

OPTIMIZACIÓN NO LINEAL DE MEZCLADORES AUTOOSCILANTES

Samuel Ver Hoeye, Luis Zurdo, Almudena Suárez
Departamento de Comunicaciones
Universidad de Cantabria
e-mail : VHSamuel@hispanavista.com

Abstract- New non-linear optimisation techniques for the design of self-oscillating mixers are presented. The techniques enable fixing the self-oscillation frequency and selecting the optimum self-oscillating amplitude for maximum conversion gain. Using bifurcation-theory concepts, it has been possible to increase the range with self-oscillating-mixer operation. The new techniques have been applied to the design and simulation of a 5.5GHz-0.5GHz down-converter obtaining very good agreement with the experimental results.

I. INTRODUCCIÓN

El mezclador autooscilante es un conversor de frecuencia muy atractivo para cumplir requerimientos como tamaño pequeño, bajo coste y bajo consumo de potencia, puesto que un simple transistor sirve para ambos, el oscilador local y elemento de mezclado. Debido a la autooscilación, el mezclador autooscilante opera en un régimen autónomo cuasiperiódico lo que puede ser difícil de simular [1]. En balance armónico, se han proporcionado técnicas especiales para el análisis de un mezclador autooscilante [2]. No obstante, muchas veces el diseñador tiene poco control sobre la frecuencia autónoma, la ganancia de conversión y la potencia de salida del mezclador autooscilante, y existe una necesidad de herramientas de optimización.

En este trabajo se presentan unas nuevas técnicas de optimización no lineal, basadas en el forzado de la oscilación autónoma a la amplitud y frecuencia deseada, que aumenta el control del diseñador sobre el funcionamiento del mezclador autooscilante.

Puesto que las bandas de funcionamiento del mezclador autooscilante están delimitadas por fenómenos de bifurcaciones, se investiga el posible uso de conceptos de teoría de bifurcaciones para mejorar el funcionamiento del mezclador autooscilante. Se presentan los resultados de la aplicación de estas técnicas a un mezclador autooscilante con una frecuencia de entrada 5.5 GHz.

II. OPTIMIZACIÓN NO LINEAL DE UN MEZCLADOR AUTOOSCILANTE

El nuevo método de optimización de un mezclador autooscilante consiste en diferentes etapas. En la primera etapa se diseña un circuito oscilador, del cual se optimiza sus parámetros para una frecuencia y una potencia de la oscilación libre deseada. En una segunda etapa, se introduce el generador de entrada y se reoptimizan el circuito para obtener la máxima ganancia de conversión. Finalmente, en la

tercera etapa, se reoptimiza el circuito para aumentar el rango de funcionamiento del mezclador autooscilante. Para ilustrar el método, se utiliza la topología de Fig.1 basado en un transistor ATF26884. La realimentación en serie proporciona resistencia negativa a la puerta del gate. La frecuencia intermedia (IF) se selecciona mediante un filtro a la puerta del drenador, empleando también un circuito abierto de $\lambda/4$ en paralelo para atenuar la frecuencia de oscilación ω_0 .

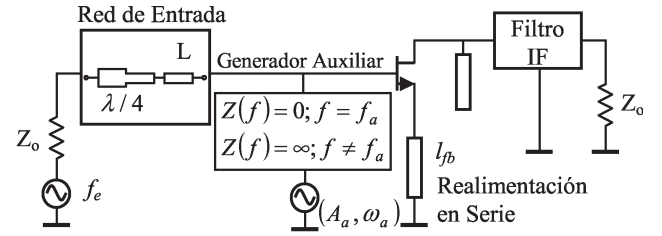


Fig. 1. Configuración convencional de un mezclador autooscilante, con inclusión de un generador auxiliar para propósitos de optimización.

A. Oscilador libre

Para el conversor inferior se diseña un oscilador libre mediante el método presentado en [3]. Para la optimización, la frecuencia del generador auxiliar ω_a es igual a la frecuencia de oscilación requerida para la frecuencia intermedia especificada, $\omega_a \equiv \omega_0 = \omega_e \pm \omega_{IF}$, siendo ω_e y ω_{IF} la frecuencia de entrada y la frecuencia intermedia respectivamente. De modo que, para el conversor inferior de 5.5GHz-0.5GHz, se ha fijado ω_a en exactamente 5 GHz. El diseño del oscilador se realiza en varias etapas.

