclador diseñado para realizar la conversión de frecuencia está basado en dos transistores de alta movilidad electrónica pseudomórficos (PHEMT) formando circuitos activos conectados al arreglo de antena,[1]; el estudio realizado en la indagación,[2], muestra la implementación de antenas activas para transpondedores de identificación por radiofrecuencia (RFID) basadas en la optimización del comportamiento no lineal de los dispositivos p-HEMT. Otro resultado obtenido fue el diseño de una antena ágil activa receptora con polarización basada

en la inyección de los armónicos de un mezclador auto-oscilante, en este proyecto se logró un rango continuo de polarización que incluye dos polarizaciones ortogonales hacia la derecha y hacia la izquierda,[3]; se tomó como referencia la presentación de un mezclador de baja figura de ruido (LNFM) para sistemas WiMAX con 1.5 V de alimentación. La arquitectura propuesta por los investigadores está basada en una célula de Gilbert. En el diseño propuesto la entrada de RF (radio-frecuencia) se encuentra sintonizada en 3.5 GHz y la del OL (oscilador local) a 3.48 GHz obteniendo a la salida una FI (frecuencia intermedia) una señal de 20 MHz,[4].

En el presente trabajo se propone el diseño novedoso de un mezclador activo de bajo ruido y ganancia de conversión superior a 5 dB, para ser utilizado en la implementación de antenas activas y receptores móviles. El mezclador trabaja a la frecuencia central de la banda ISM (Industrial, Científica, Médica) de 2.4 GHz, el circuito es excitado por un oscilador local (OL) que trabaja a la frecuencia de 2.35 GHz provocando un traslado de la señal de RF en forma descendente hacia la frecuencia intermedia (FI) de 100 MHz. El elemento activo utilizado para el diseño es el transistor p-HEMT (pseudomorphic HEMT) de AlGaAs (Arseniuro de Galio-Aluminio) de la familia FET el cual trabaja en modo de empobrecimiento.

MATERIALES Y METODOS

La modelación del circuito fue realizada a través de la herramienta CAD profesional AWR versión 2009. El transistor utilizado para la realización del mezclador es el p-HEMT NE3210S01 de NEC el cual es de canal implantado y cuyas características se encuentran especificadas en la hoja de datos brindada por el fabricante (ver APÉNDICE). Este FET presenta un gran uso en aplicaciones móviles, radares, radioastronomía y en general en cualquier aplicación que requiera alta ganancia y bajo ruido a frecuencias que se encuentren comprendidas entre 100 MHz y 26.5 GHz. Otra consideración a tener en cuenta es la polarización del transistor para que este trabaje cerca de la región de pinch-off garantizando maximizar el pico de transconductancia,[5,6].

Para la implementación del diseño se utilizó el sustrato FR-4 el cual brinda las características mostradas en la tabla 1.

Tabla 1
Propiedad del sustrato FR-4.

Tipo	ϵ_0	h (mm)	Tan β
FR-4	4.5	0.8	0.022

El siguiente paso es diseñar el circuito de entrada, el cual está compuesto por un *diplexor*. Para la obtención de dicha red se utilizaron dos filtros con características pasa-banda de tercer orden y una red T para lograr la unión de los mismos con el transistor. La realización de los filtros se efectuó mediante líneas acopladas formando resonadores *hairpin*, debido a que esta topología es muy utilizada en aplicaciones donde obtener un tamaño mínimo y un ancho de banda menor 20 % es muy importante, [7,8]. En la figura 1 se observa la estructura esquemática del filtro *hairpin* con cinco resonadores.



Figura 1

Estructura de un filtro *hairpin* con cinco resonadores.

Para el diseño de la red de salida se utilizó un capacitor de desacoplo a la componente de directa generada por la fuente de alimentación, un inductor de choque de FI, una red de adaptación tipo T con características pasa-bajo y dos ramas correctoras donde una resuena a la frecuencia de RF y la otra a la señal del OL, buscando aumentar el aislamiento entre los puertos de entrada y salida. Para realizar el proceso de validación del circuito se utilizaron los equipos mostrados en la tabla 2 y un esquema como el que se muestra en la figura 2.

