

TEMA 6Dispositivos de Microondas III: Detectores y Mezcladores, Conmutadores

El objetivo de este tercer capítulo dedicado a los dispositivos de microondas es el completar la descripción de los bloques importantes que participa en todos los receptores y transmisores: los mezcladores, detectores y conmutadores. Están asociados en un mismo capítulo porque, históricamente, el diodo de unión p-n ha sido el dispositivo más usado a la hora de implementar estas funciones electrónicas.

6.1 DETECTORES: RECTIFICADORES Y DEMODULADORES

Los detectores son dispositivos muy usados en sistemas de microondas - lo mismo que en RF, tal y como se ha visto en la asignatura Electrónica de comunicaciones-, en aplicaciones tan necesarias como demodulación, monitorización de potencia, circuitos de control automático de ganancia o indicadores de nivel de señal. Demos un repaso rápido a los conceptos involucrados.

Definamos,

Rectificador: es el dispositivo que detecta una fracción de una señal de RF y la convierte en una tensión continua.

Demodulador: es el dispositivo que detecta la señal moduladora en las señales RF moduladas.

En ambos casos el dispositivo utilizado habitualmente es el diodo, sea de unión p-n o unión metal-semiconductor shottky, con lo que nos basamos en la no linealidad de la respuesta del mismo para generar armónicos y mezclas y discriminar en su salida la información que nos interesa en cada caso. De hecho la no linealidad del dispositivo produce todo tipo de resultados en su salida y es el filtrado posterior el que nos especifica que función cumple en concreto.

La ecuación fundamental que modeliza su comportamiento es la de la característica V-I conocida como ecuación de Shockley:

$$I(V) = I_s (e^{\alpha V} - 1) , \text{ con } \alpha = q / nkT = \frac{1}{V_T}$$

, donde q es la carga del electrón, n es el llamado factor de idealidad (valor entre 1,2 para los Schottky y 2 para los de punto de contacto de silicio), k la constante de Boltzmann y T es la temperatura. Las cifras típicas de V_T se suelen dar para n =1 (diodo ideal): para 290K, es un valor de 25mV y para 300K lo es de 26mV.

Destacar la fuerte dependencia con la temperatura, que nos apunta a la dependencia que tendrán las propiedades no lineales del diodo con la misma.

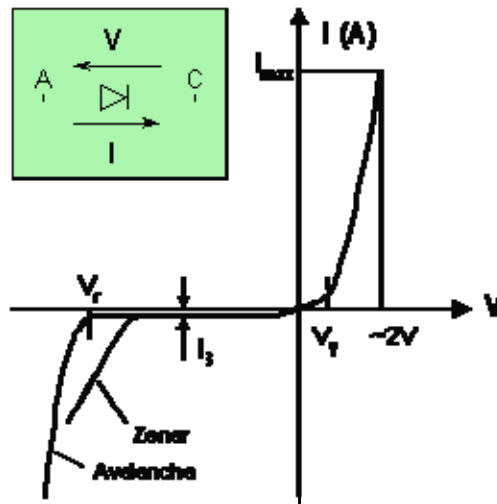
TEMA 6 - Dispositivos de Microondas III: Detectores y Mezcladores, Conmutadores.

A I_s se la denomina como corriente inversa de saturación y representa la corriente en el estado de OFF del diodo. Su valor típico suele ser entre 10^{-6} a 10^{-15} A y depende de los perfiles de dopaje. También es fuertemente dependiente de la temperatura, con lo que es otro mecanismo de influencia de T sobre las características no lineales. Se suele modelar por la siguiente ecuación,

$$I_s = I_{s0} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{2}{n}} e^{-\frac{q\psi}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)}$$

Donde I_{s0} es la corriente inversa de saturación a 25°C, n el factor de idealidad, T_0 la temperatura ambiente de 25°C, y ψ es la barrera de potencial en la unión metal-semiconductor o “gap” de energía.

Vamos a ver el comportamiento no lineal del diodo. Si en bornes del diodo introducimos una tensión con una componente de DC V_o y una componente alterna v , la corriente que atravesará el diodo será una exponencial según el modelo anterior. Esta ecuación es desarrollable en Serie de Taylor y dará lugar a sumandos con las sucesivas derivadas de la corriente I respecto a la V. En el libro de referencia de la asignatura (POZAR) podemos encontrar el desarrollo completo.



Fuente: [http://enciclopedia.us.es/images/Diodo%20-%20curva%20caracter%3%adstica%20\(Sockley\).png](http://enciclopedia.us.es/images/Diodo%20-%20curva%20caracter%3%adstica%20(Sockley).png)

Lo que nos interesa es remarcar los parámetros principales del diodo funcionando en detección de RF.