En una primera etapa, se ha realizado un diseño preliminar utilizando elementos discretos para la red de entrada y la línea de realimentación. Para la carga del oscilador, se ha elegido la conexión en serie de una resistencia R_e y un inductor L_e . Ambos elementos se ha optimizado para cumplir la condición de no perturbación [3]:

$$\begin{cases} \text{Re}\{Y_a(\omega_a = \omega_0, A_a = V_0, R_e, L_e)\} = 0 \\ \text{Im}\{Y_a(\omega_a = \omega_0, A_a = V_0, R_e, L_e)\} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

Durante la optimización el mayor error permitido es $Y_a = 10^{-8} + j10^{-8} (\Omega^{-1})$. Se espera que el mezclador autooscilante proporcione valores mas altos de ganancia de conversión para grandes amplitudes de oscilación, de modo que,

inicialmente, la amplitud de la oscilación autónoma se ha fijado en el valor $A_a = V_0 = 0.8$ V.

En un segundo paso de diseño, los elementos ideales se implementan consecutivamente en línea microstrip. Al remplazar un componente discreto por su equivalente en línea microstrip, se produce un pequeño desplazamiento de la frecuencia de oscilación libre. Para que la frecuencia se mantenga a 5 GHz se necesita reoptimizar el circuito. Ahora las variables de optimización son la longitud l y la anchura w de cada línea correspondiente y la condición de optimización el $Y_a(l, w) = 0$.

Una vez obtenida la implementación en línea microstrip, en un tercer paso, lo que se pretende es tener en cuenta todos los ajustes del diseño y otras circunstancias que favorezcan al éxito de la realización práctica del circuito, como p.e., doblado de líneas, cambio de anchuras y uniones en T. La inserción de cada uno de estos elementos requiere la reoptimización de las líneas.

B. Mezclador autooscilante

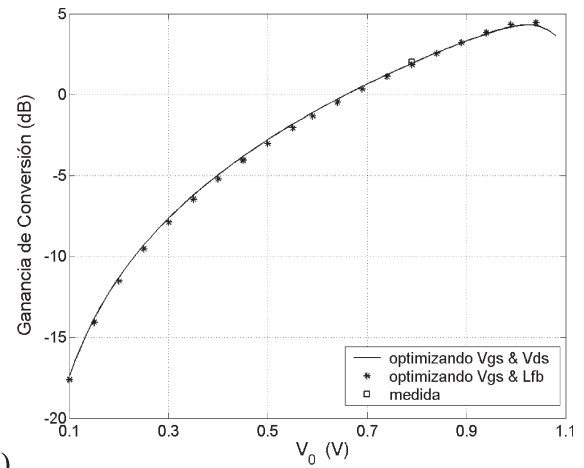
El funcionamiento de mezclado se consigue añadiendo el generador de entrada como se ilustra en Fig.1. La solución estacionaria del sistema es cuasiperiódica de modo que ahora el análisis y la optimización se realiza utilizando el balance armónico multi-tono.

La introducción del generador de entrada, con $P_e = -16$ dBm y $f_e = 5.5$ GHz, al circuito da lugar a un desplazamiento de la frecuencia de autooscilación. Este desplazamiento a su vez da lugar a un desplazamiento de la frecuencia intermedia $f_{IF} = f_{in} - f_0$. Para evitar este desplazamiento, se necesita reoptimizar los elementos lineales del circuito, para esta potencia de entrada, utilizando la misma condición $Y_a(l, w) = 0$, y fijando, la frecuencia de autooscilación en $f_0 = 5$ GHz y la amplitud en $V_0 = 0.8$ V.

