

# Up-Converter de VHF a UHF para Radioenlace en 2,16 GHz

Federico Dadam<sup>1</sup>, José Amado<sup>1</sup> y Germán Naldini<sup>1</sup>

<sup>1</sup> *Laboratorio de Radiofrecuencias y Microondas, Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales, Universidad Nacional de Córdoba, Argentina*

Fecha de recepción del manuscrito: 09/02/2020

Fecha de aceptación del manuscrito: 29/04/2020

Fecha de publicación: 30/04/2020

**Resumen**— Se presenta el diseño, simulación, implementación y medición de un conversor de frecuencia analógico (*up-converter*), de arquitectura modular, con el que se eleva la frecuencia de una portadora de 98 MHz (centro de la banda de FM comercial) hasta 2,16 GHz (banda *Long-Term Evolution*, LTE). Para la conversión se utiliza un mezclador pasivo a diodos doblemente balanceado y se implementa un filtro pasabanda con microtiras acopladas para atenuar los productos de intermodulación y señales no deseadas después de la conversión. Este circuito es la segunda etapa de un up-converter de doble conversión que eleva la frecuencia de 10,7 MHz a 2,16 GHz, para ser utilizado en aplicaciones LTE. Se muestran resultados de simulaciones y mediciones.

**Palabras clave**— up-converter, mezclador, conversión, doble balanceado, transmisor, LTE

**Abstract**— The design, simulation, implementation and measurement of an analog frequency converter (*up-converter*) with a modular architecture is presented. A carrier of 98 MHz (center of the commercial FM band) is increased up to 2,16 GHz (Long-Term Evolution band, LTE). For the conversion, a double balanced diode passive mixer is used and a bandpass filter with coupled microstrips is implemented to attenuate the intermodulation products and unwanted signals after the conversion. This circuit is the second stage of a double conversion up-converter that raises the frequency from 10,7 MHz to 2,16 GHz, to be used in LTE applications. Results of simulations and measurements are shown.

**Keywords**— up-converter, mixer, conversion, double balanced, transmitter, LTE

## INTRODUCCIÓN

Este trabajo es la segunda etapa de un up-converter que forma parte del sistema de transmisión de un radioenlace de 2,16 GHz para aplicaciones LTE (*Long Term Evolution*), desarrollado en el Laboratorio de Radiofrecuencias y Microondas (LARFYM), de la Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales (FCEFYN) de la Universidad Nacional de Córdoba (UNC).

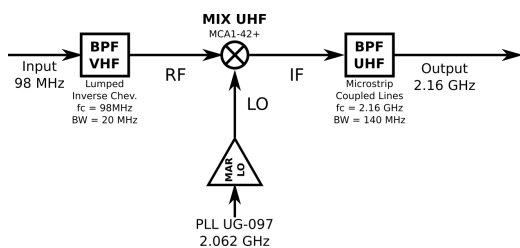
Los objetivos del trabajo fueron:

- Desarrollar los circuitos mezcladores de alta frecuencia para completar la etapa de conversión del transmisor de 98 MHz a 2,16 GHz.
- Desarrollar los filtros necesarios para trasladar la frecuencia manteniendo la integridad de la señal.
- Utilizar una potencia de entrada de -37 dBm ( $\approx 0,2$

$\mu\text{W}$ ), determinada por la etapa de transmisión anterior (Dadam et al., 2019).

- Obtener una potencia de salida mayor a -60 dBm.
- Mantener un costo incluido en el proyecto de investigación, financiado por la Secretaría de Ciencia y Tecnología (SECYT) de la UNC.

El sistema de transmisión del radioenlace incluye un conversor de frecuencia que parte de una frecuencia intermedia de 10,7 MHz y la eleva hasta 2,16 GHz, para lo cual emplea dos etapas. La primera etapa eleva los 10,7 MHz (banda HF, *High Frequency*) hasta 98 MHz (banda VHF, *Very High Frequency*) y la segunda transforma los 98 MHz en 2,16 GHz (banda UHF, *Ultra High Frequency*). Esta doble conversión es necesaria para separar en frecuencia las bandas laterales de los productos de intermodulación que se presentan en un mezclador (orden tres y superiores). Los detalles de la primera etapa (conversor de HF a VHF) se presentan en (Dadam et al., 2019). En el presente trabajo, en cambio, se muestra el diseño, simulación, implementación y medición de la segunda etapa, que constituye un up-converter de VHF a UHF,



**Fig. 1:** Diagrama en bloques del convertor VHF a UHF.

cuyo diagrama en bloques y frecuencias se muestran en la Fig. 1.

El convertor debe estar basado en un mezclador a diodos, recibir una frecuencia de entrada de 98 MHz y elevarla a 2160 MHz, con un ancho de banda de 140 MHz. Se plantea utilizar un módulo PLL (*Phase Locked Loop*) como oscilador local, cuya frecuencia será de 2062 MHz. Se debe mantener una arquitectura modular e implementar filtros pasabanda en la entrada y en la salida del elemento mezclador, con el fin de limitar en banda la señal y rechazar frecuencias espurias. Se utiliza material FR4 para la implementación de los circuitos. En la sección Desarrollo se indican más detalles sobre especificaciones.

El diseño y selección del dispositivo mezclador se realiza según los parámetros descritos en (Maas, 1986), (Maas, 2003) y (Minicircuits, 2008a). El filtro pasa banda de entrada tiene una frecuencia central de 98 MHz y un ancho de banda de 20 MHz, se diseña mediante métodos de síntesis de Foster con la aproximación de Chevyshev inverso y se construye con elementos concentrados, dado que se trabaja en la banda de VHF (Dadam *et al.*, 2019). El filtro pasabanda de salida se ubica en 2160 MHz y posee un ancho de banda de 140 MHz, su diseño se basa en los métodos de síntesis de filtros derivados de las transformaciones de Richard e identidades de Kuroda (Pozar, 1997) (Pozar, 2000). Para la implementación de este filtro, y dada la elevada frecuencia (UHF), se utilizan líneas de transmisión acopladas implementadas con microtiras.

Se plantea una arquitectura modular para facilitar mediciones, pruebas, verificaciones y diseños individuales por etapa, reduciendo los costos y riesgos de diseño, a costa de un incremento en las pérdidas de inserción.