Tabla 2
Instrumentación utilizada para validar el equipo.

Instrumento.	Marca.	Modelo.	Rango de trabajo.
Analizador de espectro portátil	Rohde&Schwarz.	FSL-SpectrumAnalyzer	9 KHz a 13.6 GHz
Generador de señales.	Rohde&Schwarz.	SMU200A	100 KHz a 6 GHz
Generador de señales.	Rohde&Schwarz.	SMR 20	10 MHz a 20 GHz
Cables coaxiales con conectores SMA.	-	-	-
Cargas adaptadas de 50 Ω con conector SMA.	Rosenberg	-	-
Fuentes de alimentación.	Hameg	PS 3003	0-30 V/ 0-3 A

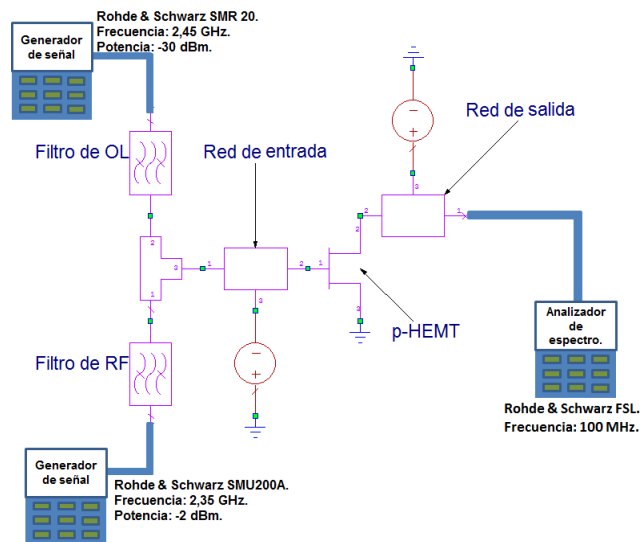


Figura 2

Esquema utilizado para realizar las mediciones.

RESULTADOSEXPERIMENTALES

En la figura 3 se aprecia la vista superior del circuito construido, donde se detallan los puertos del mismo y los filtros utilizados para la red de entrada.

En la fotografía mostrada en la figura 3 se observa como quedaron diseñados los puertos de entradas del mezclador y se señalan los filtros realizados basados en la topología *hairpin*, los cuales como se observa en la imagen son unidos conformando un *diplexor* que conduce las señales de RF y OL hacia la compuerta del transistor. El transistor empleado se encuentra polarizado cerca de la zona de *pinch-off* ($V_{GS} = -0.55$ V y $V_{DS} = 1.5$ V), provocando un aumento de la transconductancia del dispositivo. El nivel de potencia utilizada para la señal de RF es de -30 dBm y la potencia empleada para la señal de OL es de -11 dBm en simulación y en la práctica de -2 dBm.

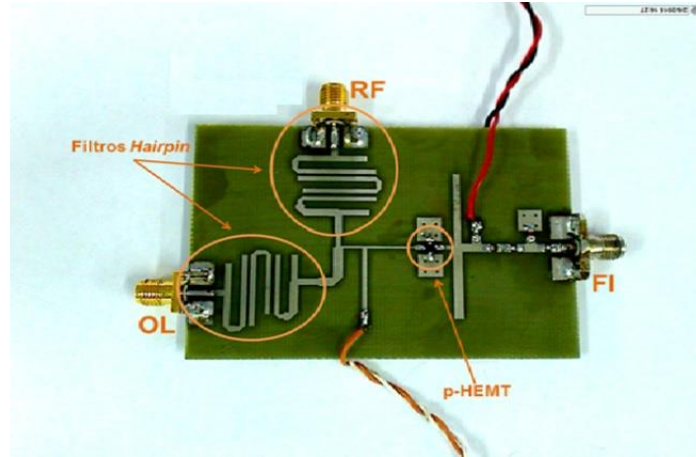


Figura 3

Mezclador activo de baja figura de ruido.

