

# UTILIZACIÓN DE MEZCLADORES PHEMT SUBARMÓNICOS EN TRANSPONDEDORES ACTIVOS PARA IDENTIFICACIÓN DE RF

José A. García, José M. Zamanillo, Constantino Pérez-Vega.

Departamento de Ing. Comunicaciones  
Universidad de Cantabria  
[joseangel.garcia@unican.es](mailto:joseangel.garcia@unican.es)

## ABSTRACT

The design of active transponders for radiofrequency identification has become popular during the last decade, being the subharmonic interrogation one of the preferred formats. The anti-parallel diode connection has been the classical choice for implementing this solution, despite of its critical characteristics. In this paper, the use of PHEMT-based subharmonic transponders is discussed. Some criteria for optimizing their performance are presented, and the potentialities of different topologies for implementing this kind of application are analyzed.

## 1. INTRODUCCIÓN

El creciente uso de sistemas computarizados en tareas de seguridad y control, ha determinado una creciente demanda de dispositivos para la identificación automática de personas y objetos. Las limitaciones de los esquemas tradicionales, asociadas a la necesidad de un contacto físico entre el interrogador y el lector, han determinado un desarrollo importante de aquellos sistemas que pueden funcionar a distancia. Los esquemas de identificación vía radio (RF/ID) destacan entre estos últimos por sus ventajas, ya que permiten una mayor penetración de los obstáculos y una manipulación sencilla de las señales.

En un sistema RF/ID típico, los transpondedores (identificadores electrónicos, etiquetas antirrobo, etc) son interrogados por un haz en las bandas de RF o microondas, forzándoles a emitir una determinada respuesta. Varios tipos de señales respuesta pueden ser utilizadas, diferenciando unos sistemas de otros. Así, es posible encontrar una respuesta a la misma frecuencia que la señal de interrogación pero modulada (el caso de SSB usado en [1]), una respuesta a un armónico [2], etc.

## 2. CONVERSIÓN SUBARMÓNICA

Recientemente, se ha propuesto la utilización de una conversión subarmónica [3], donde la frecuencia de la señal que emite el transpondedor ( $f_r$ ) resulta de combinar un armónico de la señal de identificación ( $f_i$ ) y la frecuencia de una señal de datos local ( $f_d$ ), de la forma,  $f_r = 2 \cdot f_i \pm f_d$ . Al responder a esta frecuencia, se evitan no sólo interferencias con la señal de interrogación, sino también el problema de detección falsa que podía aparecer en los sistemas que usan armónicos, debido a una reflexión fuerte del

armónico transmitido. En [3], el mezclador subarmónico se implementó con un par de diodos en antiparalelo. Aunque permite operar sin necesidad de alimentar el mezclador, el nivel de potencia a entregar por la antena receptora del transpondedor ha de ser elevado si se quiere garantizar unas pérdidas de conversión aceptables; limitando así la distancia de interrogación. Siendo este tipo de mezclador marcadamente no lineal en su conversión  $f_d \rightarrow f_r$ , los problemas de distorsión al usar modulaciones digitales son importantes.

## 3. MEZCLADORES SUBARMÓNICOS A PHEMT

La utilización de transistores tipo FET, y en particular PHEMT, en mezcladores subarmónicos ha tomado fuerza en los últimos años [4]. Dos topologías destacan fundamentalmente:

### 3.1. Mezclador activo por puerta

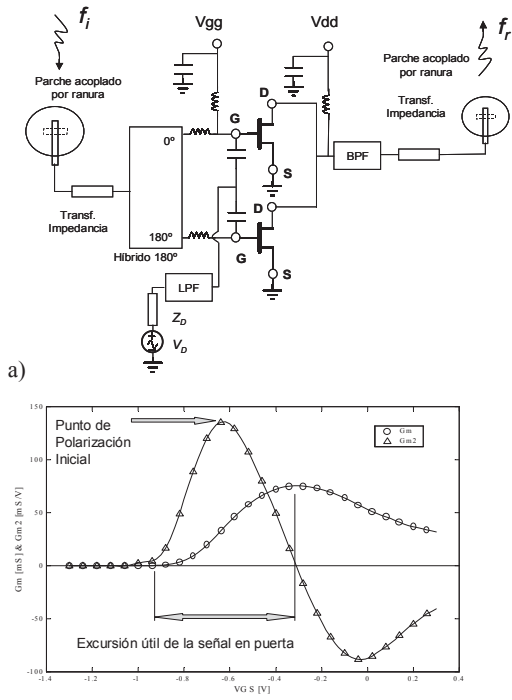
En la Figura 1a, se muestra un esquema simplificado de un mezclador subarmónico de este tipo. Al utilizar la variación de la transconductancia con la señal aplicada a la puerta, es posible reducir las pérdidas de conversión e incluso obtener ganancia.