En la sección Desarrollo se indican las especificaciones y requerimientos iniciales del sistema, los criterios de diseño del mezclador y sus componentes asociados, se describen los métodos de diseño y parámetros de los filtros y sus implementaciones. En la sección Resultados se muestran y describen los resultados de las simulaciones y se comparan con el diseño propuesto. También se muestran fotografías del prototipo implementado y se muestran resultados de mediciones reales sobre el mismo. En las Conclusiones se hace una evaluación global del trabajo y se proponen posibles mejoras futuras.

## DESARROLLO

### Especificaciones

Si bien la modulación de la señal de radiofrecuencia (RF) puede ser arbitraria, debe definirse un ancho de banda máximo y una frecuencia central para la señal de entrada, que per-

mita definir la frecuencia de los productos intermodulación para el diseño del filtro. El filtro de entrada desarrollado en la etapa mezcladora anterior define como frecuencia central 98 MHz (el centro de banda de la banda de FM comercial) y un ancho de banda de 20 MHz, con pérdidas de inserción del orden de 5 dB (Dadam *et al.*, 2019). La señal de entrada en VHF utilizada para las pruebas de funcionamiento fue un tono puro de 98 MHz con una potencia de -30 dBm.

Como oscilador local de UHF se utilizó el PLL sintetizador de frecuencias Analog Devices ADF4360-2 montado sobre la Evaluation Board EVAL-ADF4360-2EB1. La frecuencia del oscilador local (*Local Oscillator*, LO) quedó definida en 2062 MHz para obtener la banda lateral superior de la mezcla (2160 MHz) como Frecuencia Intermedia (*Intermediate Frequency*, IF). Como buffer en la entrada de LO del mezclador (salida del PLL) se utilizó el amplificador monolítico Skyworks SKY65016-70LF, de acuerdo al diseño de referencia del fabricante (SkyWorks, 2017). Este amplificador presenta gran ancho de banda (100 a 3000 MHz) e impedancias de entrada y salida de 50  $\Omega$ , con lo cual se simplifica mucho el diseño, se disminuye el ruido y se aumenta la confiabilidad.

### Mezclador

El mezclador es el circuito que realiza la traslación de frecuencia propiamente dicha. Posee tres puertos: radiofrecuencia (RF), oscilador local (LO) y frecuencia intermedia (IF). La señal de entrada ingresa por el puerto de RF, se mezcla con el oscilador local (puerto LO) y en el puerto IF se obtiene la señal de frecuencia menor (*down-converter*) o mayor (*up-converter*), según se tome la banda lateral inferior o superior respectivamente. Para producir en la salida una frecuencia que no esté presente a la entrada, es imprescindible una no linealidad, lograda con cualquier dispositivo no lineal (diodo, BJTs, FETs e incluso reactancias saturables). La entrada del oscilador local debe ser una señal fuerte para proveer un cambio abrupto entre estado de conducción y corte, haciendo que el puerto del oscilador local sea inherentemente no lineal. El puerto de RF debe permanecer lo suficientemente lineal para satisfacer los requerimientos de intermodulación y compresión (Razavi, 1997).

Se deduce que el mezclador es el elemento crítico de todo el circuito, y su selección debe considerar varios aspectos: frecuencias de trabajo, niveles de potencia, figura de ruido, ganancia, estabilidad, rango dinámico, armónicas no deseadas, distorsión, entre otros (Krauss *et al.*, 2000) (Minicircuits, 2008b). También se debe tener muy en cuenta el punto de intersección de tercer orden (IP3), que debe ser lo más alto posible para disminuir la potencia de los productos intermodulación, lo cual baja las exigencias del filtro en UHF. En general, los mezcladores activos pueden presentar bajas pérdidas de conversión o incluso una ganancia de conversión, a costa de un menor IP3 (Krauss *et al.*, 2000). Todos estos requerimientos hicieron que se escogiera un mezclador doblemente balanceado pasivo.

Los mezcladores balanceados pueden ser pasivos o activos, dependiendo del dispositivo utilizado. Generalmente los mezcladores pasivos se implementan con diodos y tienen un gran rango de frecuencias de operación a un costo bajo. Se emplean diodos Schotky o GaAs, que tienen mejor figura de

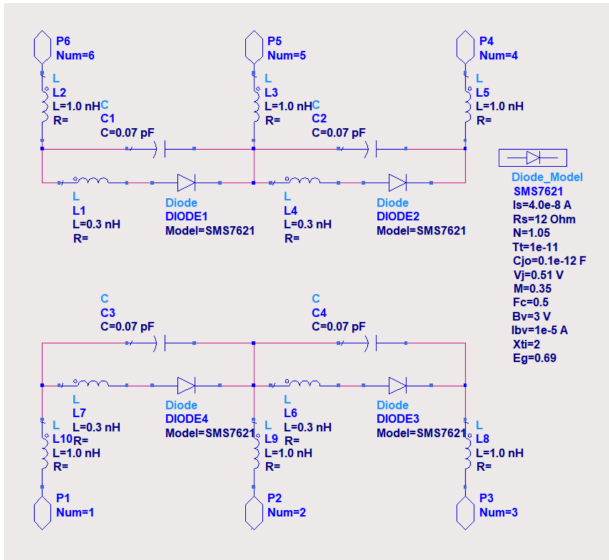


Fig. 2: Circuito del modelo desarrollado para la simulación de mezclador doblemente balanceado.

ruido y menores pérdidas de conversión a frecuencias mayores. Para este trabajo se eligió el mezclador doble balanceado de anillo de diodos (mostrado en la Fig. 3) dado que presenta varias ventajas respecto a otros tipos de mezcladores, como la eliminación de la señal de RF en el puerto de salida por el aislamiento que aportan los transformadores, un IP3 mayor y un mayor aislamiento entre puertos, a costa de un ligero incremento en las pérdidas de conversión (Krauss et al., 2000).

Teniendo en cuenta las frecuencias de trabajo, los requerimientos de bajas pérdidas en un mezclador pasivo de alta frecuencia y con el fin de lograr balance del mezclador con dos transformadores híbridos para aumentar las inmunidad a los productos intermodulación, se optó por utilizar el mezclador Minicircuit MCA1-42+, que presenta gran ancho de banda, bajas pérdidas de conversión y alto aislamiento entre puertos. También se priorizó el menor nivel de mezclador, puesto que implica menor figura de ruido y disminuye el nivel de la señal de LO en el puerto de salida, facilitando el filtrado. El MCA1-42+ es un mezclador pasivo a diodos doblemente balanceado que presenta una pérdida de conversión de 6,41 dB, aislamiento LO-RF de 37,39 dB y aislamiento LO-IF de 22,79 dB, considerando un nivel de oscilador local de +7 dBm (Minicircuits, 2006).

