



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

⑪ Número de publicación: **2 177 402**

⑫ Número de solicitud: 200001643

⑬ Int. Cl.<sup>7</sup>: H03D 7/12  
H03D 9/06

⑫

PATENTE DE INVENCION

B1

⑭ Fecha de presentación: **03.07.2000**

⑮ Fecha de publicación de la solicitud: **01.12.2002**

Fecha de concesión: **11.11.2003**

⑰ Fecha de anuncio de la concesión: **16.12.2003**

⑱ Fecha de publicación del folleto de patente:  
**16.12.2003**

⑲ Titular/es: **Universidad de Málaga**  
**Plaza de El Ejido, s/n**  
**29071 Málaga, ES**

⑳ Inventor/es: **Camacho Peñalosa, Carlos;**  
**Molina Fernández, Iñigo y**  
**Mata Contreras, Javier**

㉑ Agente: **No consta**

㉒ Título: **Circuito mezclador de frecuencias para transceptores de microondas/milimétricas.**

㉓ Resumen:

Circuito mezclador de frecuencias para transceptores de microondas/milimétricas consistente en un único transistor T en configuración "fuente (S) común", que bajo condiciones adecuadas de polarización, es excitado en "puerta" (G) por la señal de OL a través de una red de adaptación de impedancias A, realizándose, tanto la entrada de la señal de RF como la salida a FI, a través del "drenador" (D) mediante una red AD que cumple simultáneamente las funciones de diplexor, o separador de las señales de RF y FI, y de adaptador de impedancias. El circuito incluye también dos redes de polarización ("Bias") en puerta y drenador que se encargan de establecer el punto de trabajo adecuado.

Su especial topología permite obtener simultáneamente un alto aislamiento de RF a OL con unas mínimas pérdidas entre OL y RF, así como unas bajas pérdidas de conversión de RF a FI.

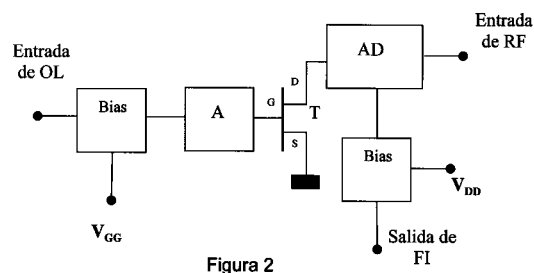


Figura 2

Aviso: Se puede realizar consulta prevista por el art. 37.3.8 LP.

Venta de fascículos: Oficina Española de Patentes y Marcas. C/Panamá, 1 - 28036 Madrid

ES 2 177 402 B1

## DESCRIPCION

Circuito mezclador de frecuencias para receptores de microondas/milimétricas.

### Campo de la invención

El circuito mezclador objeto de esta patente tiene su aplicación en los sistemas de comunicación punto a punto bidireccionales ("full-duplex") para aplicaciones de consumo (bajo coste) que operan en las bandas de radiocomunicaciones de uso común (sin necesidad de licencia) y más específicamente en aquellas centradas en: 10.5 GHz, 24 GHz y 61 GHz.

### Antecedentes de la invención

Los circuitos mezcladores forman parte de la práctica totalidad de los sistemas transmisores y receptores de radiofrecuencia donde tienen la importante misión de convertir la frecuencia de las señales pero sin modificar la información que transportan. El mezclador es un circuito esencial en los receptores superheterodinos donde es el encargado de trasladar la señal de información de la banda de RF, en la que es transmitida, a la banda de FI, donde va a ser posteriormente procesada. En el ámbito de las microondas/milimétricas, este papel es especialmente delicado en un tipo de receptores denominados "receptores con entrada por mezclador" en los que la señal recibida es directamente enviada desde la antena al mezclador, sin pasar por un amplificador de baja figura de ruido. En esta situación el mezclador debe tener unas bajas pérdidas de conversión y una buena figura de ruido, además de las prestaciones que habitualmente se le exigen, pues estos parámetros condicionan la sensibilidad de todo el receptor. Aunque en la práctica la figura de ruido que se puede obtener con un mezclador es peor que con un amplificador de bajo nivel de ruido, esta arquitectura tiene la ventaja de eliminar la necesidad de dicho amplificador. Además, en frecuencias muy elevadas es casi imposible disponer de amplificadores de bajo nivel de ruido con lo que esta arquitectura se erige como la única alternativa posible.

En frecuencias de microondas/milimétricas el dispositivo activo más utilizado para la realización de mezcladores es el diodo Schottky, pero cada vez es mas frecuente el uso de transistores de efecto de campo (FET, HEMT) debido a que ofrecen la posibilidad de integración en tecnología monolítica (MMIC), permiten obtener ganancia de conversión, presentan menores productos de intermodulación y requieren menores potencias de oscilador local.

Existe una amplia gama de configuraciones de mezcladores de microondas basados en transistores de efecto de campo (FET, HEMT). En el libro "The RF and Microwave Circuit Design Cookbook" escrito por S.A. Maas y editado por Artech House (1998) se puede encontrar una excelente recopilación de las mismas que pasamos a resumir brevemente:

- Mezcladores de transconductancia con entrada de OL y RF por puerta: Las entradas de RF y OL se realizan por puerta a través de un diplexor y la FI se extrae por drenador mediante un filtro paso-bajo. La idea subyacente es utilizar la variación con

el tiempo de la transconductancia, provocada por la señal de OL, para realizar la conversión de frecuencia. Para su funcionamiento el transistor se polariza en puerta cerca del pinch-off y se mantiene siempre funcionando en la zona de saturación. Esta configuración, que es la más ampliamente utilizada, presenta como principales ventajas una elevada ganancia de conversión, un bajo requerimiento de potencia de OL, y un bajo nivel de ruido, pero tiene como principales inconvenientes un bajo aislamiento OL-IF así como la necesidad de introducir un diplexor que separe las señales de RF y de OL, lo que acaba redundando también en un bajo aislamiento OL-RF.