- A la 1ª derivada de I respecto a V la denominamos como Conductancia dinámica G_d del diodo y a su inversa Resistencia dinámica de unión.

$$\frac{dI}{dV} \Big|_{V_o} = \alpha I_s e^{\alpha V_o} = \alpha (I_o + I_s) = G_d = \frac{1}{R_j}$$

- La 2ª derivada la describimos como 1ª derivada de la Conductancia dinámica G_d , con lo que el desarrollo de Taylor nos permite describir:

$$I(V) = I_o + i = I_o + vG_d + \frac{v^2}{2} G'_d + \dots$$

La corriente resultante es suma de una componente continua y una componente alterna, que denominamos de *pequeña señal* si la aproximación es de 2º grado.

Utilizamos esta aproximación de 2º grado para analizar el comportamiento del rectificador de RF. Si la señal de entrada es una componente continua más un tono:

$$V = V_o + v_o \cos \omega_o t$$

, aplicando el desarrollo anterior tenemos:

$$I = I_o + \frac{v_o^2}{4} G_d'$$

, más otros términos en ω_o y armónicos que son fácilmente filtrables con un paso bajo. Como vemos la corriente en el diodo consta de un valor de polarización I_o y de la corriente rectificada DC $\frac{v_o^2}{4} G_d'$, que varía, como vemos, linealmente con la potencia de la señal de entrada.

Definimos la *sensibilidad de corriente* β_i como la relación entre la variación de potencia en la entrada y la variación correspondiente de la corriente rectificada. De modo que:

$$\beta_i = \frac{\Delta I_{dc}}{P_{in}} = \frac{G_d'}{2G_d} \text{ A/W}$$

A partir de aquí definimos una *sensibilidad de voltaje* de circuito abierto, basándonos en la tensión que cae en la Resistencia de unión del detector en circuito abierto:

$$\beta_v = \beta_i R_j$$

, que da valores típicos de 400 a 1500mV/ mW.

El uso de la propiedad de rectificación toma el nombre de demodulación cuando lo que se aplica al diodo detector es una onda modulada en amplitud. En ese caso de todos los productos que se generan con la no linealidad del diodo, se seleccionan a base de filtraje las componentes correspondientes a la moduladora. Básicamente el análisis es igual al anterior y da como resultado una salida de valor $mv_o^2 G_d' / 2$ en el que m es el índice de modulación.

Vemos que de nuevo la amplitud de salida es proporcional a la potencia de entrada. A continuación, ponemos como ejemplo un diodo real de microondas con sus valores ya descritos, y vemos que se trata de un diodo denominado como POINT CONTACT o DIODO de CRISTAL; en un documento extraído de la página web <http://www.tpub.com/neets/book11/45n.htm> encontramos esta descripción de estos tipos de diodos.

The Point-Contact Diode

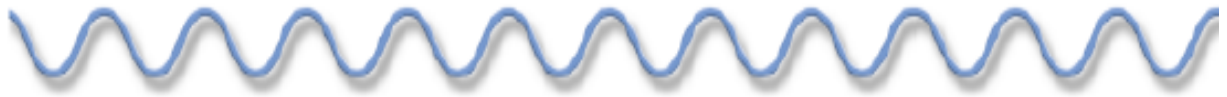
POINT-CONTACT DIODES, commonly called CRYSTALS, are the oldest microwave semiconductor devices. They were developed during World War II for use in microwave receivers and are still in widespread use as receiver mixers and detectors.

Unlike the pn-junction diode, the point-contact diode depends on the pressure of contact between a point and a semiconductor crystal for its operation. Figure 2-51, views (A) and (B), illustrate a point-contact diode. One section of the diode consists of a small rectangular crystal of n-type silicon. A fine beryllium-copper, bronze-phosphor, or tungsten wire called the CATWHISKER (BARBA de GATO) presses against the crystal and forms the other part of the diode. During the manufacture of the point contact diode, a relatively large current is passed from the catwhisker to the silicon crystal. The result of this large current is the formation of a small region of p-type material around the crystal in the vicinity of the point contact. Thus, a pn-junction is formed which behaves in the same way as a normal pn-junction.

MACOM Point Contact Detectors

V 4.00

2087-6001-00



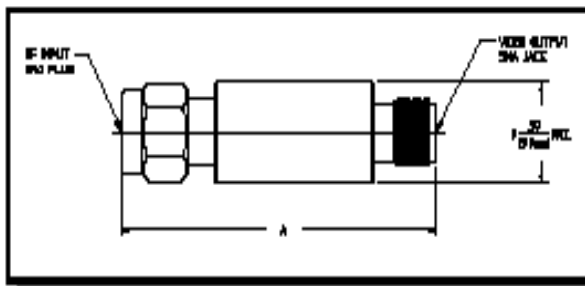
Features

- Broadband Frequency Ranges
- No Bias Required
- Flat Frequency Response
- Passivated Stainless Steel Finish

Specifications

| Parameter | Specification |
|--------------------|--|
| Flatness (Maximum) | ± 0.75 dB, 10 MHz to 4 GHz ± 1.25 dB, 4 to 8 GHz ± 0.6 dB, 8 to 12.4 GHz ± 0.9 dB, 12.4 to 18 GHz |
| VSWR (Maximum) | 1.7:1, 10 MHz to 4 GHz 2.7:1, 10 MHz to 8 GHz 3.0:1, 10 MHz to 12 GHz 3.5:1, 10 MHz to 18 GHz |
| Maximum Power | 100 mW |
| Output Polarity | Negative ⁴ |
| Video Resistance | 6 k Ohms Typical ² |
| Temperature Range | -65°C to +100°C |