DISCUSION

El funcionamiento de esta topología de mezclador se basa en la variación de la componente fundamental de la transconductancia, de ahí que también se conoce como mezclador de transconductancia. La salida hacia la etapa de FI en este circuito se obtiene por la corriente que circula en el drenador del transistor, la cual tiene la forma mostrada en la ecuación (1).

$$i_d(t) = G_{m0}V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + \frac{G_{m1}V_{RF}}{2} [\cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL})t] + \frac{G_{m2}V_{RF}}{2} [\cos[(\omega_{RF} - 2\omega_{OL})t] + \cos[(\omega_{RF} + 2\omega_{OL})t]] + \dots \quad (1)$$

Donde:

G_{mn} = Componente de la transconductancia que depende de la tensión V_{gs} , donde $n=0, 1, 2, \dots, j$.

$V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$ = Señal de RF con amplitud V_{RF} .

ω_{OL} = Frecuencia de OL.

Como se puede observar en la ecuación (1), para la realización del diseño se hace necesario efectuar la extracción del valor de la transconductancia del transistor para el armónico de segundo orden, o sea G_{m1} , con el fin de obtener un valor de polarización V_{gs} cercano al *pinch-off* del transistor permitiendo maximizar la amplitud de la transconductancia. Para realizar dicha extracción se partió del set de medición que se muestra en la figura 3 obtenida en, [9].

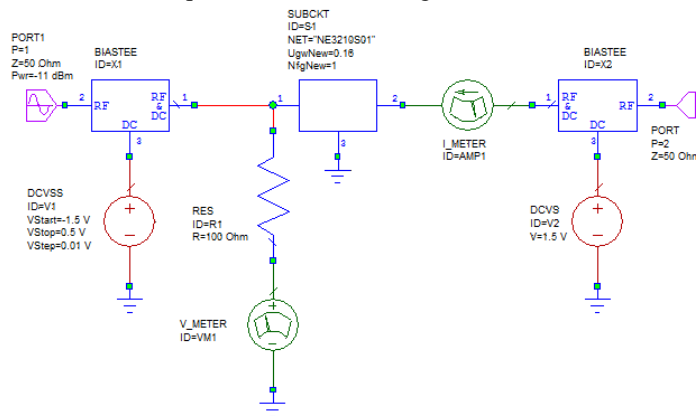


Figura 4

Set de medición empleado para la obtención de la transconductancia.

El esquema mostrado en la figura 4 está compuesto de dos circuitos nombrados BIASTEE (circuito de diseño para MicroWave Office) capaces de desacoplar la señal proveniente de la fuente de alimentación además de cumplir la función de choque, dos fuentes de alimentación, un metro de corriente, uno de voltaje y el modelo del transistor a analizar.

En la figura 5 la curva de color rosa corresponde al valor de transconductancia (G_{m1}) propio del armónico de segundo orden a la salida del mezclador.

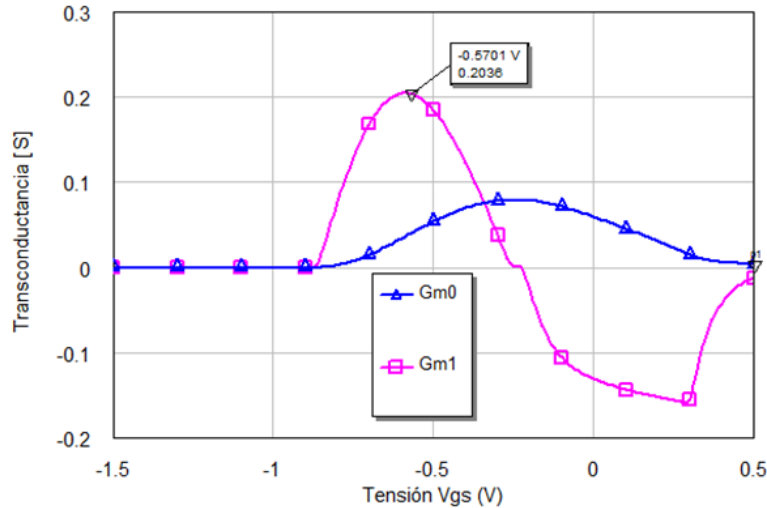


Figura 5

Resultados de la transconductancia del transistor para $V_{DS} = 1.5 V$.