- Mezcladores de transconductancia con entrada de RF por puerta y de OL por drenador (drain-pumped mixer): En estos circuitos se intenta aprovechar el aislamiento existente entre drenador y puerta para mejorar el aislamiento OL-RF. No obstante para que se produzca la mezcla es necesario polarizar el transistor de tal forma que funcione en zona lineal durante al menos una fracción del ciclo de OL. De esta forma la mezcla se produce debido a la variación de la transconductancia que se produce en el paso de la zona de saturación a la zona lineal, y también debido a la variación de la resistencia que se produce dentro de la zona lineal. Esta configuración, aunque mejora el aislamiento, no consigue igualar las prestaciones de ruido y pérdidas de conversión de la anterior configuración. Existe así mismo alguna versión de esta configuración en la que la entrada de OL se realiza por fuente en vez de por drenador, pero a todos los efectos este montaje presenta el mismo comportamiento que el ya comentado.

- Mezcladores resistivos con entrada de RF por drenador y de OL por puerta ("cold-mixer"): en esta configuración se hace trabajar al dispositivo como resistencia variable con el tiempo. La idea es que si se polariza el transistor en la zona lineal, es decir, antes de que se produzca el estrangulamiento del canal debido a la tensión de puerta, dicho canal se comporta como una resistencia variable dependiente de la tensión de puerta. Así pues, desde el drenador (por donde se inyecta la RF) el dispositivo aparece como una resistencia variable gobernada por la señal de bombeo de puerta (donde se inyecta el OL), y es posible extraer la señal de FI por drenador mediante un diplexor obteniéndose un funcionamiento cercano a la mezcla lineal ideal. La clave de esta configuración está en que la tensión de polarización del drenador sea nula lo que garantiza el funcionamiento en la zona lineal. Las prestaciones que se obtienen con esta configuración son excelentes en cuanto a distorsión de intermodulación pero, evidentemente, se pierde una de las principales ventajas de la utilización de un dispositivo de efecto de campo

como mezclador que es la posibilidad de obtener ganancia de conversión. De hecho, a excepción de la distorsión de intermodulación, el resto de las prestaciones son muy parecidas a las que se pueden obtener con mezcladores a diodos.

### Explicación de la invención

El circuito mezclador de frecuencias para transceptores de microondas/milimétricas de la presente invención consiste en un único transistor (que en adelante se considerará de tipo “transistor efecto de campo” aunque el invento es también aplicable a transistores bipolares) en configuración “fuente común”, que bajo condiciones adecuadas de polarización, es excitado en “puerta” por la señal de “oscilador local” (OL) a través de una red de adaptación de impedancias, realizándose, tanto la entrada de la señal de “radiofrecuencia” (RF) como la salida a la “frecuencia intermedia” (FI), a través del “drenador” mediante una red que cumple simultáneamente las funciones de diplexor, o separador de las señales de RF y FI, y de adaptador de impedancias. El circuito incluye también dos redes de polarización (“Bias”) en puerta y drenador que se encargan de establecer el punto de trabajo adecuado.

Su especial topología permite obtener simultáneamente un alto aislamiento de RF a OL con unas mínimas pérdidas entre OL y RF, así como unas bajas pérdidas de conversión de RF a FI lo que lo hace especialmente adecuado para su utilización en el cabezal de radiofrecuencia de ciertos tipos de transceptores de bajo coste como los utilizados en las bandas de uso común situadas en 10.5 GHz, 24 GHz y 61 GHz.

Concretamente, y al contrario que en los mezcladores habituales donde lo que se desea es tener un elevado aislamiento entre las puertas de OL y de RF, en esta aplicación lo que se desea es que la señal de OL, no sólo no está aislada de la puerta de RF sino que, si es posible, pase a esta puerta con cierta ganancia, y ello manteniendo unas mínimas pérdidas de conversión de RF a FI y una buena figura de ruido. Así mismo, la aplicación requiere una mínima influencia de las condiciones de carga de la puerta de RF sobre la puerta de OL para minimizar el posible “pulling” que se produzca sobre el oscilador local.

En definitiva, con este circuito mezclador se pretenden obtener las siguientes prestaciones:

- bajas pérdidas de conversión de RF a FI (desde ahora se denominarán pérdidas de conversión),
- bajo nivel de ruido,
- elevado aislamiento de RF a OL y bajo aislamiento (o incluso, si es posible, ganancia) entre la puerta de OL y la de RF (desde ahora se denominarán pérdidas de inserción).

Debe notarse que este último requisito no es frecuente en los circuitos mezcladores habituales, sino más bien al contrario, pues lo normal es especificar un elevado aislamiento de OL a RF que elimine la posible radiación del oscilador local por la antena.

### Explicación de las figuras

Figura 1. Esquema conceptual simplificado de la arquitectura del cabezal de radiofrecuencia de bajo coste en el que se utilizará el invento propuesto.

Figura 2. Configuración del circuito mezclador

T: Transistor.

S: Fuente común.

G: Puerta.

OL: Oscilador local.

RF: Radiofrecuencia.

D: Drenador.

FI: Frecuencia intermedia.

A: Red de adaptación de impedancias de puerta.

AD: Red que cumple simultáneamente las funciones de diplexor, o separador de las señales de RF y FI, y de adaptador de impedancias en drenador.

Bias: Redes de polarización en puerta y drenador.

VDD: Tensión de polarización de drenador.

VGG: Tensión de polarización puerta.

Figura 3. Esquema en el que se observa que la tensión de polarización de drenador es aproximadamente igual a la tensión de codo que separa las regiones de saturación y lineal ( $V_{DD}=V_{\gamma}$ ) y que la tensión de puerta tiene un valor aproximadamente igual a la mitad de la tensión de pinch-off ( $V_{GG}=-V_P/2$ ).

Figura 4. Estructura de la red de puerta.

Subcircuito A: sección de líneas acopladas  $\lambda/4$  que sirve como desacoplo de continua.

Subcircuito B: circuito de polarización realizado mediante secciones  $\lambda/4$  de alta impedancia (líneas estrechas) y de baja impedancia (estas últimas adoptan la forma de un par de “stubs” radiales) e incluye dos condensadores ( $C_1^G$  y  $C_2^G$ ) que cortocircuitan la RF y una resistencia ( $R^G$ ) para evitar posibles oscilaciones de baja frecuencia.