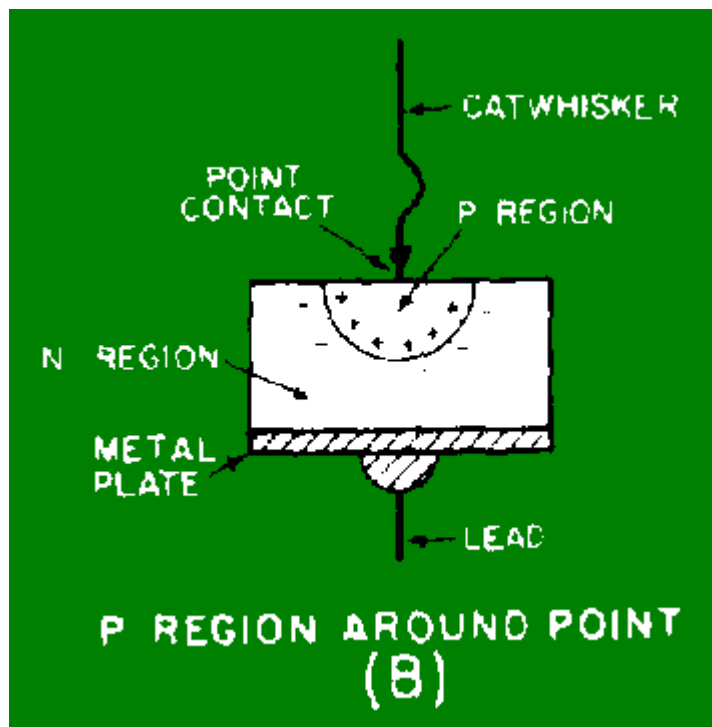
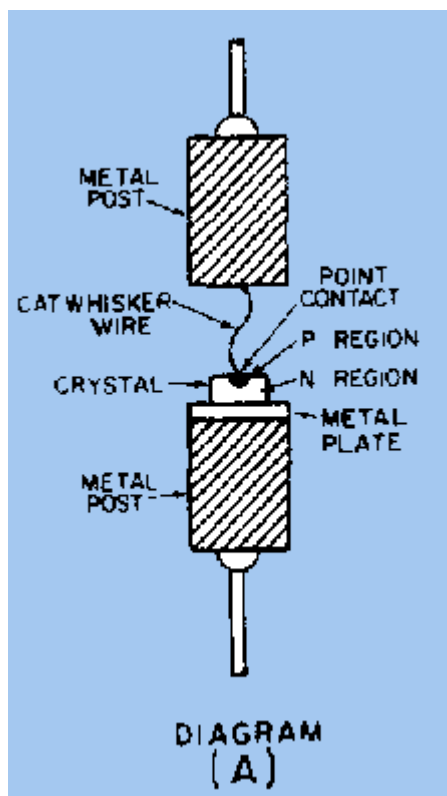
Mechanical Outline Drawing



| Detector Part Number | Frequency Range ¹ (GHz) | Open Circuit Voltage Sensitivity ² (mV/mW) Min. | Tangential Sensitivity ³ (-dBm) Min. | Output Capacitance (pF) Typical | Dimension A | |
|----------------------|------------------------------------|--|---|---------------------------------|-------------|------|
| | | | | | Inches | mm |
| 2087-6001-00 | 10 MHz to 4 GHz | 400 | 45 | 12 | 1.55 | 39.4 |
| | 4 to 8 GHz | 500 | 45 | 12 | 1.55 | 39.4 |
| | 8 to 12.4 GHz | 700 | 45 | 12 | 1.55 | 39.4 |
| | 12.4 to 18 GHz | 800 | 45 | 12 | 1.55 | 39.4 |

1. Usable to 20 GHz
2. For RF power levels below -20 dBm, and with an open circuit load.
3. With video amplifier of 1 MHz bandwidth and 2 dB noise figure.
4. For Positive Output change suffix to -13.