Nótese en la figura 5 que para obtener un valor máximo de G_{m1} para la tensión de V_{DS} especificada previamente, hay que polarizar al transistor con una tensión $V_{GS} = -0.57 V$. La figura 6 muestra la característica transferencial de salida que brinda el transistor, indicando que los valores seleccionados para polarizar al mismo en la región de saturación y cercanos a la zona de corte, son correctos.

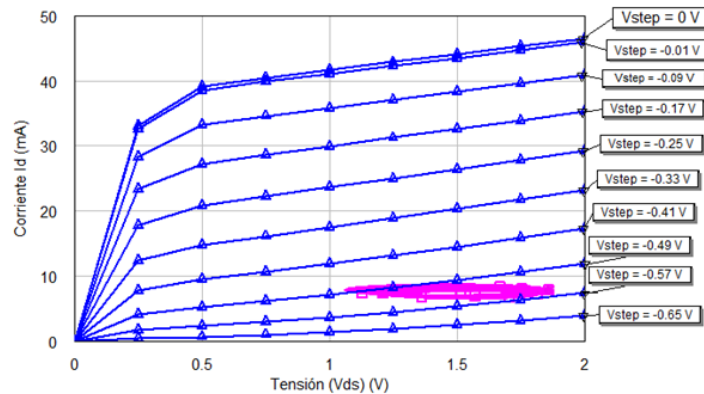


Figura 6

Característica transferencial de salida.

Véase como en la gráfica que muestra la característica transferencial de salida del transistor la desviación de color rosa corresponden a la variación que va a tener el punto de operación cuando el circuito se encuentre en régimen dinámico la cual presenta pequeñas variaciones. Esto se debe a que el circuito trabaja con señales que presentan bajo nivel de potencia, por lo que se concluye que el circuito opera a altas frecuencias y señales débiles. La figura 7 muestra el aislamiento existente entre los puertos de RF, OL y FI del mezclador.

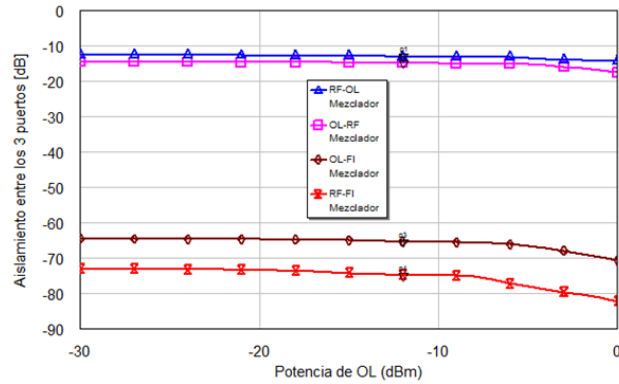


Figura 7.a

Aislamiento entre los puertos del mezclador.

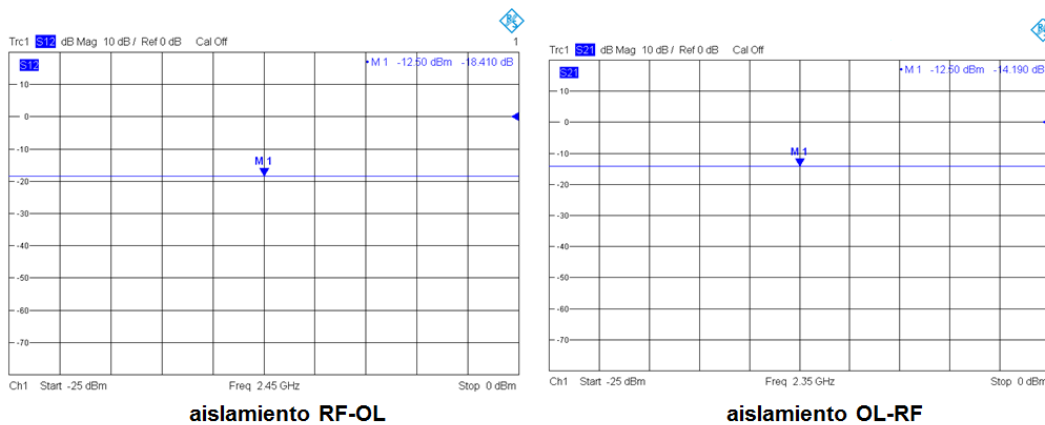


Figura 7.b

Aislamiento entre los puertos de entrada del mezclador.