Subcircuito C: es un stub que se utiliza para adaptar la frecuencia de OL al transistor.

Los valores de los componentes son los siguientes:

L1: 4.24 mm

L2: 2.455 mm

L3: 2.99 mm

L4: 1.35 mm

L5: 1.75 mm

L6: 3.12 mm

L7: 1.36 mm

L: 2.97 mm

W: 0.59 mm  
w: 0.17 mm  
G: 0.21 mm  
S: 0.21 mm  
Ang: 60°  
 $R^G$ : 400  $\Omega$   
 $C^G_1$ : 10 nF  
 $C^G_2$ : 100 pF

Figura 5. Topología de la red de drenador,

Subcircuito A: sección de líneas acopladas  $\lambda/4$  que sirve como desacoplo de continua.

Subcircuito B: incluye la red de polarización y el diplexor de FI, una línea de alta impedancia  $\lambda/4$ , un par de “stubs” radiales de longitud  $\lambda/4$  que sirven de rechazo de OL, un condensador de desacoplo de continua  $C^D_1$  que permite pasar la FI a la puerta de salida y un inductor  $L^D_1$  que actúa como “choque” para la FI y permite la polarización del dispositivo. Se incluyen también los condensadores  $C^D_2$ ,  $C^D_3$  y  $C^D_4$  que sirven de cortocircuito a RF.

Subcircuito C: “stub” que sirve para proveer la impedancia necesaria a OL y a  $2^*OL$ .

Los valores de los componentes son los siguientes:

L1: 3.00 mm  
L2: 2.45 mm  
L3: 5.50 mm  
L4: 2.25 mm  
L5: 1.25 mm  
L6: 2.03 mm  
L7: 3.05 mm  
L: 2.97 mm  
W: 0.59 mm  
w: 0.17 mm  
G: 0.21 mm  
S: 0.21 mm  
Ang: 60°  
 $L^D_1$ : 680 nH  
 $C^D_1$ : 33 nF  
 $C^D_2$ : 10 pF  
 $C^D_3$ : 100 pF  
 $C^D_4$ : 10 nF

Figura 6. Representación del “layout” del circuito mezclador que utiliza las redes de puerta y de drenador representadas en las figuras 4 y 5.

### Explicación detallada de la invención

Por las especiales características del circuito mezclador objeto de esta invención, antes de pasar a su descripción detallada, se hace necesaria una explicación de la arquitectura del sistema para el que ha sido diseñado. Efectivamente, esta

invención se refiere a un circuito mezclador pensado especialmente para su utilización en el cabezal de radiofrecuencia de un transceptor de bajo coste en el que se pretende obtener las siguientes prestaciones: bajas pérdidas de conversión de RF a FI (desde ahora se denominarán pérdidas de conversión), bajo nivel de ruido, elevado aislamiento de RF a OL y bajo aislamiento (o incluso, si es posible, ganancia) entre la puerta de OL y la de RF (desde ahora se denominarán pérdidas de inserción). Debe notarse que este último requisito no es frecuente en los circuitos mezcladores habituales, sino más bien al contrario, pues lo normal es especificar un elevado aislamiento de OL a RF que elimine la posible radiación del oscilador local por la antena.

En este tipo de transceptores, y con objeto de reducir el coste total de los equipos, se ha propuesto un tipo de arquitectura muy sencilla que limita al máximo el número de subsistemas de radiofrecuencia que lo componen. Un esquema conceptual muy simplificado de la arquitectura del cabezal de radiofrecuencia de bajo coste en el que se utilizará el invento propuesto se muestra en la figura 1. En esta aplicación la señal que se introduce por la puerta de OL (puerta 1) es la propia señal que se va a transmitir, es decir, que el oscilador local es una señal modulada que lleva la información a transmitir y que, por tanto, debe ser radiada por la antena. Así pues, el paso de señal de la puerta de OL a la de RF debe ser “transparente” (o incluso, si es posible, presentar ganancia). En la puerta de RF (puerta 2) se coloca la antena del transceptor y por ella debe, simultáneamente, salir la señal a transmitir, proveniente de la puerta de OL, y entrar la señal recibida, proveniente del otro equipo que forma el par transceptor. Para minimizar el “pulling” que la antena provoque sobre el oscilador local del transmisor es necesario que el mezclador tenga un buen aislamiento de la puerta de RF a la puerta de OL. Por la puerta de FI (puerta 3) debe salir exclusivamente la señal resultado de la mezcla de las señales recibida y transmitida a la que, posteriormente, se le realizará un procesamiento en el bloque receptor para recuperar así la información en recepción. Evidentemente, tanto las pérdidas de conversión RF a FI como la figura de ruido deben ser mínimas. Por otra parte, debido a que en estas aplicaciones las señales de RF y OL están sumamente próximas (debido a limitaciones en las bandas de frecuencia asignadas) y como consecuencia la frecuencia intermedia suele ser por lo menos 2 órdenes de magnitud inferior a las mismas, no aparecen problemas de aislamiento ni de RF a FI ni de OL a FI.

Una vez contextualizado el ámbito de aplicación del circuito objeto de la invención, a continuación se describe su configuración, que es aparentemente igual que la de los mezcladores resistivos, y que como puede verse en la figura 2 consta de un transistor T (que en adelante se considerará de tipo “transistor efecto de campo” aunque el invento es también aplicable a transistores bipolares) en configuración “fuente (S) común”, que bajo condiciones adecuadas de polarización, es excitado en “puerta” (G) por la señal de OL a través de una red de adaptación de impedan-

cias A, realizándose, tanto la entrada de la señal de RF como la salida a FI, a través del “drenador” (D) mediante una red AD que cumple simultáneamente las funciones de diplexor, o separador de las señales de RF y FI, y de adaptador de impedancias. El circuito incluye también dos redes de polarización (“Bias”) en puerta y drenador que se encargan de establecer el punto de trabajo adecuado.

