

# LNA de bajo coste para aplicaciones de banda Ultra-ancha

Yolanda Jato Llano

Departamento de Ingeniería de  
Comunicaciones

Universidad de Cantabria

email :yolandaj@dicom.unican.es

Amparo Herrera Guardado

Departamento de Ingeniería de  
Comunicaciones

Universidad de Cantabria

email :amparo@dicom.unican.es

**Abstract-** This paper presents the design, simulations and measurements of a fully integrated low noise amplifier (LNA) for Ultra-Wideband applications. The circuit has been implemented in a 0.4  $\mu\text{m}$  silicon-germanium (SiGe:C) bipolar technology which features a 46 GHz cut-off frequency. The LNA exhibits in simulation a flat gain of 23 dB from 3 to 9 GHz and shows a noise figure lower than 5 dB over the whole band. The feedback Darlington configuration allow to obtain good return losses without any matching network. The output 1 dB compression point is below  $-5$  dBm within the band of interest. The UWB input signal is correctly amplified by the LNA and the output spectrum meet the restrictive PART 15 mask of the FCC.

## I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, el interés por las comunicaciones inalámbricas ha ido en continuo aumento dando lugar al nacimiento de un gran número de novedosas tecnologías. Una de ellas es la denominada radio de banda ultra-ancha (UWB- Ultra Wideband), que se basa en la transmisión de pulsos de energía muy cortos (con longitudes en el rango de los nanosegundos). La pequeña duración temporal de estos pulsos se traduce en una dispersión de energía de la señal de radio en un ancho de banda muy amplio [1], [2].

Las ventajas que ofrece este tipo de tecnología son: baja probabilidad de interceptación, inmunidad a la propagación multicamino, bajo coste y complejidad.

Las transmisiones en banda ultra-ancha ya han sido reguladas en Estados Unidos por la FCC (Federal Communications Commission). En Europa se ha formado un cuerpo de estandarización, el 802.15.3a que es el encargado de su próxima regularización. La máscara del espectro de la señal UWB transmitida es la que se presenta en la figura 1.

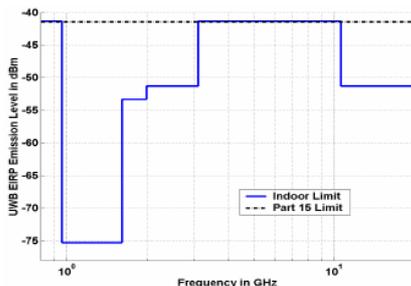


Fig.1 . Máscara espectral de la FCC.

El LNA diseñado forma parte del front-end del receptor del equipo de usuario, siendo éste un bloque crítico ya que debe amplificar la señal proveniente de la antena con la menor distorsión e introducir el menor ruido posible. Además también debe cuidarse el aspecto del coste final del circuito, ya que al formar parte del equipo de usuario debe mantenerse bajo. Esta fue una de las razones por la que se eligió la tecnología SiGe BiCMOS ya que además de proporcionar similares características que el GaAs, ofrece los beneficios de integración y coste del silicio [3].

Este artículo describe el diseño, simulación, medida e implementación de un LNA para banda ultra-ancha. La sección II presenta el proceso de diseño seguido, en la sección III se muestran los resultados de las simulaciones y en la IV los resultados de las medidas. En la sección V se realiza el estudio del comportamiento del circuito frente a la señal de UWB y por último en la sección V se reflejan las conclusiones.

## II. DISEÑO DEL LNA

Los objetivos principales que se persiguieron en el diseño del amplificador de bajo ruido fueron conseguir la mínima figura de ruido, la máxima ganancia y una respuesta plana en el ancho de banda especificado. Además también se debían cumplir otras dos restricciones, presentar una adaptación a  $50 \Omega$  a la entrada y a la salida y además mantener un punto de compresión 1 dB por encima de los  $-5$  dBm.

El diseño que se realizó consta de dos etapas Darlington realimentadas y se muestra en la Fig. 1. La configuración Darlington [4] se eligió ya que presenta una ganancia de banda ancha cuya respuesta es plana. Con la realimentación, además de mejorar el ancho de banda se consiguen buenos valores de adaptación.