Fuente: www.macom.com

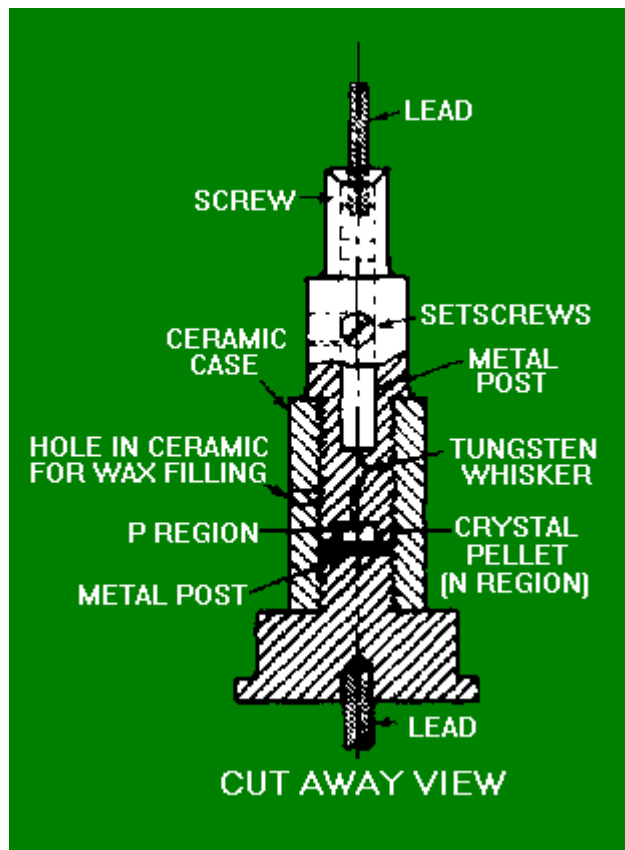


The pointed wire is used instead of a flat metal plate to produce a high-intensity electric field at the point contact without using a large external source voltage. It is not possible to apply large voltages across the average semiconductor because of the excessive heating.

The end of the catwhisker is one of the terminals of the diode. It has a low-resistance contact to the external circuit. A flat metal plate on which the crystal is mounted forms the lower contact of the diode with the external circuit. Both contacts with the external circuit are low-resistance contacts.

The characteristics of the point-contact diode under forward and reverse bias are somewhat different from those of the junction diode.

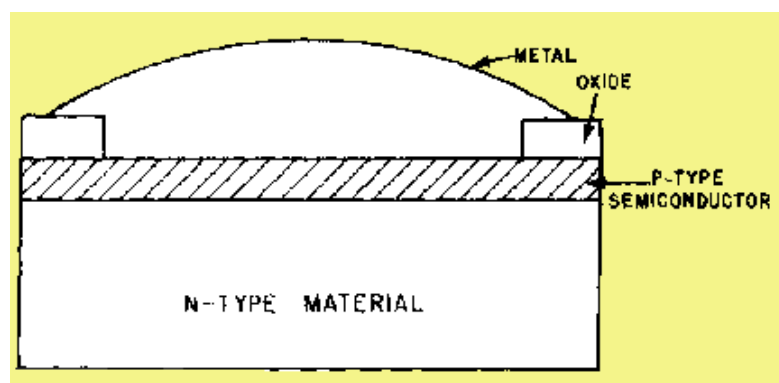
With forward bias, the resistance of the point-contact diode is higher than that of the junction diode. With reverse bias, the current flow through a point-contact diode is not as independent of the voltage applied to the crystal as it is in the junction diode. The point-contact diode has an advantage over the junction diode because the capacitance between the catwhisker and the crystal is less than the capacitance between the two sides of the junction diode. As such, the capacitive reactance existing across the point-contact diode is higher and the capacitive current that will flow in the circuit at high frequencies is smaller. A cutaway view of the entire point-contact diode is shown in figure 2-51, view (C). The schematic symbol of a point-contact diode is shown in view (D).



Schottky Barrier Diode

The SCHOTTKY BARRIER DIODE is actually a variation of the point-contact diode in which the metal semiconductor junction is a surface rather than a point contact. The large contact area, or barrier, between the metal and the semiconductor in the Schottky barrier diode provides some advantages over the point-contact diode. Lower forward resistance and lower noise generation are the most important advantages of the Schottky barrier diode. The applications of the Schottky barrier diode are the same as those of the point-contact diode. The low noise level generated by Schottky diodes makes them especially suitable as microwave receiver detectors and mixers.

The Schottky barrier diode is sometimes called the HOT-ELECTRON or HOT-CARRIER DIODE because the electrons flowing from the semiconductor to the metal have a higher energy level than the electrons in the metal. The effect is the same as it would be if the metal were heated to a higher temperature than normal. Figure 2-52 is an illustration of the construction of a Schottky barrier diode.

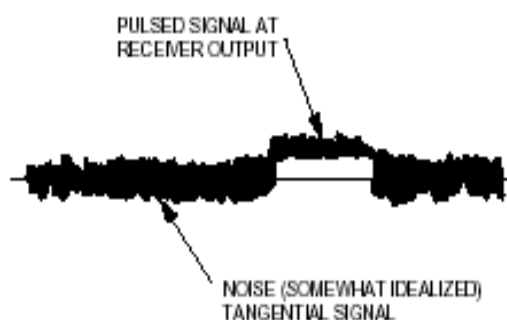


Fuente: <http://www.tpub.com/neets/book11/45n.htm>

Veamos, además de la sensibilidad, el resto de parámetros novedosos en un diodo detector: la Resistencia de video, la Sensibilidad Tangencial y la Capacidad de Salida, a partir de los cuales podemos definir un circuito equivalente.