### Simulaciones del Mezclador

El fabricante no provee un modelo para simulación de este mezclador, por lo que fue necesario desarrollarlo. En la Fig. 2 se muestra el modelo que se implementó para la simulación (basado en el circuito integrado SMS7621-081LF), que utiliza 4 diodos Schottky, y se agregan 2 transformadores híbridos ideales. En las figuras 5, 6 y 7 se muestran los resultados de la simulación.

La Fig. 3 muestra el espectro de frecuencias en el puerto de salida con una simulación de balance de armónicos, para un nivel de oscilador local de 7 dBm y señal de RF de -30 dBm, constituido por numerosos productos de intermodulación originados en el proceso de mezcla. Se observa que las señales de mayor potencia son el oscilador local y la doble banda la-

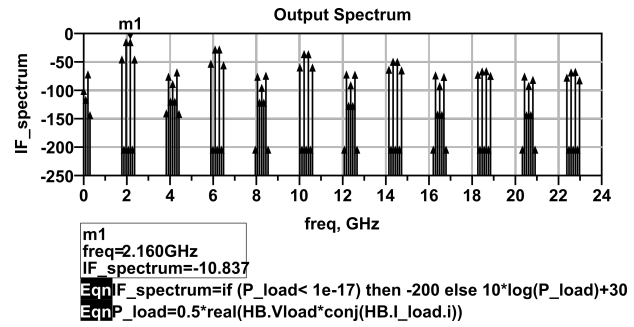


Fig. 3: Espectro de frecuencias en el puerto de salida (simulación).

TABLA 1: PÉRDIDA DE CONVERSIÓN DEL MEZCLADOR EN UHF (SIMULACIÓN).

Parámetro	Puerto RF	Puerto LO	Puerto IF
Frecuencia	98 MHz	2,062 GHz	2,160 GHz
Voltaje	0,380/-0,246°	1,007/0,529°	0,091/144,2°
Potencia	-3 dBm	7 dBm	-10.837 dBm
$\rho$	0,70/-0,6°	0,42/1,78°	N/A
Z	281-j8,07	123+j3,93	N/A
VSWR	5,63	2,46	N/A

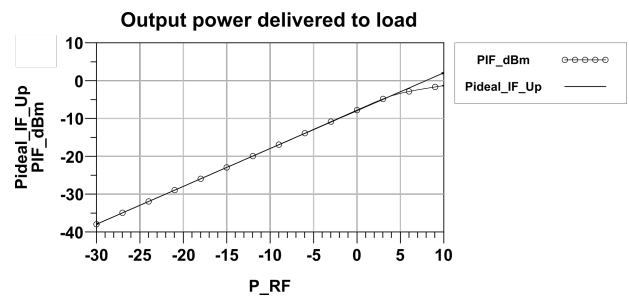


Fig. 4: Curva de pérdida de conversión del mezclador (simulación).

teral. En la Tabla 1 se muestran las tensiones y potencias de señal, obtenidas utilizando la función *mix* con los correspondientes índices de mezcla en una simulación de Balance de Armónicos, en conjunto con demás valores de interés de los puertos del mezclador. Además, en la ec. 2 se muestran las pérdidas de conversión y en la ec. 1 se muestra el cálculo de la potencia de FI, obtenida con los índices de mezcla principales (1,1) de la simulación. La Fig. 5 muestra la compresión del conversor, donde el marcador "m2" determina la potencia de entrada (dB) al puerto RF que causa *N* dB de compresión de ganancia. Se muestra que el punto de compresión de 1 dB se obtiene con una potencia de RF de 6,15 dBm.

$$P_{IF} [W] = \frac{1}{2} V_{Load} I^*_{Load} \quad (1)$$

$$Conv_{gain} = 10 \log(P_{IF} [W] + 30 - P_{RF}[0]) = -7,837dB \quad (2)$$

Para el análisis de la figura de ruido (*Noise Figure, NF*) se fijaron las siguientes consideraciones: 290 K<sup>1</sup>; ruido medido en la salida del circuito a la frecuencia de la banda lateral superior (2.16 GHz); las entradas para la señal de ruido serán tanto el puerto de RF como el de LO. La simulación arroja

<sup>1</sup>Valor normalizado por IEEE para las mediciones de Figura de Ruido.

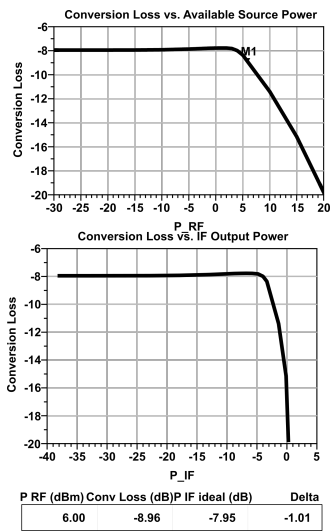


Fig. 5: Compresión de conversión del mezclador (simulación).

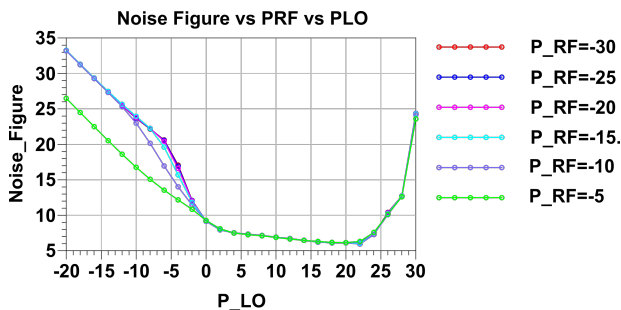


Fig. 6: Figura de Ruido el mezclador en función de las potencias de LO y RF (simulación).

una figura de ruido de 7,24 dBm (temperatura equivalente de ruido de 1247 K) para una potencia de señal de -30 dBm y potencia de oscilador local de +7 dBm. La Fig. 6 muestra la figura de ruido *NF* para distintos valores de potencia de oscilador local  $P_{LO}$  y de señal de entrada  $P_{RF}$ . Se observa que la figura de ruido se mantiene moderadamente estable en 7 dB para valores de potencia de LO entre 0 dBm y 22 dBm, y valores de potencia de RF menores a 2 dBm.