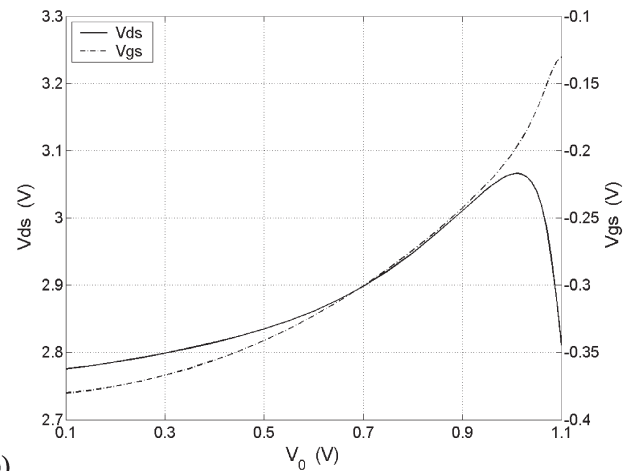
Para el diseñador de mezcladores autooscilantes, es de gran interés saber el valor óptimo de la amplitud de autooscilación $V_{0,opt}$ para la cual se obtiene la máxima ganancia de conversión. Para un generador en particular $P_e = -16$ dBm, $f_e = 5.5$ GHz se puede hacer un barrido en V_0 , a frecuencia de autooscilación $f_0 = 5$ GHz constante y entonces también $f_{IF} = 0.5$ GHz = Cte., reoptimizando dos parámetros de optimización γ_1 y γ_2 para cada valor de V_0 . Calculando la ganancia de conversión para cada uno de estos diseños se obtiene $V_{0,opt}$.

Escogiendo como parámetros γ_1 y γ_2 , la longitud de la línea de realimentación l_b y la polarización del gate V_{GS} (con $V_{DS} = 3$ V constante), se obtiene la curva de Fig. 2(a). Por encima de $V_0 = 1.1$ V la optimización ya no era posible. Observar que cada uno de estos diseños tiene la misma frecuencia intermedia f_{IF} lo que permite la comparación de sus prestaciones. El circuito se construyó con $l_b = 3$ mm y $V_{GS} = -0.27$ V (punto experimental).

Las variables de optimización que permiten un posible reajuste del circuito, una vez construido, son las polarizaciones del drenador V_{DS} y del gate V_{GS} respectivamente. Escogiendo ahora estos parámetros como variables de optimización resulta en la misma curva (Fig. 2(a)). La variación de estas tensiones frente a V_0 se ha representado en Fig. 2(b).



(a)



(b)

Fig. 2. (a) Ganancia de conversión frente la amplitud de autooscilación V_0 para $f_e = 5.5$ GHz y frecuencia intermedia $f_{IF} = 0.5$ GHz constante. (b) Valores de las tensiones de polarización del transistor para cada valor de V_0 en (a). El punto experimental corresponde al diseño final.

C. Aumento del rango de funcionamiento del mezclador autooscilante

Cuando se varía la potencia P_e o la frecuencia ω_e del generador de entrada, son dos fenómenos diferentes los que delimitan los rangos de funcionamiento como mezclador (Fig. 3(a)): la sincronización entre dos fundamentales (ω_e y ω_b) y la bifurcación de Hopf-inversa [2].

En el plano P_e - ω_e , la región de sincronización típicamente se encuentra en el rango bajo de la potencia de entrada (Fig. 3(a)) y está centrado entorno a ω_b . Este lugar se ha obtenido para el circuito estudiado, considerando potencias de entrada por debajo de $P_e = -32$ dBm. La bifurcación de Hopf-inversa, o extinción asíncrona de la autooscilación, da lugar a un régimen periódico, con f_e como única fundamental, que no produce mezclado.

El incremento en el rango de potencia de entrada del mezclador autooscilante, se puede conseguir incrementando el valor de la potencia de entrada a que toma lugar la bifurcación de Hopf-inversa, $P_e = P_{eH}$. Cuando se acerca a esta bifurcación, la amplitud de oscilación disminuye continuamente hacia cero. Generalmente, este decremento frente a la amplitud del generador de entrada, tiene una gran pendiente.

Por consiguiente, P_{eH} puede imponerse fijando el generador auxiliar a un valor muy pequeño $V_0 = \varepsilon$ (correspondiendo con P_{eH}). Observar que la bifurcación de Hopf-inversa se presenta realmente para $V_0 = 0$.

El incremento del *rango de potencia de entrada* se obtiene mejor en diversas optimizaciones consecutivas, en las que P_{eH} se incrementa gradualmente. Para cada valor de P_{eH} se optimiza un par de variables (longitudes y anchuras en los circuitos de carga y realimentación), para cumplir las siguientes condiciones:

- * $V_0 = \varepsilon = 10^{-2} \text{ V}$: bifurcación de Hopf-inversa
- * $f_0 = 5 \text{ GHz}$: frecuencia de autooscilación

Observar que, en esta optimización, se fija la frecuencia de autooscilación $f_0 = 5 \text{ GHz}$, para el caso en que la potencia de entrada tiene su valor máximo $P_e = P_{eH}$, a la cual se presenta la bifurcación de Hopf-inversa. Utilizando este circuito, en el rango de baja potencia de entrada $P_e < P_{eH}$, puede llevar a un desplazamiento de la frecuencia de autooscilación, debido a la naturaleza autónoma del circuito.