Aunque, tal y como se ha indicado anteriormente, el circuito mezclador propuesto se parece en su configuración a un mezclador resistivo, sin embargo, su funcionamiento y, por tanto, su estrategia de diseño difieren de los de esta configuración debido a que el drenador es polarizado en un valor intermedio entre las zonas de funcionamiento lineal y de saturación del dispositivo, consiguiéndose de esta forma unas características de funcionamiento a medio camino entre las obtenidas con un mezclador resistivo y uno de transconductancia. De hecho, la clave del circuito propuesto reside en utilizar una tensión de polarización de drenador aproximadamente igual a la tensión de codo que separa las regiones de saturación y lineal ( $V_{DD}=V\gamma$ ) y una tensión de puerta de valor aproximadamente igual a la mitad de la tensión de pinch-off ( $V_{GG}=-V_P/2$ ). Esta situación se puede observar en la figura 3.

De forma simplificada puede decirse que la mezcla se consigue cuando el dispositivo se encuentra en zona lineal, mientras que al meter al dispositivo en la zona de saturación se consigue que la señal de OL pase al puerto de RF sin pérdidas o, incluso, con cierta ganancia. De hecho, modificando la tensión de polarización de drenador hacia valores menores que  $V\gamma$  pueden conseguirse unas menores pérdidas de conversión de RF a FI pero a cambio de perder ganancia de OL a RF. En este punto de trabajo el circuito funciona, cada vez mas, como un mezclador resistivo (“cold mixer”) obteniéndose, por tanto, prestaciones similares a estos mezcladores. Por el contrario, utilizando valores de polarización mayores de  $V\gamma$ , el circuito tiende a comportarse mas como un amplificador, por lo que se puede aumentar la ganancia de OL hacia la puerta de RF aunque a cambio aumenten también las pérdidas de conversión de RF a FI.

Otro aspecto de la invención se refiere a la determinación de las impedancias de carga que deben ser vistas por el transistor para un óptimo funcionamiento. La teoría de mezcladores destaca la necesidad de tener en cuenta las cargas vistas por las distintas puertas del dispositivo a las diferentes frecuencias de interés y fundamentalmente a las frecuencias de OL,  $2*OL$ ,  $3*OL$ ,..., RF, FI y frecuencia Imagen, pudiendo decirse que el diseño del mezclador reside fundamentalmente en la adecuada determinación de las mismas. En el circuito objeto de la invención, debido a que la frecuencia intermedia es mucho menor que las de RF y OL (para las aplicaciones propuestas la frecuencia intermedia está en el rango de los decenas o centenas de MHz mientras que la RF y el OL están en el rango de las decenas de GHz), y a que se pretende que el circuito sea de bajo coste, es decir, esté realizado con tecnologías planares (como por ejemplo línea microstrip), es en la práctica

imposible distinguir entre las frecuencias de RF, OL e Imagen, por lo que únicamente se podrán especificar de forma independiente las impedancias vistas por las frecuencias de OL,  $2*OL$ ,  $3*OL$ ... y FI en los dos puertos del dispositivo: drenador y puerta. Por otra parte, la influencia de los armónicos de OL superiores al segundo es, en la práctica, despreciable por lo que no es necesario preocuparse de las cargas a estas frecuencias. Así mismo, se ha observado que el funcionamiento del circuito es independiente de la carga a las frecuencias de  $2*OL$  y de FI en puerta, así como que la carga a  $2*OL$  en drenador debe ser reactiva pura para de esta forma evitar la pérdida de potencia a esa frecuencia. Así pues, el diseño del mezclador se reduce a encontrar las siguientes impedancias:

|        | Puerta     | Drenador    |
|--------|------------|-------------|
| FI     | -----      | $Z^D_{FI}$  |
| OL     | $Z^G_{OL}$ | $Z^D_{OL}$  |
| $2*OL$ | -----      | $Z^D_{2OL}$ |

donde, además, debe cumplirse  $\text{Real}(Z^D_{2OL})=0$ . Estas impedancias se pueden determinar para cada dispositivo concreto mediante un proceso de optimización realizado con la ayuda de un simulador de circuitos que incluya capacidad de análisis no-lineal.

Un último aspecto de la invención se refiere a cómo debe llevarse a cabo el proceso de optimización de estas impedancias de carga que deben ser vistas por las puertas del dispositivo. Se propone el siguiente proceso iterativo:

- 1) Se suponen impedancias de puerta y drenador ideales de 50 Ohmios y mediante análisis no-lineal se hace un primer estudio de cuál es el punto de polarización óptimo ( $V_{gs0}$ ,  $V_{ds0}$ ) para minimizar tanto las pérdidas de inserción como las de conversión. Habitualmente la tensión de drenador óptima está cerca del codo  $V\gamma$ , y la tensión de puerta debe elegirse cercana a  $V_P/2$ .
- 2) Situándose en el punto de polarización anteriormente elegido y siguiendo las técnicas habituales de diseño de amplificadores de pequeña señal (en régimen lineal), se obtienen las impedancias de puerta y drenador a la frecuencia de OL ( $Z^G_{OL}$  y  $Z^D_{OL}$ ) que proporcionan la máxima ganancia de transducción (potencia entregada a la carga/potencia disponible del generador). De esta forma se obtienen unas impedancias de OL que minimizan las pérdidas de inserción.
- 3) Mediante análisis no-lineal, y tomando como punto de partida las impedancias anteriormente obtenidas, se procede a recalcularlas para minimizar las pérdidas de conversión y de inserción. Habitualmente el punto de partida inicial ofrece unas excelentes pérdidas de inserción pero unas deficientes pérdidas de conversión, por ello, a lo largo del proceso de optimización, se

va buscando mejorar las pérdidas de conversión sin degradar excesivamente las de inserción. Este proceso de optimización se puede hacer de forma secuencial sobre cada una de las dos impedancias que aparecen a la frecuencia de OL, empezando por la de drenador, continuando con la de puerta e iterando hasta obtener un resultado satisfactorio. Durante esta fase se debe mantener adaptada (50 Ohmios) la carga de drenador a FI.

- 4) Una vez obtenidas las impedancias a la frecuencia de OL se puede proceder de igual forma con la impedancia de drenador a  $2^*OL$ . Esto es, manteniendo invariables las impedancias previamente calculadas, se busca la parte imaginaria de la impedancia de drenador a  $2^*OL$  (la parte real debe mantenerse igual a cero, tal y como se comentó anteriormente) que minimiza las pérdidas de inserción y de conversión.
- 5) Finalmente se procede a obtener la impedancia de drenador a FI para optimizar el comportamiento del circuito. Habitualmente el valor óptimo está cercano a la impedancia de adaptación.