Para completar la caracterización del mezclador se realizó una simulación del Punto de Intersección de Tercer Orden (IP3), para lo cual se aplican dos frecuencias próximas entre sí en la entrada y se mide el punto de intersección entre las rectas de potencia del producto de intermodulación de segundo (2,161 GHz) y tercer orden (2,163 GHz), ambas en función de la potencia de entrada RF (98 MHz). En la Fig. 7 pueden verse las curvas  $P_{FI}$  (relativa al producto de segundo orden) y  $P_{3rd}$  (relativa al producto de tercer orden). Las curvas  $P_{FI\_ideal}$  y  $P_{3rd\_ideal}$  suponen que no existe una saturación en el nivel de potencia de salida, revelando el punto de intersección de tercer orden simulado. Se destaca además que para la simulación efectiva de este valor, el nivel de señal RF debe ser lo suficientemente bajo de forma que la señal IF no se encuentre saturada. El punto de intersección se encuentra a un nivel de salida en el puerto IF de 1,6 dBm, con una potencia de RF de 9,6 dBm. En la Fig. 8 se muestra el IP3 en función de la potencia de RF para una potencia de LO de 7 dBm, y en la Fig. 9 se presenta el IP3 en función de la potencia de LO para una potencia de RF de -30 dBm.

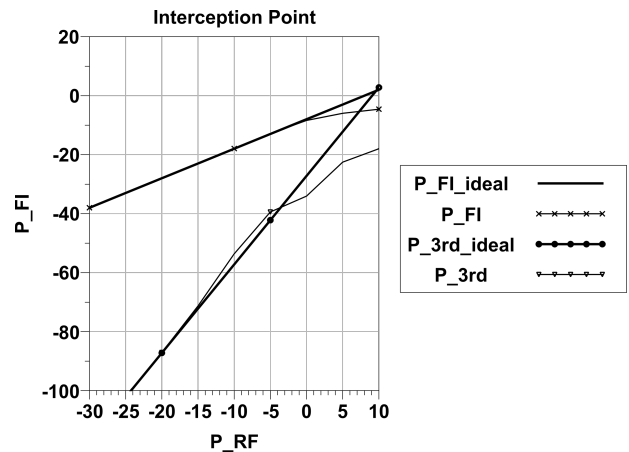


Fig. 7: Punto de intersección de tercer orden (simulación).

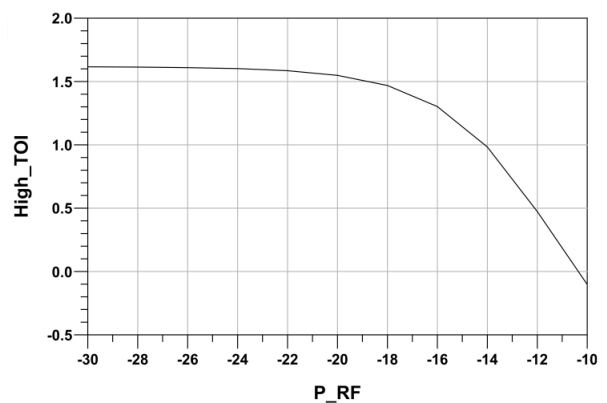


Fig. 8: IP3 en función de la potencia de RF (simulación para  $P_{LO}=7$  dBm).

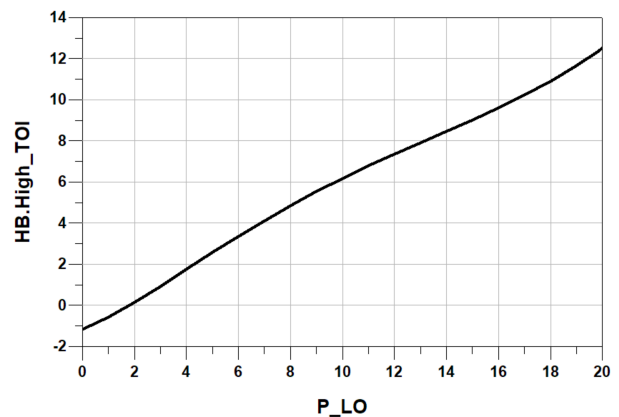


Fig. 9: IP3 en función de la potencia de LO (simulación para  $P_{RF}=-30$  dBm)

**Filtro**

Dado que el filtro se ubica en la banda de UHF, es necesario diseñarlo y construirlo con elementos distribuidos. El modelo de parámetros concentrados ya no es válido a frecuencias tan altas y los elementos activos, en general, no tienen un ancho de banda o un *Slew Rate* suficientemente altos para ser utilizados en esta frecuencia. Por estos motivos, en general, se trabaja con filtros pasivos sintetizados con líneas de transmisión.

Los métodos de síntesis de filtros pasivos en estas frecuencias se basan en líneas de transmisión o guías de onda periódicamente cargadas con elementos reactivos. Estas estructuras exhiben respuestas en frecuencia que derivan en métodos de síntesis como el de Parámetro Imagen y Perdidas de Inserción. En ellos se parte de un filtro pasabajo normalizado en impedancia y frecuencia y luego se aplican transformaciones correspondientes para cambiar el tipo de respuesta y el valor de las impedancias (Poazar, 1997). Otros métodos de diseño utilizan directamente la teoría de líneas de transmisión (transformadores  $\lambda/4$ , stubs, etc.).

En este proyecto se utilizó un filtro de líneas de transmisión acopladas empleando las transformaciones de Richard (permiten convertir elementos discretos en secciones de líneas de transmisión) y las identidades de Kuroda (permiten separar físicamente los elementos del filtro con secciones de líneas de transmisión). A esta forma de diseño se le denomina Síntesis Redundante de Filtros (Poazar, 2000). Debido a su sencillez de fabricación, se diseñó y construyó el filtro con *microstrips* acopladas, y se evaluaron varias alternativas: *Maximum Flatness* (MF), *Ripple* 0,5 dB (R05), *Ripple* de 3 dB (R3) en la banda de paso y *Flat Phase* (FP), es decir (retardo de grupo constante) (Poazar, 1997).

En la Fig.10 se muestra una comparación por simulación de las distintas alternativas de filtros evaluadas, todas con microtiras implementadas sobre un sustrato FR4, orden  $N=2$  y ancho de banda de 100 MHz. Para un mismo orden de filtro, R3 presenta la caída más abrupta, pero tiene las mayores pérdidas en la banda de paso y *ripple* dentro de la banda de paso. La alternativa FP tiene un retardo de grupo nulo, pero una caída menos abrupta y también presenta *ripple*. Para las dos alternativas restantes (MF y R05), las pérdidas en la banda de paso son similares, y la caída del filtro es más abrupta para la alternativa MF. En (Poazar, 1997) se muestra que filtros del mismo orden con *Ripple* tienen un retardo de grupo considerablemente mayor que la alternativa MF. Por todo lo expuesto, se seleccionó la alternativa de implementación de *Maximum Flatness*.