Se llega a un compromiso, reoptimizando el circuito en ausencia del generador de entrada, en cada paso, utilizando variables diferentes. Las dos optimizaciones consecutivas, para cada paso de incremento de P_{eH} , $P_{eH} = P_{eH}^k$, y hasta el máximo valor alcanzable, están resumidas en lo siguiente:

- * Optimización de dos variables de la *red de entrada* (γ_1, γ_2) para el nuevo valor de $P_{eH} = P_{eH}^k$ (Hopf-inversa):
 $Y_a(\gamma_1, \gamma_2) = 0$, con $V_0 = 10^{-2} \text{ V}$, $f_0 = 5 \text{ GHz}$, $P_e = P_{eH}^k$
- * Optimización de la longitud (γ_1') y la anchura (γ_2') de la *línea de realimentación* para compensar el desplazamiento de la autooscilación (oscilador libre):
 $Y_a(\gamma_1', \gamma_2') = 0$, con $V_0 = 0.8 \text{ V}$, $f_0 = 5 \text{ GHz}$, $P_e = 0 \text{ W}$.

Los resultados de la optimización están representados en Fig. 3, donde están comparados con los resultados determinados por el diseño en el apartado B. Como se puede observar, ha sido posible de incrementar la máxima potencia de entrada del mezclador autooscilante desde el valor $P_{eH} = -1 \text{ dBm}$ hasta $P_{eH} = 3.5 \text{ dBm}$ (Fig. 3(a)). Las figuras 3(b) hasta 3(d) se han obtenido variando la potencia de entrada P_e , para una frecuencia de entrada $f_e = 5.5 \text{ GHz}$ constante. La extinción de las ramas de soluciones es debido a la extinción de la autooscilación (bifurcación de Hopf-inversa). Fig. 3(b) muestra la evolución de la potencia de salida a la frecuencia intermedia y Fig. 3(c), la ganancia de conversión. El punto de compresión de ganancia de 1 dB se ha incrementado de $P_e = -4.54 \text{ dBm}$ hasta $P_e = -1.65 \text{ dBm}$. Fig. 3(d) muestra la evolución de la frecuencia de autooscilación. Tanto el diseño anterior como el nuevo diseño tienen el valor de $f_0 = 5 \text{ GHz}$ para valores bajos de P_e . Se ha obtenido variaciones limitadas de la frecuencia de autooscilación en todo el rango de P_e (Fig. 3(d)). Observar que estas variaciones pueden ser reducidas utilizando una tecnología con mayor factor de calidad [4].

Si el lugar de la bifurcación de Hopf es suficientemente suave, entonces la optimización afectará, como en este caso (Fig. 3(a)), las frecuencias contiguas, con una extensión

global de la región de funcionamiento como mezclador autooscilante.