Este procedimiento puede repetirse de forma iterativa: con las cargas obtenidas en la primera iteración se vuelve a hacer un barrido para determinar la polarización óptima y una vez hecho esto se vuelve al punto 3 del proceso y se itera de nuevo hasta que no se obtenga mejora apreciable en las soluciones.

#### Realización preferente de la invención

A efectos ilustrativos, y sin que ello suponga ninguna limitación respecto al objeto fundamental de la invención, en esta sección se describe una posible realización del invento objeto de la solicitud. El dispositivo activo utilizado es un HEMT encapsulado, modelo ATF-36077, de la compañía Hewlett Packard cuyo modelo no-lineal ha sido extraído a partir de medidas realizadas en diferentes puntos de polarización. El circuito ha sido realizado sobre un sustrato RT/Duroid 6010 ( $\epsilon_r=10.2$ ,  $h=25\text{mils}$ ). Las frecuencias de diseño son  $f_{OL}=10,000\text{ GHz}$ ,  $f_{RF}=9,940\text{ GHz}$ ,  $f_{FI}=60\text{ MHz}$ .

El circuito responde al esquema general de la figura 2 en el cual, tanto en la red de puerta como en la de drenador, un único circuito realiza de forma combinada las funciones de adaptación de impedancias y polarización (en el caso de la red de drenador también realiza la función de diplexor).

#### Red de puerta

La estructura de la red de puerta es la que se indica en la figura 4, donde el subcircuito A es una sección de líneas acopladas  $\lambda/4$  que sirve como desacoplo de continua, el subcircuito B es el circuito de polarización realizado mediante secciones  $\lambda/4$  de alta impedancia (líneas estrechas) y de baja impedancia (estas últimas adoptan la forma de un par de "stubs" radiales) e incluye dos condensadores ( $C_{G1}^G$  y  $C_{G2}^G$ ) que cortocircuitan la RF y una resistencia ( $R^G$ ) para evitar posibles oscilaciones de baja frecuencia, y el subcircuito C es un stub que se utiliza para adaptar la frecuencia de OL al transistor. Los coeficientes de reflexión vistos desde la puerta del transistor son:

|                  |                         |
|------------------|-------------------------|
| $\Gamma_{FI}^G$  | $0.78 \angle -9^\circ$  |
| $\Gamma_{OL}^G$  | $0.26 \angle 167^\circ$ |
| $\Gamma_{2OL}^G$ | $0.90 \angle -15^\circ$ |

#### Red de drenador

La red de drenador adopta la topología que se detalla en la figura 5, donde, de nuevo, el subcircuito A es una sección de líneas acopladas  $\lambda/4$  que sirve como desacoplo de continua y el subcircuito B incluye la red de polarización y el diplexor de FI. Este subcircuito incluye, al igual que en la red de puerta, una línea de alta impedancia  $\lambda/4$  y un par de "stubs" radiales, también de longitud  $\lambda/4$ , que sirven de rechazo de OL, un condensador de desacoplo de continua  $C_{D1}^D$  que permite pasar la FI a la puerta de salida y un inductor  $L_{D1}^D$  que actúa como "choque" para la FI y permite la polarización del dispositivo. Se incluyen también los condensadores  $C_{D2}^D$ ,  $C_{D3}^D$  y  $C_{D4}^D$  que sirven de cortocircuito a RF. Por último, el subcircuito C es un "stub" que sirve para proveer la impedancia necesaria a OL y a  $2^*OL$ . Los coeficientes de reflexión vistos desde el drenador del transistor son:

|                  |                        |
|------------------|------------------------|
| $\Gamma_{FI}^D$  | $\approx 0$            |
| $\Gamma_{OL}^D$  | $0$                    |
| $\Gamma_{2OL}^D$ | $0.99 \angle -7^\circ$ |

El "layout" del circuito mezclador que utiliza las redes de puerta y drenador descritas anteriormente se representa en la figura 6, en la que se observa cómo ha sido realizada la conexión a tierra de la fuente del transistor.

## REIVINDICACIONES

1. Circuito mezclador de frecuencias para transceptores de microondas/milimétricas, que utiliza un transistor como elemento activo, con entrada de OL por puerta (G) a través de una red adaptadora de impedancias (A) y de una red de polarización (Bias), y en el que la entrada de RF y la salida de FI se realizan por drenador (D) a través de una red que simultáneamente realiza las funciones de adaptación de impedancias y diplexor RF/FI (AD), y de otra red que realiza el desacoplo de polarización (Bias), **caracterizado** porque, además de minimizar las pérdidas de conversión de RF a FI, permite maximizar simultáneamente el paso de OL hacia la puerta de RF.

2. Circuito mezclador de frecuencias, según reivindicación 1, en el que la tensión de polarización de drenador se elige cercana a la tensión de codo ( $V_{\gamma}$ ) que limita la zona de funcionamiento lineal y de saturación del transistor, permitiendo de esta forma un funcionamiento intermedio entre un mezclador resistivo y un amplificador lineal, dando lugar al comportamiento deseado de bajas pérdidas de conversión y bajas pérdidas de OL a RF.

3. Circuito mezclador de frecuencias, según reivindicaciones 1 y 2, **caracterizado** porque en el proceso de diseño se toman como variables a op-

timizar las impedancias de puerta a la frecuencia de OL, y las de drenador a las frecuencias de OL,  $2^*OL$ , y FI, manteniéndose siempre la impedancia de drenador a la frecuencia de  $2^*OL$  reactiva pura.