- **Resistencia de video:** es la parte real de la impedancia en pequeña señal del diodo y suma de la resistencia dinámica (R_j) que presenta el detector y de la R_s serie que engloba la resistencia de los contactos y la corriente de dispersión. El rango suele ser entre 500 ohmios y 10Kohmios.

- **Sensibilidad tangencial (Tangential Signal Sensitivity, T. S. S.):** La definición de este parámetro de sensibilidad procede de la medida en un osciloscopio de la relación entre picos de ruido cuando tenemos y cuando no tenemos señal RF. Ver la figura.



Fuente: 5091-0169E_An956-1Tangential Sensitivity Measurement en <http://www.home.agilent.com>

Es una medida que históricamente proviene de la aplicación Radar, donde se ha visto que este punto de coincidencia tangencial entre señal y ruido detectados, corresponde con el nivel de entrada en dBm, por tanto potencia, que proporciona una relación señal a ruido de 8 dB en un ancho de banda de video especificado. De hecho es una medida del nivel de señal más bajo que puede detectarse.

- **Capacidad de salida:** parte imaginaria de la impedancia de salida

- **Circuito equivalente:** el circuito equivalente del diodo en chip sería el formado por R_j , C_j y R_s . L_s y C_c serían los parásitos debido al encapsulado. El modelo es más o menos complejo dependiendo de si se hace variable con la tensión la Capacidad de unión además de la Resistencia de la misma.

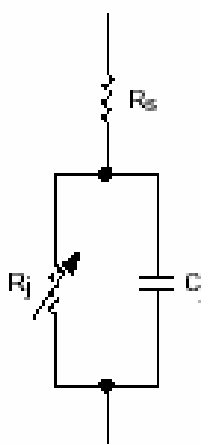
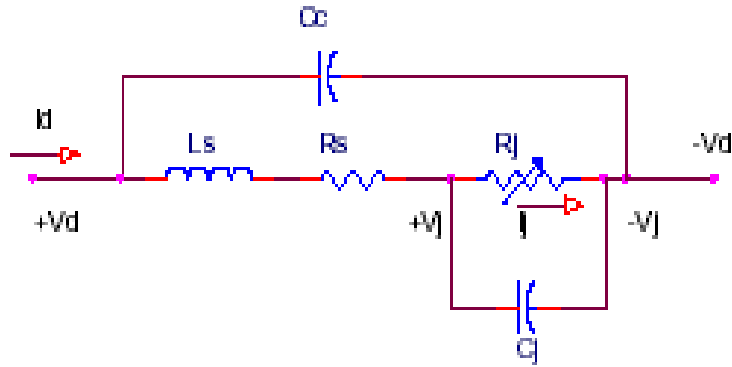


Figure 1. Linear model of a diode chip

Fuente: Linear Models for Diode Surface Mount Packages Application Note 1124 en <http://www.home.agilent.com>

TEMA 6 - Dispositivos de Microondas III: Detectores y Mezcladores, Conmutadores.

, y si incluimos el encapsulado,



Fuente: http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/mediciones/documentos/detector/CAP2_REV1.PDF

Hemos visto más arriba el valor de R_j

$$\frac{dI}{dV} \Big|_{V_o} = \alpha I_s e^{\alpha V_o} = \alpha (I_o + I_s) = G_d = \frac{1}{R_j}$$

Si además consideramos la variación de C_j , se suele emplear la siguiente expresión

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_j}{V_{j0}}\right)^\eta}$$

, donde C_{j0} es la capacidad intrínseca del diodo, normalmente del orden del pF o menor para los diodos detectores en microondas. V_{j0} y η son valores experimentales que dependen del perfil de dopado del dispositivo.

- **Impedancia en RF:** es la impedancia compleja de todo el modelo completo incluyendo el encapsulado y el comportamiento frecuencial. Es un parámetro fundamental para analizar el comportamiento del diodo como mezclador. Ver el Ejemplo 2.

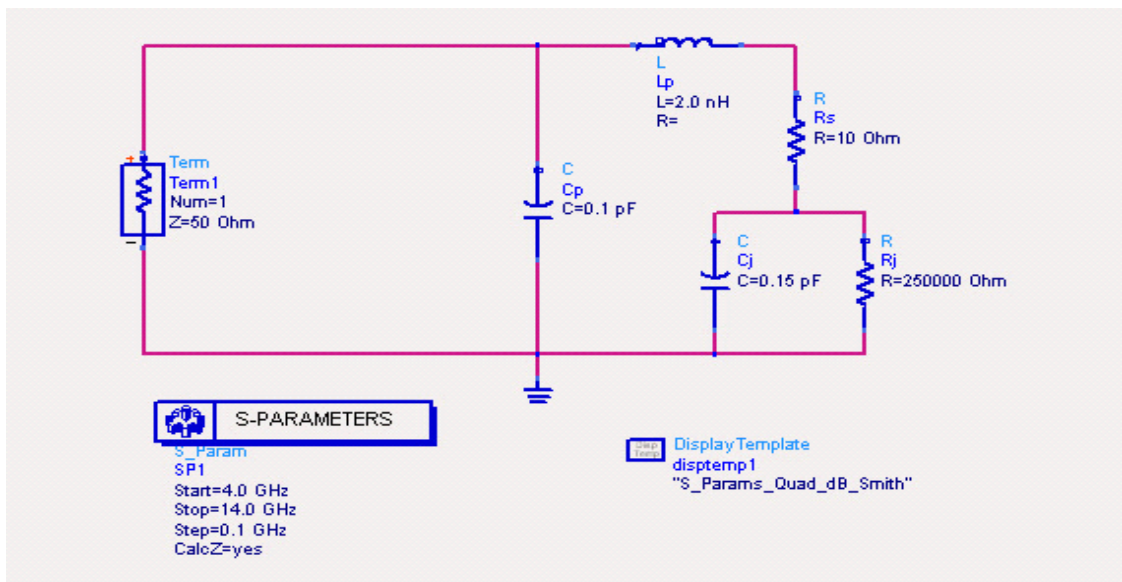
EJEMPLO 1:

Sea el detector de diodo de punto de contacto con las características de la página 3. Proponer un esquema de detección ideal en 18GHz de forma que en su salida obtengamos $2V_{DC}$, para 1mW de entrada

Evidentemente voy a necesitar un Amplificador Operacional ideal en forma de amplificador inversor de forma que $G_v * 0,8 = 2$ voltios $\rightarrow G_v = 2,5$

EJEMPLO 2:

Sea el modelo siguiente de diodo que incluye los efectos propios del encapsulado. Calcular y plotear en Gráfico de Smith la impedancia del mismo para $4\text{GHz} < f < 14\text{GHz}$, y polarizaciones $I = 0$ e $I = 60\mu\text{A}$. Suponed que $I_{s0} = 0,1\mu\text{A}$, C_j es constante y que $\alpha = 1/25\text{mV}$.



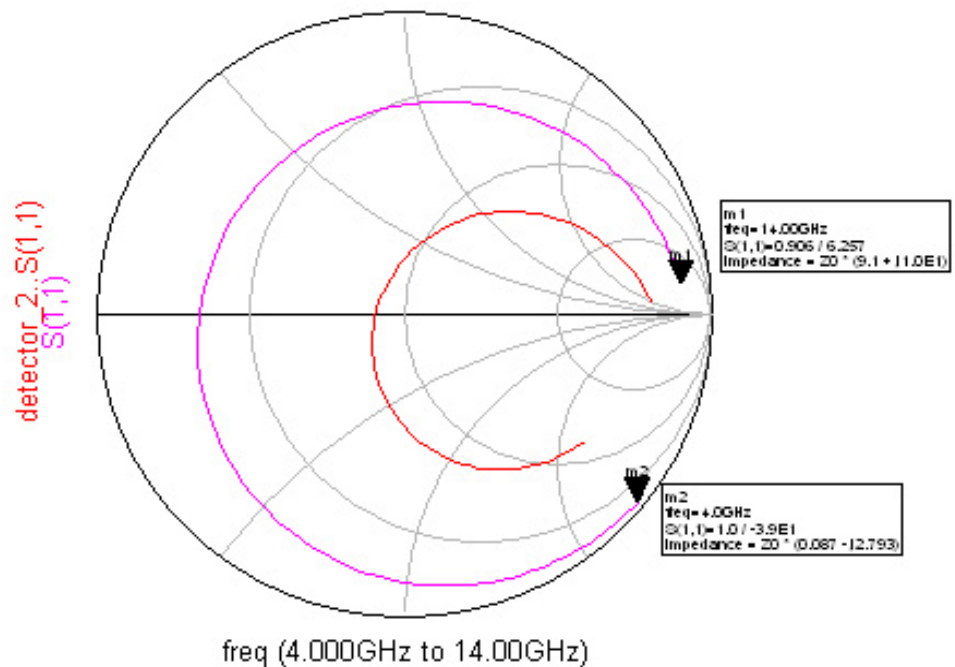
La impedancia que presentará el detector será diferente según sea la polarización. Hemos visto que:

$$\alpha(I_o + I_s) = G_d = \frac{1}{R_j}$$

, y por tanto para:

$$I_0 = 0, R_j = 25\text{mV} / 0, 1\mu\text{A} = 250\text{K}\Omega$$

, para $I_0 = 60\mu\text{A}$, $R_j = 25\text{mV} / (60 + 0, 1)\mu\text{A} = 417\text{ohmios}$. Si ejecutamos la simulación de la impedancia del circuito equivalente obtendremos el resultado siguiente.