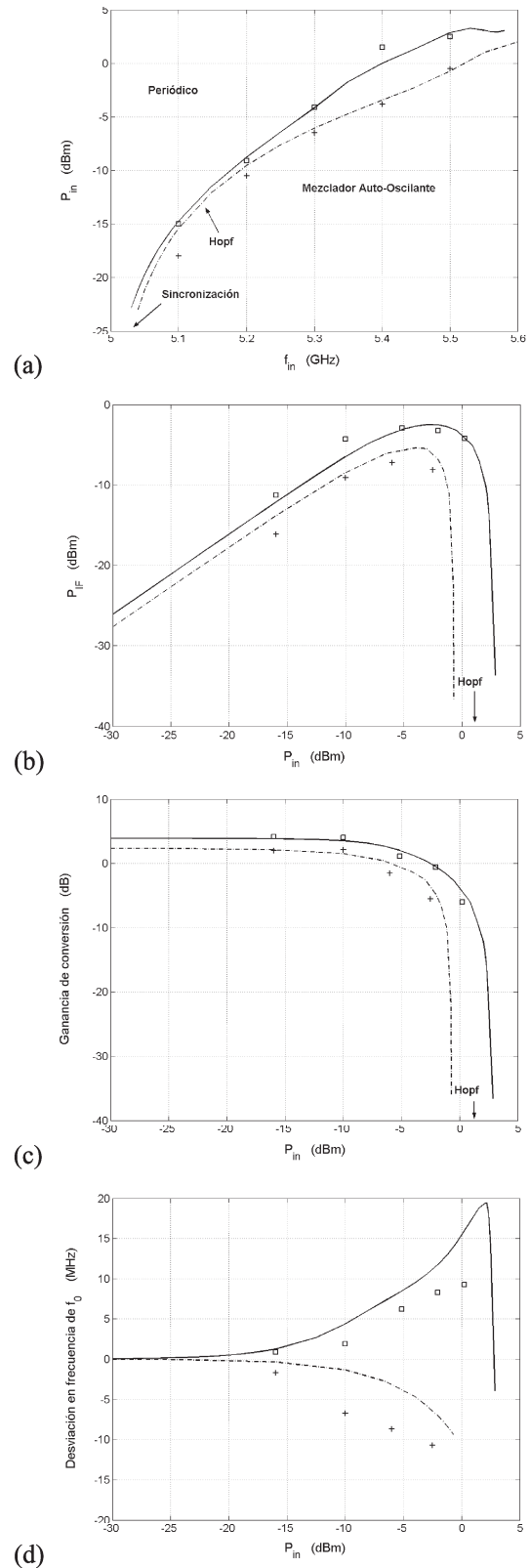


Fig. 3. Incremento del rango de potencia de entrada del mezclador autooscilante. ‘-.-’: Diseño del apartado B (‘+’: puntos experimentales correspondientes); ‘—’: nuevo diseño (‘□’: puntos experimentales correspondientes). (a) Lugar de bifurcación de Hopf. La región de funcionamiento como mezclador autooscilante se encuentra para cada diseño por debajo de la curva correspondiente. (b) Potencia de salida a la frecuencia intermedia. (c) Ganancia de conversión. (d) Desviación en la frecuencia de autooscilación de la frecuencia deseada $f_0 = 5 \text{ GHz}$.

III. VENTANAS DE COMPORTAMIENTO PERIÓDICO

Como se ha visto en el apartado anterior, el mezclador autooscilante puede tener soluciones periódicas debido a dos fenómenos diferentes: la bifurcación de Hopf-inversa y la sincronización entre las dos fundamentales ω_e y ω_b .

En el rango bajo de la potencia de entrada, cuando se varía la frecuencia de entrada ω_e , teóricamente se obtiene una banda de sincronización para cada valor racional del número de rotación:

$$r = \frac{\omega_e}{\omega_0} = \frac{m}{n} \quad (2)$$

donde el armónico n de la frecuencia de entrada sincroniza con el armónico m de la frecuencia de oscilación. Las zonas donde están las soluciones sincronizadas forman lo que se llaman *lenguas de Arnold*.

Para una potencia de entrada en particular, la banda de sincronización es delimitado por dos bifurcaciones nodo-silla. El fenómeno de sincronización es más relevante para valores del factor de calidad relativamente bajas, y la banda de sincronización aumenta al ampliar la potencia del generador de entrada. Las bandas primarias de sincronización corresponden a $r = n/1$, estas son en general las más anchas. Entre dos bandas m_1/n_1 y m_2/n_2 , la siguiente banda más ancha se obtiene para $(m_1+m_2)/(n_1+n_2)$. En el rango alto de la potencia de entrada, las bandas de comportamiento periódico están delimitados por dos bifurcaciones de Hopf (Fig. 3(a)). Las fronteras de estas bandas se obtiene, mediante el uso de un generador auxiliar, resolviendo el siguiente sistema:

$$\begin{cases} \text{Re}[Y_a(A_a, \omega_a, P_e)] = 0 \\ \text{Im}[Y_a(A_a, \omega_a, P_e)] = 0 \\ A_a = V_0 = 10^{-2} \end{cases} \quad (3)$$

En el sistema (3), las variables de optimización son la potencia del generador de entrada P_e y la frecuencia de la oscilación libre $\omega_b = \omega_0$. Para cada valor de la frecuencia del generador de entrada, se calcula P_e y ω_b para la cual se cumple la condición de no perturbación (3), [2]. Fig. 4 muestra las bandas 1/1 y 2/1, con puntos experimentales superpuestos.