En la figura 7.a se observa el porcentaje de la señal que se transmite entre los puertos del mezclador. Una característica típica de este circuito es el bajo nivel de aislamiento que se obtiene entre los puertos de RF-OL y viceversa, por esta razón es que se encuentran la línea rozada y azul con niveles de aislamientos cercanos a 0 dB, obteniendo mejores resultados para los aislamiento entre RF-FI y OL-FI. A través de la figura 7.b se analizó el comportamiento del aislamiento entre los puertos de entrada del mezclador debido a que esta topología presenta la desventaja de que este parámetro no muestra un adecuado comportamiento entre los puertos de entrada, a pesar de esto nótese como los valores obtenidos tras el proceso de medición se encuentran entorno al arrojado teóricamente evidenciando que se logró controlar esta limitante presente en el circuito.

La figura 8.a y 8.b muestran la ganancia de conversión teórica y experimental respectivamente obtenida en el mezclador para el nivel de potencia de oscilador local a utilizar para el circuito.

En la figura 8.a la ganancia que se obtiene del circuito para el nivel de potencia de OL aplicado al mezclador es de 10.61 dB indicando con este resultado el buen acoplamiento existente entre el drenador del transistor y el puerto de FI. En la figura 8.b se aprecia que se consiguió experimentalmente una ganancia de 6.7 dB a la frecuencia fundamental comparando el nivel de la señal y el nivel de los ruidos, este resultado a pesar de encontrarse 3.91 dB por debajo del obtenido teóricamente es correcto pues para nuestra aplicación deseamos tener una ganancia por encima de 5 dB.

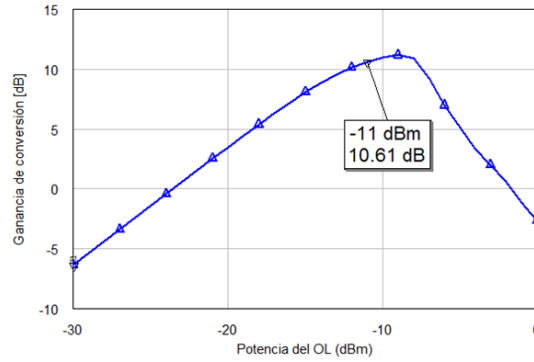


Figura 8.a

Ganancia de conversión del mezclador.

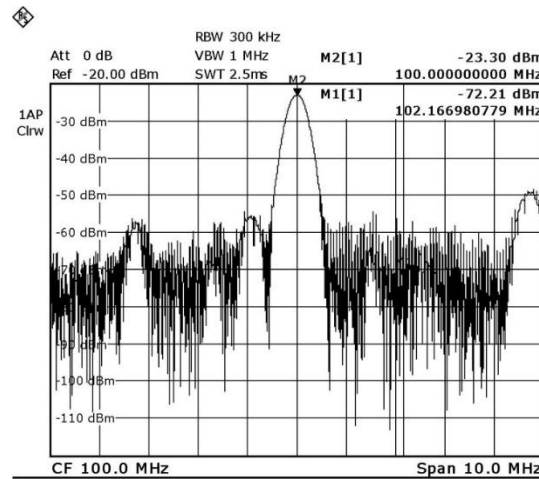


Figura 8.b

Señal de salida por el puerto de FI.

La figura 9 muestra la cifra de ruido alcanzada por el mezclador tras el proceso de simulación del circuito, mostrando el buen comportamiento que posee el mismo para aplicaciones móviles.