Las figuras 11 y 12 muestran las respuestas del filtro MF en función del orden y del ancho de banda respectivamente. En las figuras se observa que las pérdidas en la banda de paso del filtro aumentan al aumentar el orden (manteniendo el ancho de banda constante). Si bien un filtro de mayor orden tiene caídas más abruptas, las pérdidas de inserción en la banda de paso aumentan aproximadamente 0,5 dB por cada orden. El ancho de banda de -3 dB debe ser lo más pequeño posible para poder atenuar las señales de LO y los productos intermodulación, a costa de un aumento en las pérdidas de inserción. Considerando que el filtro de VHF tiene 20 MHz de ancho de banda, el máximo ancho de banda de la banda lateral superior es 20 MHz, por lo que ese debería ser el ancho de banda del mínimo del filtro en UHF. Debido a las dimensiones de las *microstrips* y *gaps* entre ellas que surgen al diseñar un filtro con un ancho de banda tan pequeño, el criterio de diseño es tener el ancho de banda suficiente para rechazar los productos intermodulación de tercer orden y la señal de oscilador local en el puerto de salida.

Así, por todo lo expuesto, y considerando el ancho de banda, frecuencias de oscilador local y productos intermodulación, orden del filtro, pérdidas de inserción y máxima atenuación en la frecuencia de corte, se establecieron los parámetros

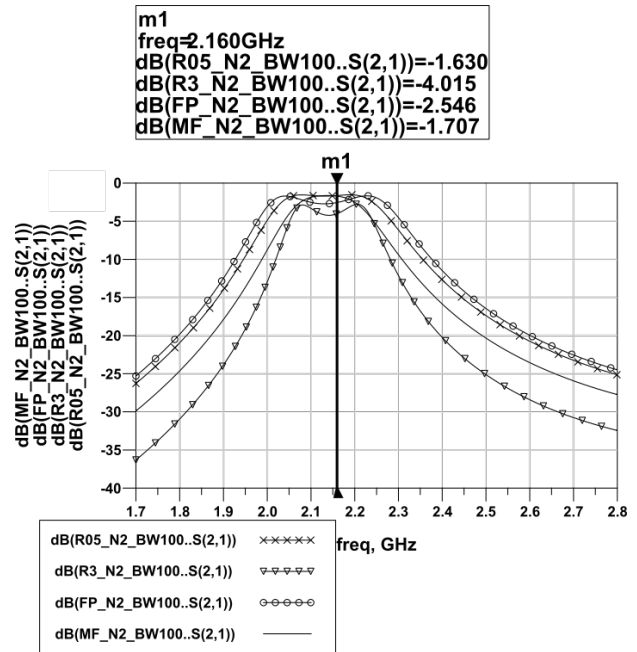


Fig. 10: Comparación de las respuestas de los filtros con microtiras evaluados (simulación).

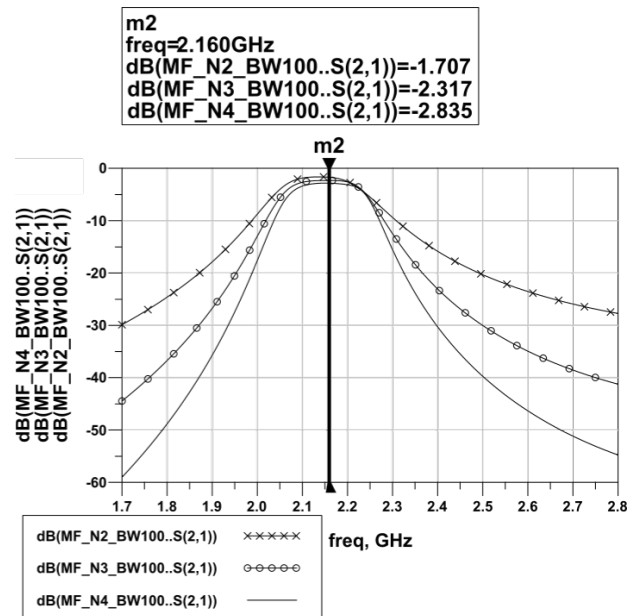


Fig. 11: Respuesta de un filtro MF para distintos órdenes.

TABLA 2: PARÁMETROS DE DISEÑO PARA FILTRO EN UHF.

Parámetro	Valor
Frecuencia de corte inferior	2,09 GHz
Frecuencia de corte superior	2,23 GHz
Ancho de banda a -3 dB	140 MHz
Máxima atenuación en la banda de paso	2 dB
Mínima atenuación en la banda de rechazo	15 dB
Impedancias de entrada y salida	50 $\Omega$

de diseño del filtro en UHF, detallados en la Tabla 2. En (Poazar, 1997) se muestran gráficos paramétricos del orden de filtro requerido para lograr una atenuación dada.

Con un script en Python2.7 se calcularon las impedancias

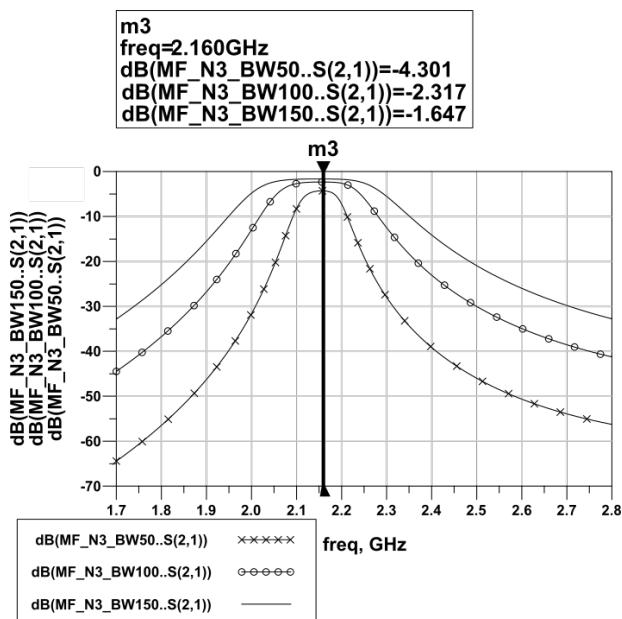


Fig. 12: Respuesta de un filtro MF para distintos anchos de banda.