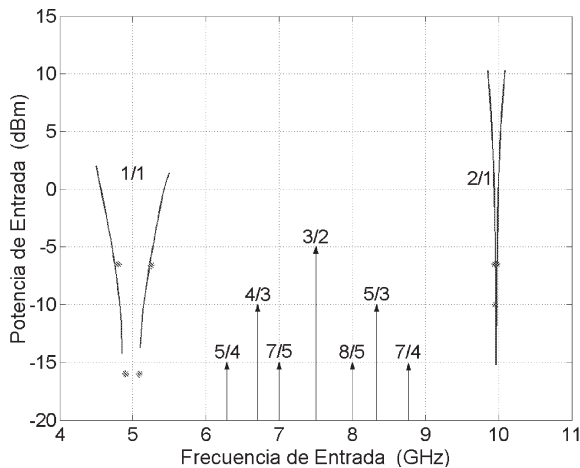


Fig. 4. Lenguas de Arnold: Simulación de las bandas 1/1 y 2/1 con puntos experimentales superpuestos. Indicación de las bandas de orden armónico superior ordenadas según nivel de estabilidad.

En la práctica, en las bandas de orden armónico superior, excepto cuando se diseña con este propósito, raramente se observa una sincronización verdadera, pero la aproximación de $n\omega_b$ hacia $m\omega_e$ da lugar al espectro típico de casi-sincronización, lo que degrada el comportamiento del mezclador autooscilante (Fig 5). En estas bandas, se observa una amplificación del espectro de ruido entorno a las frecuencias $m\omega_e$ (bifurcación tipo nodo-silla), o $k\omega_e + \omega_b$ (bifurcación de Hopf), debido a que el mezclador autooscilante se encuentra en las cercanías de un punto de bifurcación [5]. Fig. 5(a) muestra el espectro de salida para $f_e = 6.660\text{GHz}$ y Fig. 5 (b) el espectro para $f_e = 6.665\text{GHz}$ muy cerca de $r = 4/3$.

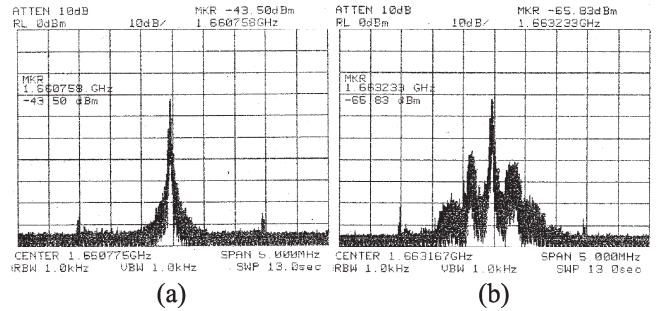


Fig. 5. Resultados experimentales. Espectros medidos para: (a) $f_e = 6.66\text{GHz}$; (b) $f_e = 6.665\text{GHz}$ ($r = 4/3$).

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se han presentado unas nuevas técnicas para un óptimo diseño de los mezcladores autooscilantes. Las técnicas permiten fijar la frecuencia de autooscilación, para una conversión de frecuencia precisa, y la amplitud de la autooscilación, para maximizar la ganancia de conversión. Se ha utilizado el conocimiento de las características de la bifurcación de Hopf-inversa para aumentar el rango de operación como mezclador autooscilante. Utilizando estas nuevas herramientas, se ha completado el diseño de un conversor inferior de 5.5-0.5GHz, obteniendo buenos resultados experimentales.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto CICYT TIC2002-03748.

REFERENCIAS

- [1] M. Claassen, U. Güttich, "Conversion matrix and gain of self-oscillating mixers", IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, N°1, pp. 23-30, January, 1991.
- [2] J. Morales, A. Suárez, E. Artal, R. Quéré, "Global stability analysis of self-oscillating mixers", 25th European Microwave Conference (Bologna), pp. 1216-1219, September, 1995.
- [3] S. Ver Hoeve, A. Suárez, J. Portilla, "Techniques for oscillator nonlinear optimisation and phase-noise analysis using commercial harmonic-balance software", IEEE-MTT-Symposium, Boston, June, 2000.
- [4] G.C. Wang, T.J. Lin, W.C. Liu, S.Y. Yang, "A low cost DBS low noise block down-converter with a DR stabilized MESFET self-oscillating mixer", IEEE MTT-S Digest, pp. 1447-1450, 1994.
- [5] S. Ver Hoeve, A. Suárez, S. Sancho, "Análisis of Noise Effects on the Nonlinear Dynamics of Synchronized Oscillators", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, No. 9, pp. 376-378, September, 2001.