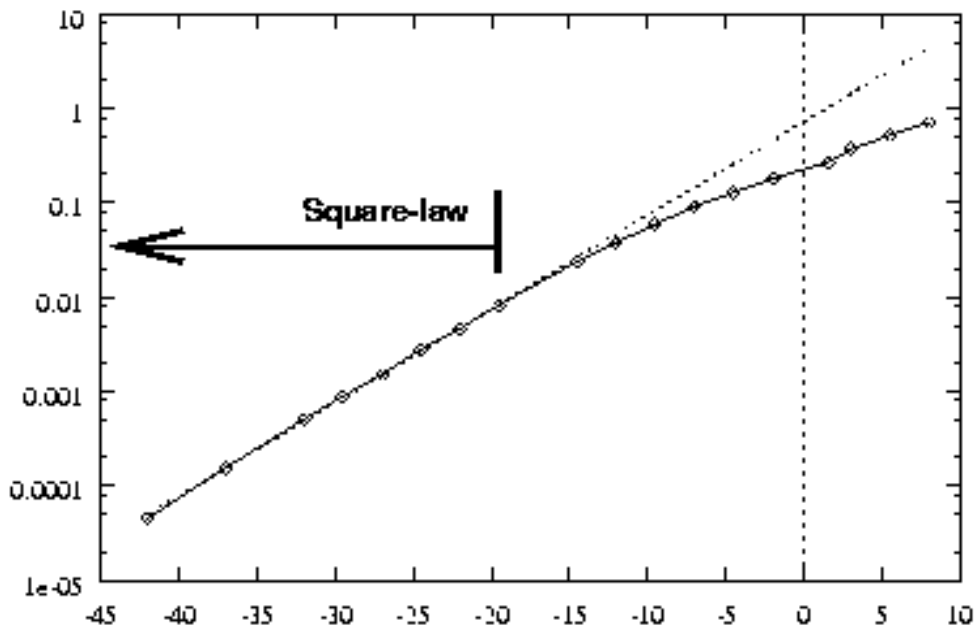


6.1.1 Detectores cuadráticos y lineales

Si la tensión de salida del diodo es proporcional al cuadrado de la tensión de entrada al mismo, es decir, es linealmente proporcional a la potencia de la señal de entrada, estamos ante un detector cuadrático. Se usa para monitorizar esa potencia y tiene el inconveniente de que funciona, en principio, a niveles bajos de señal.

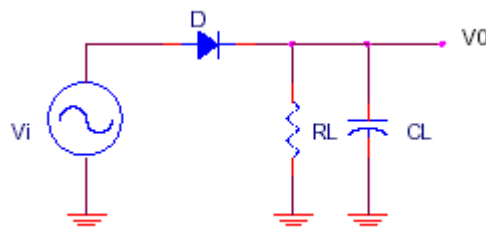
A mayores niveles el diodo se satura, ya no es aplicable el modelo de pequeña señal y la salida de tensión pasa a variar linealmente con la tensión de entrada. No hay más que pensar en la característica V-I del diodo para distinguir dos zonas en función del nivel de entrada.

En la gráfica podemos distinguir claramente las dos zonas de un detector típico, realizado con un diodo de Germanio. Las unidades son dBm en X y Voltios en Y.



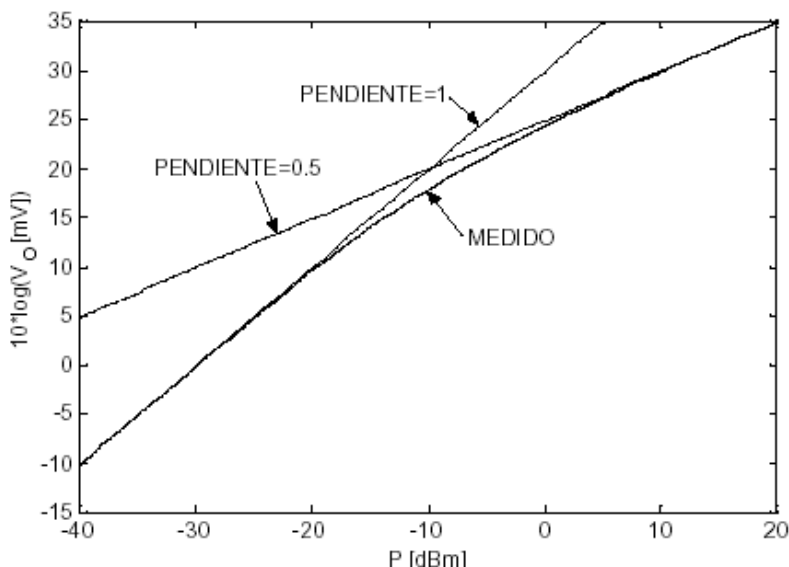
Fuente: la Red

Este tipo de detectores cuadráticos es muy utilizado en indicadores de SWR e indicadores de señal, con lo que son fundamentales en el campo de la instrumentación. Veamos un ejemplo de diodo detector no polarizado, con un esquema sencillo de aplicación,



Fuente: http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/mediciones/documentos/detector/CAP3_REV1.PDF

Hay una regla de trabajo generalmente aceptada que vincula la zona cuadrática de trabajo con niveles de entrada y señal de salida. Veámoslo en la gráfica siguiente donde se distinguen las dos zonas de trabajo, con sus respectivas pendientes y los valores típicos para un diodo detector.