4. Circuito mezclador de frecuencias, según reivindicaciones 1, 2 y 3, **caracterizado** porque las impedancias a determinar se eligen como aquéllas que minimizan las pérdidas de conversión y de OL/RF, siguiendo el siguiente procedimiento iterativo: 1) Mediante un análisis de gran señal, y suponiendo cargas adaptadas ideales en puerta y drenador, se estima el punto de polarización inicial de funcionamiento, 2) manteniendo la impedancia de drenador a FI adaptada, se eligen las impedancias de puerta y drenador a la frecuencia de OL para, desde un punto de vista de amplificación lineal, conseguir máxima ganancia de transducción, 3) mediante análisis no lineal se recalculan las citadas impedancias para minimizar las pérdidas de conversión y de RF/OL, 4) se optimizan, de forma secuencial, la impedancia de drenador al segundo armónico de OL y a FI para mejorar el anterior resultado, 5) si el resultado no es satisfactorio el procedimiento se itera recalculando el punto de polarización óptimo para las impedancias determinadas y volviendo al punto n° 2 del proceso.

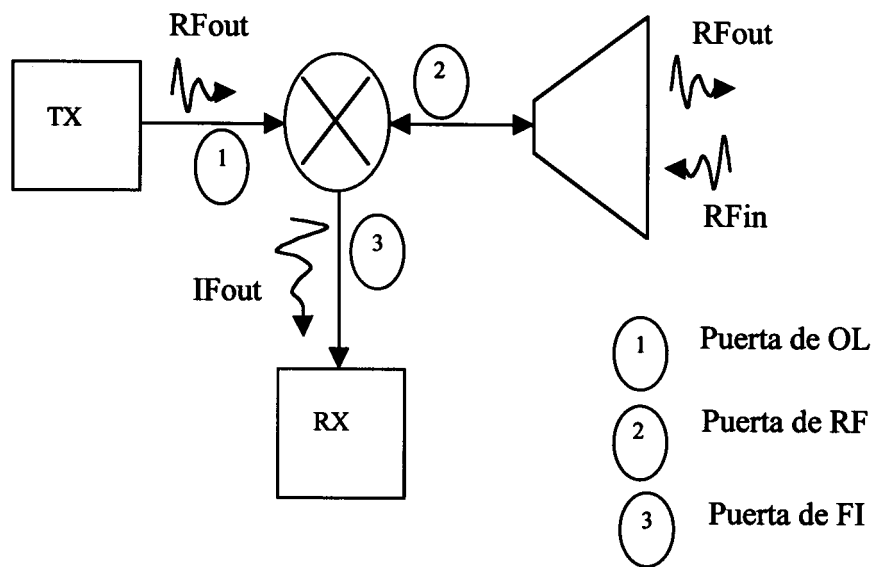


Figura 1

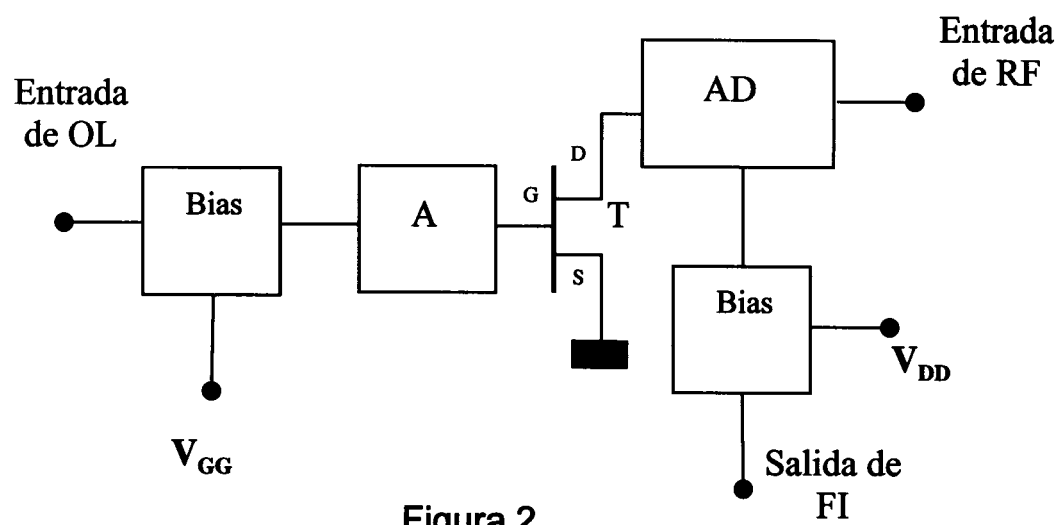


Figura 2

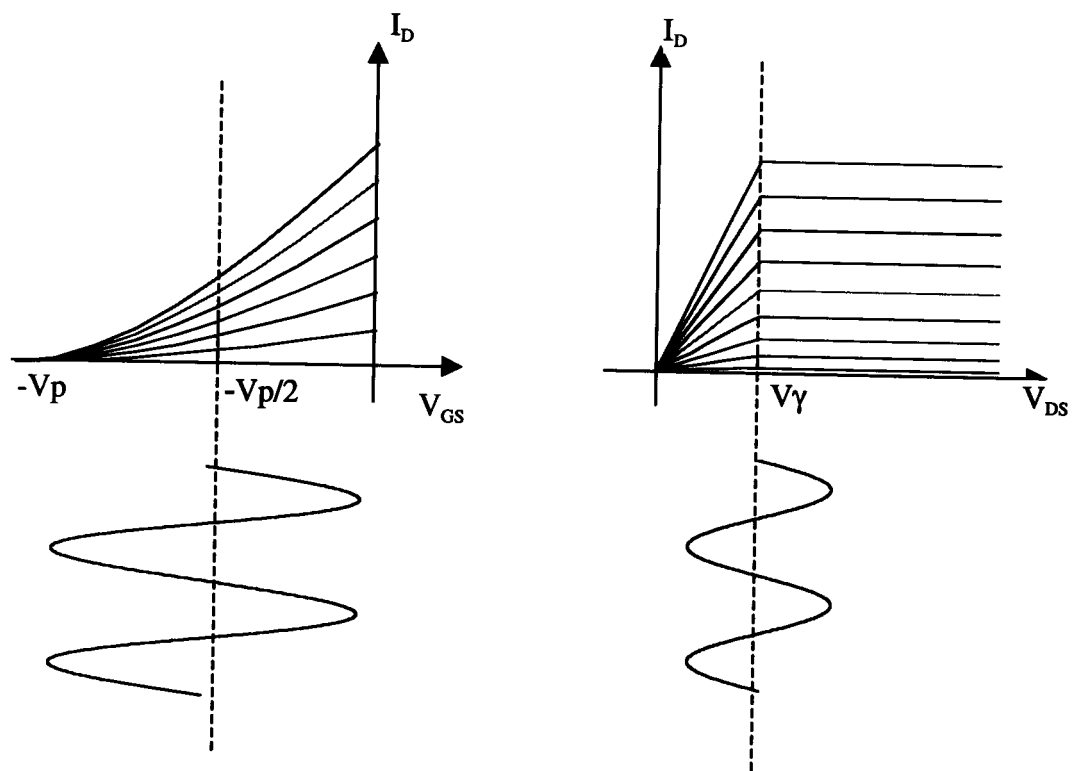


Figura 3

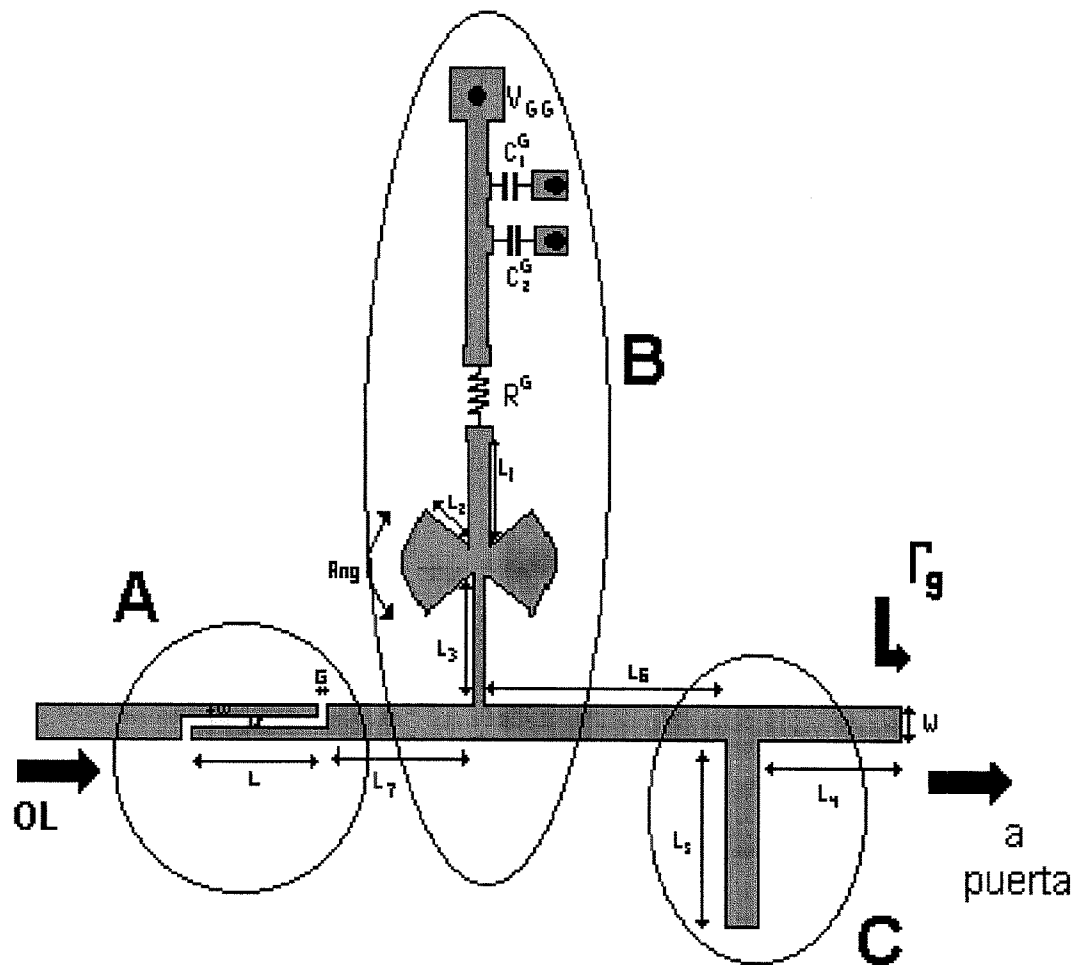


Figura 4

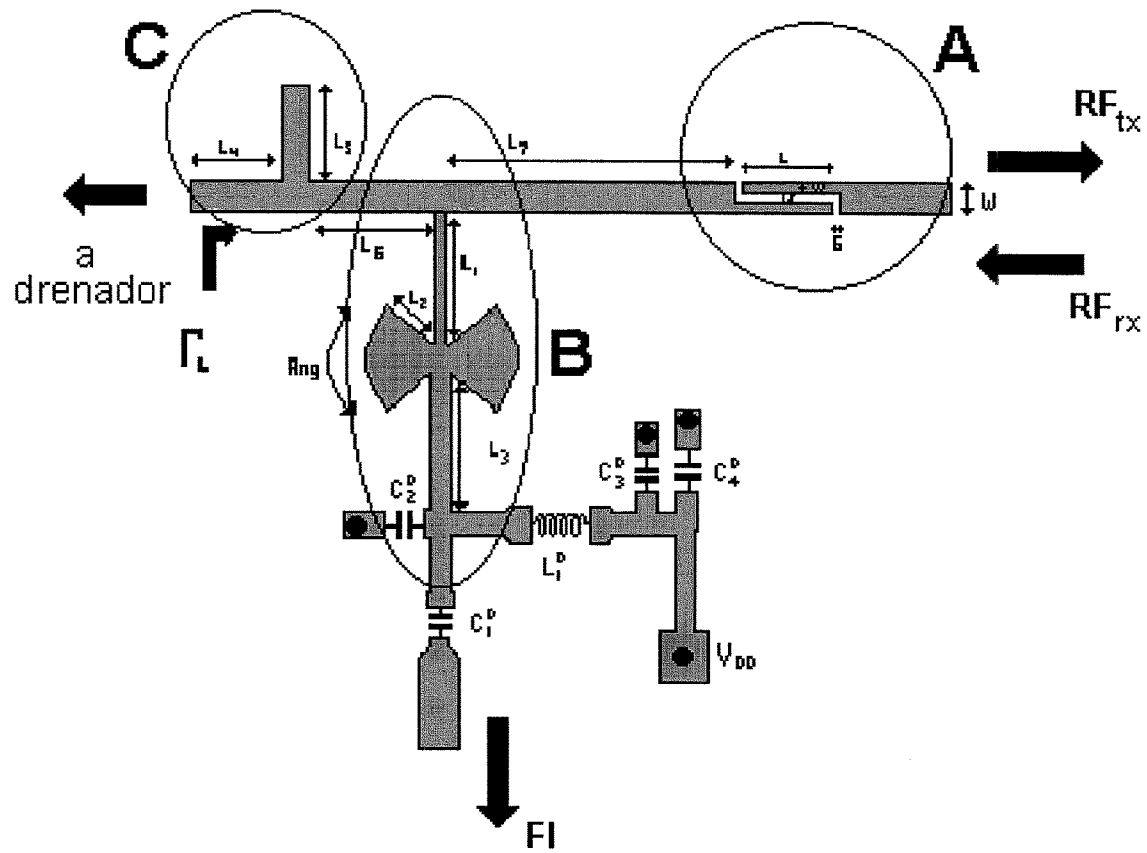


Figura 5

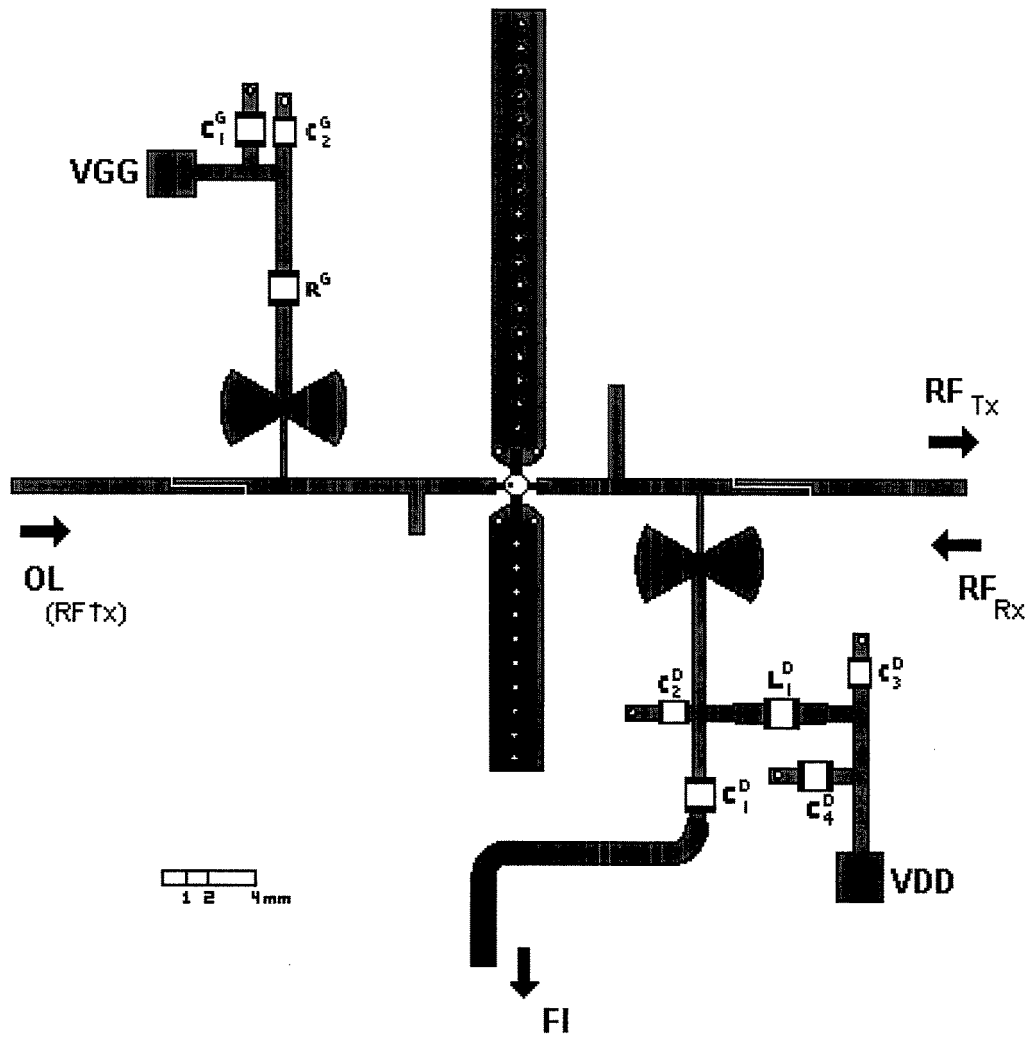


Figura 6



OFICINA ESPAÑOLA  
DE PATENTES Y MARCAS  
ESPAÑA

- ⑪ ES 2 177 402  
⑫ N.º solicitud: 200001643  
⑬ Fecha de presentación de la solicitud: 03.07.2000  
⑭ Fecha de prioridad:

## INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TECNICA

⑮ Int. Cl.<sup>7</sup>: H03D 7/12, 9/06

### DOCUMENTOS RELEVANTES

| Categoría | Documentos citados                                                     | Reivindicaciones afectadas |
|-----------|------------------------------------------------------------------------|----------------------------|
| X         | JP 05-167352 A (SHARP CORP.) 02.07.1993, todo el documento.            | 1,2                        |
| A         | EP 0802625 A1 (WATKINS-JOHNSON COMPANY) 22.10.1997, todo el documento. | 1-4                        |
| A         | JP 10-079624 A (NEC CORP.) 24.03.1998, todo el documento.              | 1-4                        |

#### Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

#### El presente informe ha sido realizado

☒ para todas las reivindicaciones

☐ para las reivindicaciones n.º:

|                                                |                                    |               |
|------------------------------------------------|------------------------------------|---------------|
| Fecha de realización del informe<br>30.10.2002 | Examinador<br>J. Botella Maldonado | Página<br>1/1 |
|------------------------------------------------|------------------------------------|---------------|