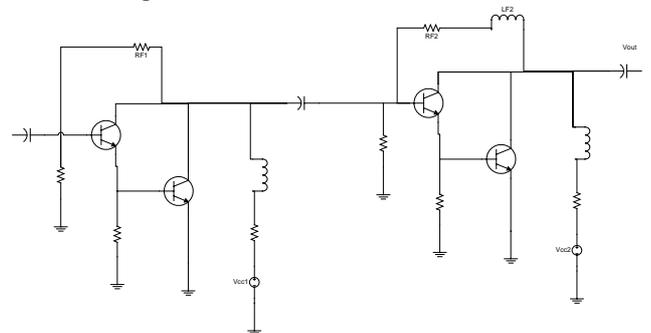


Fig.2 . Esquemático del LNA.

La realimentación de la primera etapa se realiza a través de la resistencia  $R_{f1}$ . Esta etapa fue diseñada para obtener una alta ganancia y un ruido bajo. La segunda etapa usa en su red de realimentación además de una resistencia una inductancia para aplanar la ganancia y conseguir un P1dB más elevado.

Ambas etapas están autopolarizadas y los puntos de polarización se eligieron cuidadosamente para obtener unas buenas adaptaciones de entrada y salida, no siendo necesario incluir ningún tipo de red de polarización ni interna ni externa al circuito.

Se simularon y midieron varias versiones de este LNA, introduciéndose varias mejoras en cada una de ellas. En una primera versión solo se incluyeron los componentes reales de la librería. En la segunda versión se incluyeron también las líneas de transmisión ya que su efecto en el comportamiento del circuito es significativo dado el rango de frecuencias en el que se trabaja.

### III. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

El LNA está alimentado por dos fuentes de 3.3 V que se han mantenido separadas para aumentar la flexibilidad de ajuste en la medida.

En las siguientes figuras se representan los resultados obtenidos de la simulación del circuito:



Fig.3 . Curva de ganancia .

Como se puede ver en la Fig.2. la ganancia que se obtiene en simulación es de unos 24 dB sobre un ancho entre 3 y 10.5 GHz. Además tanto la adaptación de entrada como la de salida se mantienen por debajo de los  $-10$  dB como se puede comprobar en las siguientes figuras:



Fig.4. Adaptación de entrada.



Fig.5. Adaptación de salida.

Estas simulaciones se corresponden con la segunda versión de este LNA. Como se indicó antes, en esta versión se incluyeron las líneas de transmisión con el fin de considerar su efecto en el comportamiento del circuito. Se utilizó un modelo de línea obtenido a través de simulaciones electromagnéticas realizadas con Momentum. Este simulador nos proporciona unos ficheros de parámetros S por los que sustituiremos cada línea.

En la siguiente gráfica se representa el ruido, que como se puede comprobar, se mantiene por debajo de 4.4 dB en toda la banda:

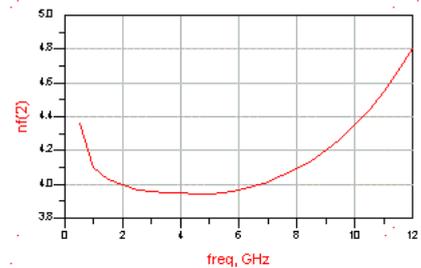


Fig.6 . Curva de ruido.

### IV. RESULTADOS DE MEDIDAS.

Se realizó un montaje del LNA en una caja de latón, utilizando un sustrato de CuClad con  $\epsilon_r = 2.17$  y una altura de 0.254 mm. El circuito montado se puede ver en la Fig. 6.:

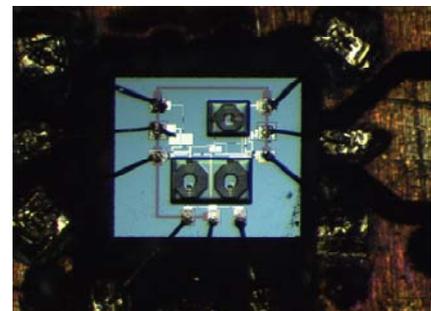


Fig. 7. Fotografía del montaje del LNA.

Una vez realizadas las medidas se procedió a comparar éstas con los resultados de las simulaciones.