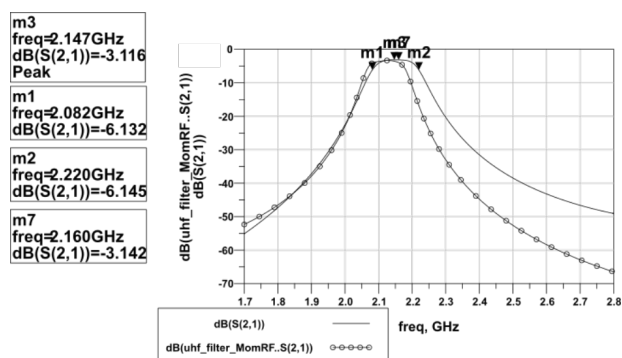


Fig. 13: Resultados de simulación del diseño final del filtro UHF.

de entrada y salida en modo par e impar de cada par de microtiras acopladas. Se seleccionó un orden de filtro  $N = 3$  y una respuesta máximamente plana en amplitud de la banda de paso. Los coeficientes utilizados para los valores de los componentes se especifican según (Pozar, 1997). Luego se determinaron las dimensiones físicas de las microtiras acopladas y de las microtiras simples de  $50 \Omega$  (largo, ancho y separación efectivas). Finalmente se realizó una optimización del tipo gradiente, cambiando los valores de los parámetros del filtro hasta obtener la respuesta en frecuencia óptima, priorizando la frecuencia de corte, centro de la banda de paso y mínimas pérdidas. Los resultados por simulación se muestran en la Fig. 13, y en la Fig. 21 se observa una imagen del prototipo final del filtro, implementado en material FR4 y con lámina metálica para blindaje.

### Oscilador Local de UHF

El oscilador local (LO) de UHF es un PLL basado en el sintetizador de frecuencias Analog Devices ADF4360-2, en este caso montado en una placa de evaluación, cuya frecuencia de salida puede ser variada entre 1850 MHz y 2170 MHz, siendo ajustado en 2062 MHz para obtener una FI de 2160 MHz. La potencia de salida es ajustable, midiéndose los valores indicados en la Ttabla 3.

TABLA 3: VALORES DE POTENCIA DE SALIDA DEL PLL @2.062 GHz.

RF output power current (mA)	Core power current (mA)	PLL Output Power [dBm]
3,5	5	-16
5	5	-13,8
3,5	10	-13,7
3,5	15	-13,3
3,5	20	-12,5
5	10	-12,3
5	15	-12
7,5	5	-11,9
5	20	-11,1
11	5	-10,4
7,5	15	-10,4
7,5	10	-9,9
11	10	-9,5
7,5	20	-9,5
11	15	-8,6
11	20	-6

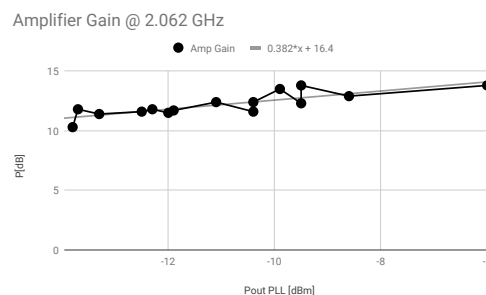


Fig. 14: Mediciones de ganancia del amplificador de LO.

Se insertó un amplificador monolítico a la salida del PLL (entrada LO del mezclador) para reforzar la señal fuerte que comanda la mezcla. En la Fig. 14 se muestran las mediciones de ganancia realizadas a la salida de este amplificador en la frecuencia de interés, obteniéndose una ganancia promedio de  $12,6 \text{ dB} \pm 0,94 \text{ dB}$ . Se puede ver que la ganancia aumenta ligeramente al aumentar la potencia de entrada. En la Fig. 15 se observa el espectro de salida del PLL amplificado, donde se pueden ver las armónicas espurias generadas por el PLL y aumentadas por el amplificador. Este es un efecto no deseado ya que podría generar productos intermodulación por la mezcla de la RF con estas señales presentes en el puerto de LO.

Debido a que el mezclador de UHF utilizado es de nivel 7, la señal de LO deberá tener un nivel de 7 dBm. Para conseguir esta potencia se utilizó la configuración que otorga la máxima potencia de salida del PLL (*RF Output Power current* = 11 mA y *Core Power current* = 20 mA), con la que se midió 5,9 dBm de potencia de salida del amplificador.

## RESULTADOS

El circuito final del mezclador implementado (sobre material FR4) se muestra en la Fig. 16. En la Fig. 17 se muestra la medición de la salida del mezclador (pantalla del analizador de espectro) para una potencia de LO de 5,9 dBm en

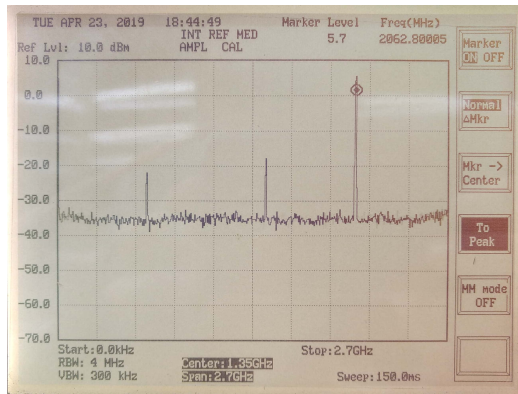


Fig. 15: Medición del espectro de salida del PLL amplificado.

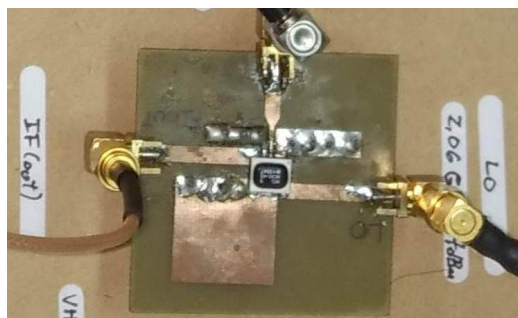


Fig. 16: Implementación física del mezclador en UHF.

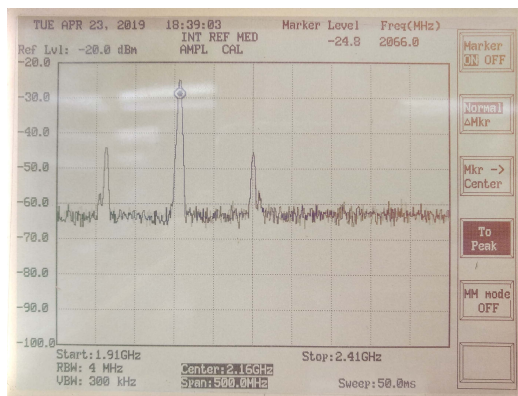


Fig. 17: Bandas laterales en la salida del mezclador UHF.