El punto óptimo de polarización será aquel que permita una máxima variación de la transconductancia con la señal aplicada a la puerta. Si tenemos en cuenta que el nivel de esta señal proviene de la antena y ha de ser pequeño, dicho punto coincidirá inicialmente con la tensión  $V_{GS}$  donde  $Gm2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial Gm}{\partial V_{GS}}$  es

máxima. En la Figura 1b, se representa la variación con  $V_{GS}$  de  $Gm$  y  $Gm2$  de un PHEMT típico, el NE3210S01, para una tensión  $V_{DS}$  en la región de saturación. Es fácil identificar el punto de máxima  $Gm2$  cerca de la tensión que define el pinch-off. Siendo en estos transistores la diferencia de tensión entre los puntos de mínima y de máxima  $Gm$  muy pequeña, el nivel de señal que se necesita en la puerta para lograr un comportamiento óptimo en conversión será muy inferior al que se puede necesitar en un mezclador a diodos. Considerando que a la señal de interrogación, la impedancia equivalente del mezclador resulta de la combinación serie de las resistencias parásitas en puerta y fuente ( $R_g$  y  $R_s$ ) más la capacidad de unión  $C_{gs}$ ; la potencia óptima necesaria en la antena resulta en,

$$P_{ant} \approx (V_{GS_{Gm_{max}}} - V_{GS_{Gm_{min}}})^2 \cdot \omega_i^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot (R_g + R_s) \quad (1)$$

El gran inconveniente de esta topología para su uso en transpondedores RF/ID es que requiere consumo de potencia de DC. Su linealidad tampoco es muy buena.



b) Figura 2. a) Esquema simplificado del mezclador activo por puerta b) Evolución de  $G_m$  y  $G_{m2}$  con  $V_{GS}$  en  $V_{DS} = 1.5V$ .

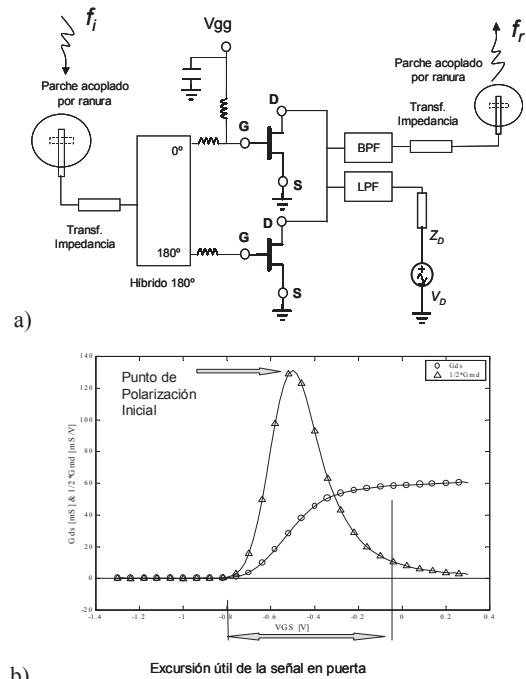
### 3.2. Mezclador resistivo

En la Figura 3a, se presenta una topología simplificada de este tipo de mezclador. Al utilizar la variación de la conductancia de salida con la tensión aplicada en puerta, es posible obtener una conversión en frecuencia muy lineal, aunque con pérdidas. El punto óptimo de polarización será aquel que permita una máxima variación de dicha conductancia con la señal aplicada a la puerta. En este caso, dicho punto coincidirá inicialmente donde  $G_{md} = \frac{\partial G_{ds}}{\partial V_{gs}}$  es máxima.

En la Figura 3b, encontramos la variación de  $G_{ds}$  y  $G_{md}$  del mismo transistor operado en  $V_{DS}=0V$ . El punto de máxima  $G_{md}$  también está cerca de la tensión que define el pinch-off. Al ser pequeña la diferencia de tensión entre los puntos de mínima y máxima  $G_{ds}$ , y quedar los terminales de fuente y drenador al mismo potencial, el nivel de señal que se necesita en la puerta para lograr unas pérdidas de conversión mínimas resulta incluso inferior al del caso anterior.

$$P_{ant} \approx \frac{1}{4} \cdot (V_{gs_{Gds_{max}}} - V_{gs_{Gds_{min}}})^2 \cdot \omega_i^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot \left( R_g + \frac{R_s \cdot R_d}{R_s + R_d} \right) \quad (2)$$

Este esquema no consume DC, aunque necesita una tensión de polarización negativa para obtener un funcionamiento óptimo. Es posible utilizar una batería o una celda solar para suministrar esta tensión durante un tiempo de vida muy grande. La posibilidad de alcanzar mínimas pérdidas de conversión con un nivel de señal muy pequeño en la antena, convierte a esta estructura en la más apropiada. La conversión en frecuencia de la señal de datos sería además la más lineal de todas.



b) Figura 3. a) Esquema simplificado del mezclador resistivo b) Evolución de  $G_{ds}$  y  $\frac{1}{2} G_{md}$  con  $V_{GS}$  en  $V_{DS} = 0V$ .

## 4. CONCLUSIONES

Los transistores PHEMT ofrecen una alternativa interesante a la implementación de mezcladores subarmónicos en los transpondedores activos de los sistemas RF/ID. El mezclador de tipo resistivo ofrece la posibilidad de obtener bajas pérdidas de conversión para un nivel de señal en la antena receptora muy inferior al de los mezcladores a diodo, además de presentar unas características de linealidad muy superiores. No necesitan potencia de DC, aunque sí una tensión de polarización negativa. En caso de utilizar transistores de enriquecimiento, esta desventaja podría solventarse en el futuro.

## 5. AGRADECIMIENTOS

J. A. García agradece al Programa Ramón y Cajal del MCyT.

## 6. REFERENCIAS

- [1] T. Ohta, H. Nakano, and M. Tokuda, "Compact microwave remote recognition system with newly developed SSB modulation," *IEEE MTT-S Symp. Digest*, 1990, pp. 957-960.
- [2] R. Page, "A low power RFID transp.," *RF Design*, July 1993
- [3] C. W. Pobanz and T. Itoh, "A microwave noncontact identification transponder using subharmonic interrogation," *IEEE Trans. MTT.*, vol. 43, pp. 1673-1679, July 1995.
- [4] S. A. Maas, *The RF and Microwave Circuit Design Handbook*, Artech House, 1998.