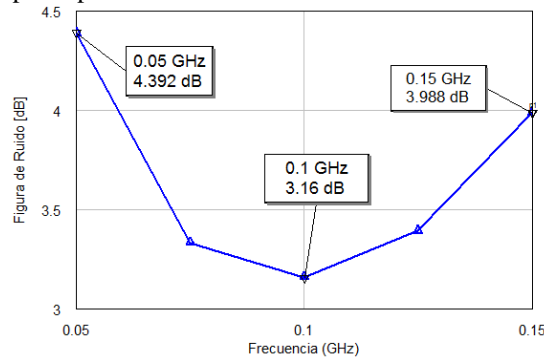


Figura 9

Figura de ruido a la salida del mezclador.

En los resultados teóricos mostrados en la gráfica se destaca el aporte realizado a esta topología debido a que se logró disminuir la cifra de ruido del mezclador hasta un valor teórico de 3.16 dB.

Para obtener la figura de ruido de forma experimental se realizó la medición de la relación señal a ruido del tono aplicado en el puerto de RF como se observa en la figura 10 y del tono obtenido en puerto de FI mediante la figura 8.b de la que se puede obtener la relación señal a ruido (RSN) del tono de salida, el cual tiene un valor de 48.91 dB. La gráfica 10 muestra la amplitud del tono aplicado en el puerto de RF en el experimento.

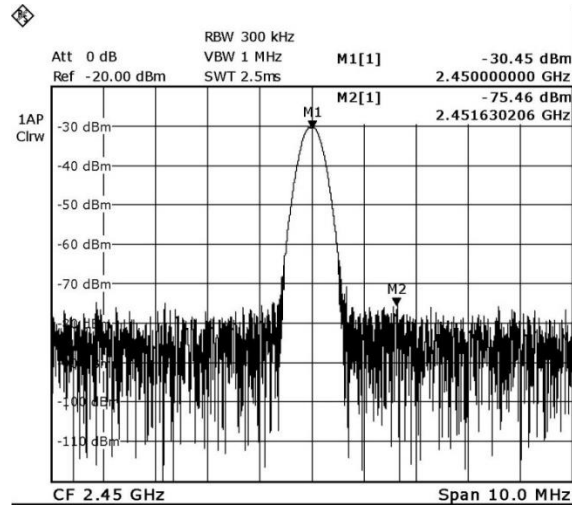


Figura 10

Relación señal a ruido en la entrada de RF del mezclador.

En esta se muestran las amplitudes correspondientes del tono (señalado en el gráfico con **M1**) y del nivel de ruido presente en la señal (señalado con **M2**) la diferencia entre estas dos magnitudes brinda la relación señal a ruido presente en el puerto de RF del circuito el cual es de 45.01 dB. La diferencia entre la relación señal a ruido del tono de entrada y salida brinda la figura de ruido que brinda el mezclador la cual tiene un valor de 3.9 dB, muy cercano al obtenido teóricamente. Se hace oportuno destacar que en la bibliografía revisada no se reportó ningún diseño de esta topología efectuada en el sustrato FR-4 que tenga los resultados expuestos con respecto a la figura de ruido. En la ecuación (2) se explica de forma analítica la importancia de tener un circuito mezclador de conversión de frecuencia con baja figura de ruido.

$$NF = \frac{1}{L_{RF}} \left(NF_{LNA} + \frac{NF_{MEZCLADOR} - L_{IM}}{G_{LNA} L_{IM}} \right) \quad (2)$$

Donde:

L_{RF} y L_{IM} = Pérdidas de inserción del filtro de RF y el de frecuencia imagen, respectivamente.

NF_{LNA} y $NF_{MEZCLADOR}$ = Figura de ruido del LNA y el mezclador respectivamente.

G_{LNA} = Ganancia del LNA.

Como se observa en la ecuación (2) la ganancia de potencia del LNA debe ser suficiente para poder reducir al máximo la contribución de ruido en el mezclador. Por lo que mientras más baja sea la figura de ruido del mezclador, el LNA va a tener menos requerimiento de ganancia de potencia, posibilitando una disminución de su consumo de energía en el receptor, factor crítico en las comunicaciones móviles y por consiguiente, mejor se va a comportar la figura de ruido del receptor.