Esta comparación se representa a continuación donde con triángulos aparece el resultado de la simulación y en línea continua el de la medida:

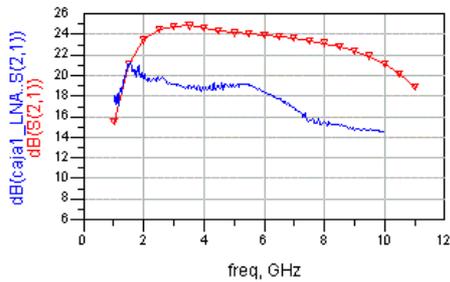


Fig. 8. Comparación S21 medida-simulación.

Y las adaptaciones de entrada y salida en comparación con las medidas aparecen en las figuras 8 y 9:

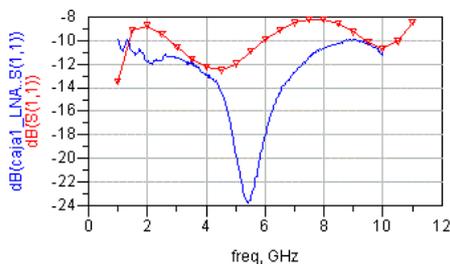


Fig. 9. Comparación S11 medida-simulación.

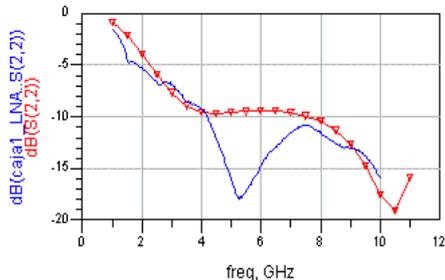


Fig. 10. Comparación S22 medida-simulación.

La ganancia simulada es aproximadamente 4 dB más alta que la simulada y su respuesta más plana. Las adaptaciones de entrada y salida medidas son buenas y siguen la forma de las simulaciones a excepción de un pequeño desplazamiento en frecuencia. La ganancia que se obtiene en medidas es de unos 19 dB en la banda de 3 a 7 GHz, siendo estos valores aceptables ya que aún cumplen las especificaciones del LNA.

Las discrepancias entre las simulaciones y las medidas pueden ser causadas por varios factores. En primer lugar, debemos tener en cuenta los modelos de los componentes que integran el circuito. Por ejemplo, la inductancia que ha sido usada en el diseño presenta un modelo que solo es válido hasta 6 GHz mientras que el LNA debe comportarse correctamente hasta los 9 GHz.

Otra posible razón es el uso de nuestro propio modelo de línea de transmisión. El modelo ha sido extraído a través de simulaciones electromagnéticas y puede que éstas no estén

reproduciendo correctamente el comportamiento de las líneas ya que no se dispone de toda la información necesaria acerca del sustrato.

La medida de ruido del LNA es un poco más elevada que la que se obtiene en simulación como se puede comprobar en la siguiente figura:

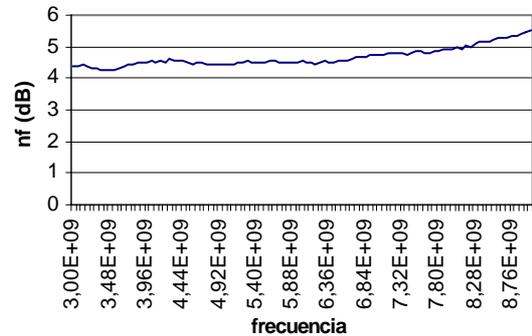


Fig. 11. Resultado de ruido en medida.

El punto de compresión 1 dB también ha sido medido y simulado. Ambos valores se representan en la tabla I

Se comprueba que tanto en medida como en simulación se cumple la restricción de un P1dB a la salida de  $-5$  dBm.

	Simulados		Medidos	
	in (dBm)	out(dBm)	in (dBm)	out (dBm)
3 GHz	-23.7	-1.903	-19.5	-3.83
6 GHz	-24.8	-1.865	-15	-1
9 GHz	-25.1	-0.761	-13.5	-3.33

Tabla 1. Ptos. de compresión 1 dB simulados y medidos.

## V. SIMULACIONES CON SEÑAL UWB

También se realizaron medidas en el dominio temporal usando una señal de banda ultra-ancha (UWB) como entrada al circuito. La señal UWB es generada por un generador de pulsos UWB fabricado por STM [5]. El pulso que se obtiene a la salida del chip de banda muy ancha y debe ser filtrado con el fin de que se acomode al espectro que deseamos medir, esto es entre 3 y 7 GHz.