2062 MHz y una potencia de RF de -36 dBm en 98 MHz. Se observan claramente las bandas laterales.

La Fig. 18 muestra el nivel de potencia medido de las distintas señales de interés al variar la potencia de RF. El piso de ruido mínimo del analizador de espectro es -70 dBm, por lo que las señales de muy baja potencia, como los productos intermodulación de tercer orden, puede medirse únicamente al aplicar una potencia elevada de RF.

Variando la potencia de RF se midieron la pérdida de conversión y el aislamiento entre puertos del mezclador, las cuales se muestran en las figuras 19 y 20 respectivamente.

El filtro implementado se muestra en la Fig. 21, con un blindaje de latón. Se pueden ver las cuatro secciones de microtiras acopladas necesarias para un filtro de orden 3 y las dos microtiras inicial y final con una impedancia característica de 50 Ω.

En la Fig. 22 se muestra la respuesta del filtro para un nivel

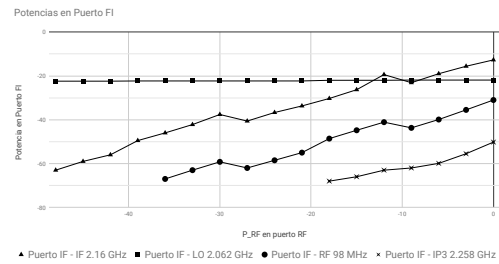


Fig. 18: Potencia en puerto IF del mezclador UHF.

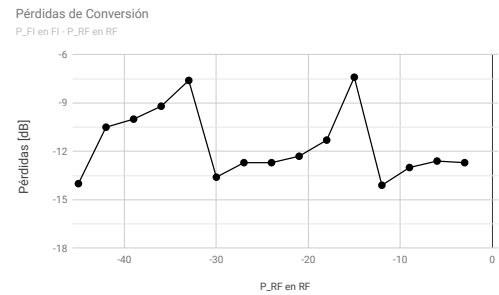


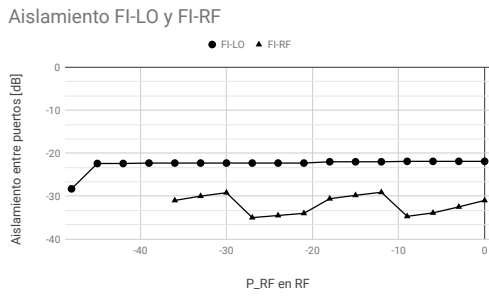
Fig. 19: Pérdidas de conversión medidas en el mezclador de UHF.

de excitación de -30 dBm y el analizador de espectro ajustado en *full span*. En el pico de la banda de paso se midió una pérdida de inserción del filtro de 3,4 dB, considerando una pérdida total en los cables de 2,5 dB. Las frecuencias de corte (-3 dB) inferior y superior medidas son 2228 MHz (-0,09 % respecto al diseño simulado) y de 2091 MHz (+0,04 % respecto al diseño simulado), obteniendo un ancho de banda de 137 MHz.

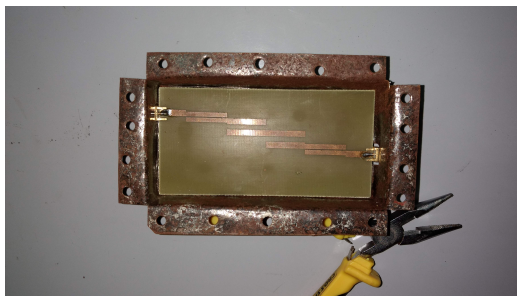
En la Fig. 23 se observan todos los módulos interconectados (mezclador, oscilador local, amplificador, filtro), conformando el sistema de conversión de VHF a UHF. En la imagen se incluyen las etapas del convertor de HF a VHF (primera etapa up-converter), presentados en (Dadam et al., 2019).

La medición de todo el conjunto up-converter se realizó insertando un tono de RF de 10,7 MHz y 0 dBm en la entrada del convertor HF-VHF (primera etapa). En la entrada de LO de este mezclador se conectó un oscilador de 83 MHz y 0 dBm (Dadam et al., 2019). En la entrada de LO del mezclador de VHF-UHF (segunda etapa) se conectó el PLL de 2062 MHz y 5,9 dBm. En esta medición se deja sin conectar el filtro de IF. En la Fig. 24 se muestra la salida de 2,16 GHz del up-converter, donde se observaron las bandas laterales en el puerto de IF y el oscilador local en UHF con un nivel de -24,8 dBm. La banda lateral superior centrada en 2.16 GHz tiene un nivel de -45 dBm.

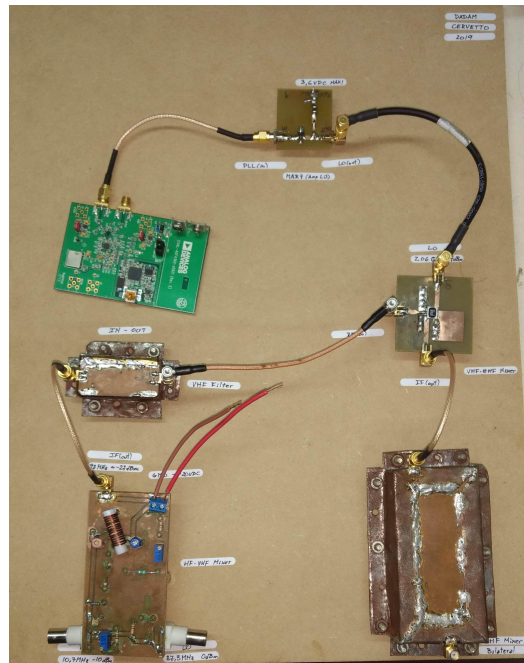
Luego de estas mediciones se agrega el filtro de UHF a la salida de todo el conjunto y se miden la banda lateral superior y la frecuencia del oscilador local. En las figuras Fig. 25 y 26 se muestran la banda lateral superior y la frecuencia del oscilador local respectivamente. Se observa la potencia de la banda lateral (2,16 GHz) en -51,6 dBm y el nivel de oscilador local en -38,8 dBm. El filtro atenuó 14 dB al oscilador local y por debajo del piso de ruido a la banda lateral inferior. Esta medición permite decir que se cumplieron los objetivos propuestos en cuanto a la frecuencia y la potencia requerida por la señal de salida, además del rechazo de armónicos y