CONCLUSIONES

En el presente trabajo se mostró el diseño y los resultados experimentales de un mezclador simple activo por puerta el cual presenta una baja figura de ruido lo que conduce a que se obtenga una mayor sensibilidad en radiadores activos permitiendo aumentar la distancia de cobertura, otra ventaja asociada a las antenas activas esta evidenciada con la disminución del costo del sistema de recepción pues permitiría procesar señales que se encuentren en la banda ISM de 2.4 GHz con receptores que trabajen en la banda de radiodifusión e incluso se puede a través de una tarjeta de adquisición de datos que opere a la frecuencia

de 100 MHz implementar un sistema barato de SDR (Radio Definido por Software). De implementar este circuito en un receptor se lograría minimizar el consumo de energía en el receptor móvil que se utilice permitiendo al usuario un mayor tiempo de conexión en el sistema de comunicaciones. Se alcanzó una alta notabilidad en los resultados expuestos ya que en la bibliografía revisada no se han reportado trabajos que se enfoque en la realización de mezcladores con componentes discretos, que ostenten una baja cifra de ruido.

REFERENCIAS

1. Amar N, De Cabria L, García JA, Tazón A, Boussouis M. Radiador Interferente a Frecuencia WLAN.
2. De Cabria L, García JA. Antenas Activas Para Transpondedores RFID Basadas en la Optimización del Comportamiento no lineal de los dispositivos PHEMT. XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio.
3. Vázquez C, VerHoeye MS, Fernández M, León G, Herrán LF, Las Heras F. Receiving Polarization Agile Active Antenna Based on Injection Locked Harmonic Self Oscillating Mixers. IEEE Transaction on antennas and propagation. 2010. vol 58.
4. WENG RM, Liu SW. A 1,5 V Low Noise Figure Mixer for 3,5 GHz WiMAX Systems. IEEE. 2010.
5. Maas Stephen A. Nonlinear Microwave and RF Circuits. 2da ed. United States of America. 2003.
6. Maas Stephen A. The RF and Microwave Circuit Design Cookbook. United States of America. 1998.
7. Hong JS, Lancaster MP. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. United States of America. 2001.
8. Orta Cruz A, Guzmán Valhuerdi E. Análisis y diseño de un diplexor en estructuras de microcintas para GSM y UMTS. Universidad Tecnológica de La Habana. 2014.
9. Mediavilla A, García JA, De Cabria L, Marante F. Strategies for addressing linearity Issues in Active Device Modeling. IEEE. 2010.

AUTORES

Eduardo Trutié Carrero, Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica. Profesor Instructor del Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME). La Habana, Cuba. **e-mail:** eduardo.tc@electrica.cujae.edu.cu.

Pedro Arzola Morris, Ingeniero Radioelectrónico. Profesor Auxiliar del Dpto. Telecomunicaciones y Telemática del ISPJAE. Máster en Ciencias. La Habana, Cuba. Jefe de Proyecto del Laboratorio de Radiación para Aplicaciones de RADAR, Dpto. de Telecomunicaciones, Facultad Eléctrica, Cujae. **e-mail:** arzola@electrica.cujae.edu.cu.

María del Pilar Echenique Barbero, Ingeniera en Telecomunicaciones. Investigadora Auxiliar. Máster en Ciencias. La Habana, Cuba.

APÉNDICE: DATOS DEL TRANSISTOR EMPLEADO.

NE3210S01

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{DS}	Drain to Source Voltage	V	4.0
V _{GS}	Gate to Source Voltage	V	-3.0
I _{DS}	Drain Current	mA	I _{DSS}
I _{GS}	Gate Current	μA	100
P _T	Total Power Dissipation	mW	165
T _{CH}	Channel Temperature	°C	125
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to +125

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (T_A = 25°C)

PART NUMBER			NE3210S01		
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	MIN	TYP	MAX
V _{DS}	Drain to Source Voltage	V		2	3
I _{DS}	Drain Current	mA		10	15
P _{IN}	Input Power	dBm			0