Con el fin de evitar la saturación del LNA, la señal de entrada tuvo que ser atenuada unos 30 dB para reducirla al rango de milivoltios. Esta atenuación puede ser interpretada como la introducida por el canal de comunicaciones.

En la figura 11 se muestran las señales de entrada y salida normalizadas. Éstas son bastante similares en su forma, la única diferencia entre ellas es que la señal de salida está retrasada respecto a la entrada unos 3 ns. También se consigue la ganancia de 20 dB en el dominio temporal.

Ambas señales se han representado normalizadas con el fin de poder ver con mayor claridad que la señal de salida es muy similar a la de entrada lo que confirma el buen comportamiento del circuito con la señal UWB ya que no produce ningún tipo de distorsión sobre ella.

## REFERENCIAS

- [1] K. W. Kobayashi, L. T. Tran, M. D. Lammert, T. R. Block, P. C. Grossman, "Sub- 1.3 dB noise figure direct-coupled MMIC LNAs using a high current-gain 1-  $\mu\text{m}$  GaAs HBT technology", *GaAs IC Symposium*, pp. 240-243, Nov. 1999.
- [2] K. Siwiak, M. Franklin, "Advances in Ultra-Wide Band technology," Radio Solutions 2001: 6-7 November 2001.
- [3] D. Harame, L. Larson, M. Case, "SiGe HBT technology: Device and Application Issues," IEDM 95.
- [4] Y. Li, H. Jacobsson, M. Bao, T. Lewin, "High-frequency SiGe MMICs- an industrial perspective," *GigaHertz 2003. Proceedings of the 7<sup>th</sup> Symposium*, Nov. 2003.
- [5] L. Smaini, D. Helal, "Flexible pulse-based UWB RF transceiver," *2004 IEEE ISSCC February 15-19*

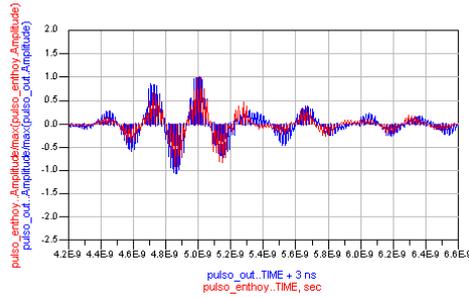


Fig. 12. Señales de entrada y salida en el dominio temporal.

Se representa también el espectro de ambas señales, correspondiéndose la línea superior con el espectro de salida y la inferior con el de entrada, donde puede comprobarse que realmente la ganancia es correcta.

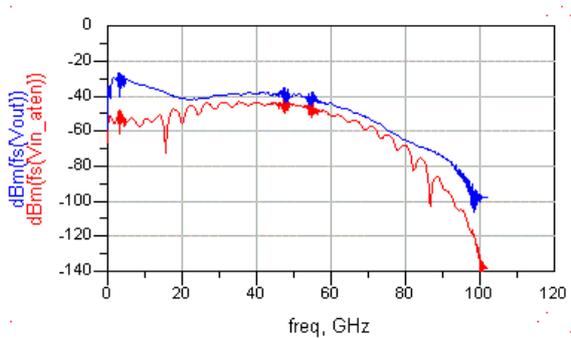


Fig. 13. Espectros de la señal de entrada y de la señal de salida.

## VI. CONCLUSIONES

Se ha diseñado, simulado y medido un amplificador monolítico de bajo ruido utilizando la tecnología SiGe:C BiCMOs para aplicaciones de banda ultra-ancha. El LNA presenta en medidas una ganancia plana de aproximadamente 20 dB entre 3 y 7 GHz y una figura de ruido que se mantiene por debajo de 5 dB en toda la banda. Se han obtenido buenas pérdidas de retorno tanto en la entrada como en la salida sin necesidad de ningún tipo de red de adaptación. El punto de compresión 1 dB se mantiene por encima de  $-5$  dBm en toda la banda.

Las simulaciones y las medidas difieren ligeramente debido a la falta de modelado de las inductancias en parte de la banda de interés y a la falta de un modelo fiable para las líneas de transmisión.

El comportamiento del amplificador también es correcto cuando se le introduce una señal de banda ultra-ancha, no distorsionando la señal y presentando la ganancia medida.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto "Transceptores integrados multielemento y monocircuito para radiocomunicación digital de banda ancha", TIC-2003-09061-C03-03.