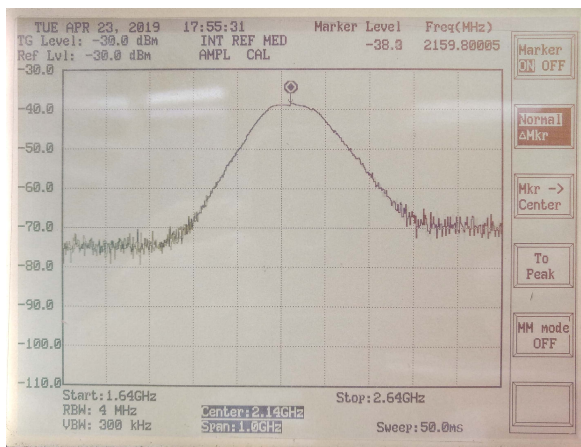
**Fig. 20:** Aislamiento entre puertos medidos en el mezclador de UHF.



**Fig. 21:** Filtro UHF implementado.



**Fig. 23:** Up-Converter completo: módulos del convertor VHF-UHF conectados a las etapas previas de conversión HF-VHF.



**Fig. 22:** Medición de la respuesta en frecuencia del filtro de UHF.

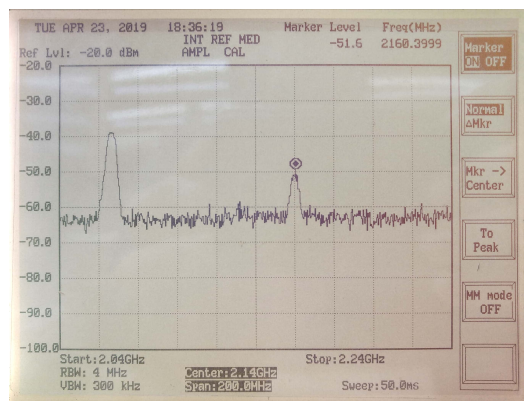


**Fig. 24:** Salida de IF (2,16 GHz) del sistema completo, sin filtro UHF.

productos intermodulación.

Las principales discrepancias entre los niveles de potencia de la simulación y de las mediciones en lo referente al mezclador se dan porque la simulación es la de un mezclador doblemente balanceado genérico, con el objetivo de estudiar cuales son las interacciones entre las señales en este tipo de dispositivos. Como fue mencionado, el fabricante no facilita un modelo de simulación, por lo que el modelo desarrollado se utiliza para caracterizar el comportamiento general del dispositivo, en lugar de establecer un punto de comparación funcional. Las mediciones permiten ver que el dispositivo se comporta como el fabricante lo especifica en Minicircuits (2006).

La simulación, sin embargo, fue importante para establecer parámetros de diseño como diferencias en niveles de potencia de LO y RF, frecuencias de atenuación de filtros y establecimiento de frecuencias de trabajo en banda base y de LO.



**Fig. 25:** Banda lateral superior en la salida del sistema completo.

## CONCLUSIONES

Se concluye que los circuitos implementados cumplen con los objetivos propuestos, obteniendo un rendimiento adecua-





**Fig. 26:** Oscilador local en la salida del sistema completo.

do a un costo acorde al proyecto de investigación. Los niveles de los productos intermodulación están muy por debajo de los niveles de la banda lateral. La banda lateral obtenida, con un nivel de  $-51,6$  dBm, no presentaría problemas para la detección en detectores comerciales.

Se observa que el comportamiento del sistema corresponde al diseño propuesto y simulado. El comportamiento general de los dispositivos fue el esperado con respecto a los modelos en la simulación, solo se han observado incrementos en las pérdidas debido a las diferencias de materiales y tecnologías usadas en el prototipo.

La metodología de trabajo que se utilizó (diseño modular) permitió realizar un estudio exhaustivo de cada uno de los bloques que conforman el up-converter, obteniendo criterios de diseño de la bibliografía para luego simularlos, implementarlos y comparar los resultados etapa por etapa.

Como posibles mejoras se propone implementar todo el circuito en un mismo módulo, para disminuir las pérdidas de inserción y filtrar mejor las armónicas no deseadas del oscilador local en UHF. También se tiene previsto cambiar el sustrato de FR4 por uno con una mayor constante dieléctrica para hacer las microtiras más pequeñas, pues el abrupto cambio de dimensiones al unir las microtiras con los componentes provoca una pobre adaptación de impedancias.

## AGRADECIMIENTOS

En general, agradecemos al sistema de educación pública y gratuita de alta calidad de nuestras universidades nacionales, que permite a miles de personas desarrollarse, en el país y en el mundo, en un nivel superlativo en el contexto profesional. En particular, un especial agradecimiento a la Universidad Nacional de Córdoba, a la Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales, al Laboratorio de Radiofrecuencias y Microondas y a la Secretaría de Ciencia y Tecnología por brindarnos la oportunidad de contribuir a la generación de conocimiento en el ámbito de la República Argentina.

## REFERENCIAS

- [1] Dadam, F., Amado, J., y Naldini, G. (2019). "Convertor de frecuencia de hf a vhf con mosfet de doble compuerta". *XVIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control*, pp. 395–400.
- [2] Krauss, H. L., Bostian, C. L., y Raab, F. H. (2000). *Estado sólido en ingeniería de Radiocomunicaciones*. Limusa, segunda edición ed.
- [3] Maas, S. A. (1986). *Microwave mixers*. Artech House microwave library. Artech House.

- [4] Maas, S. A. (2003). *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. Artech House, 2nd ed ed.
- [5] Minicircuits (2006). "Frequency mixer - wide band". Reporte técnico N° MCA1-42+ Rev.: B.
- [6] Minicircuits (2008a). "How to select a mixer". Reporte técnico N° AN-00-010 Rev.: A.
- [7] Minicircuits (2008b). "Understanding mixers – terms defined, and measuring performance". Reporte técnico N° AN-00-009 Rev.: OR.
- [8] Pozar, D. (1997). *Microwave Engineering*. John Wiley.
- [9] Pozar, D. M. (2000). *Microwave and Rf Design of Wireless Systems*. 1 ed.
- [10] Razavi, B. (1997). *RF Microelectronics*. Prentice Hall.
- [11] SkyWorks (2017). "0.1 to 3.0 ghz ingap cascadable amplifier". Reporte técnico N° SKY65016-70LF.