Fuente: http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/mediciones/documentos/detector/CAP3_REV1.PDF

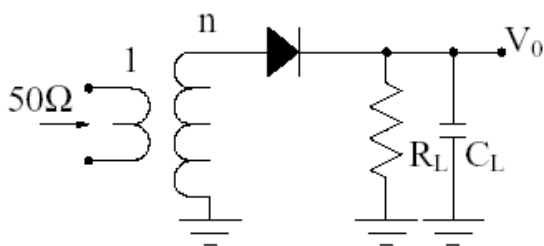
, y concluimos que, como regla general, “(1) el comportamiento cuadrático se produce por debajo de los -20 dBm en los detectores sin polarizar y (2) no se debe superar los 10 mV de salida detectada si queremos funcionar en esa zona.”

Estas cifras son órdenes de magnitud para situarse en los rangos de funcionamiento de los detectores a diodo.

6.1.2 Detectores de banda estrecha (10%)

Consideramos el porcentaje de banda del 10% como límite superior para los detectores de banda estrecha $\rightarrow (BW_{-3dB} / f_0) * 100 = 10$. Permiten una adaptación de entrada de muy altas pérdidas de retorno con lo que se logran sensibilidades muy altas. Debemos tener cuidado con las especificaciones de los fabricantes que nos dan valores de sensibilidad elevados, puesto que seguramente llevarán implícita una limitación en banda.

En teoría,



Fuente: http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/mediciones/documentos/detector/CAP3_REV1.PDF

, la sensibilidad se ve multiplicada por el factor n pero, claro, esto es muy difícil de implementar en frecuencias de microondas. Además se juntan las dificultades de que a mayor impedancia de entrada, es mayor la influencia de la temperatura sobre ella a través de la mayor variación de la corriente inversa de saturación. Esto dificulta mucho la posibilidad de una compensación.

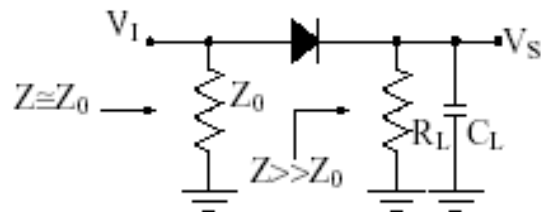
Es muy utilizada la posibilidad de polarizar al diodo en zonas donde la respuesta es óptimamente cuadrática, con lo que se añade al diseño del detector el control de la Resistencia de vídeo R_v . Evidentemente se complica el circuito pues debemos añadir elementos para la

TEMA 6 - Dispositivos de Microondas III: Detectores y Mezcladores, Conmutadores.

polarización y además vuelve a aparecer un efecto pernicioso de la temperatura que vuelve a dificultar la compensación.

6.1.3 Detectores de banda ancha: una o varias octavas

Los detectores de banda ancha tienen una sensibilidad menor y además es importante la impedancia de la fuente de excitación. Para eliminar la misma se suele hablar de los Detectores de varias octavas o Flat selectors, en los que la impedancia de entrada se fija con una resistencia fija o un atenuador.



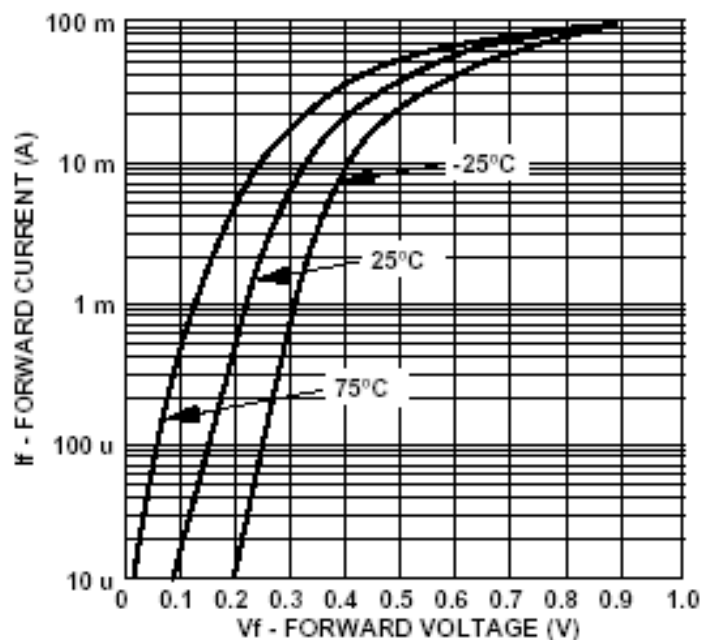
Fuente: http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/mediciones/documentos/detector/CAP3_REV1.PDF

Las sensibilidades son del orden de $1\text{mV}/\mu\text{W}$ y se puede adaptar correctamente el detector en varias octavas.

Otra de las ventajas es la mayor facilidad para compensar el efecto de la temperatura.

6.1.4 Detectores compensados en temperatura

Sólo echar un vistazo a las ecuaciones de variación de V_T e I_s con la T ya vemos que la detección con un diodo sencillo será muy dependiente de la temperatura. Vemos que la característica V_I de un diodo tipo HSMS-2865 de Agilent varía ostensiblemente.

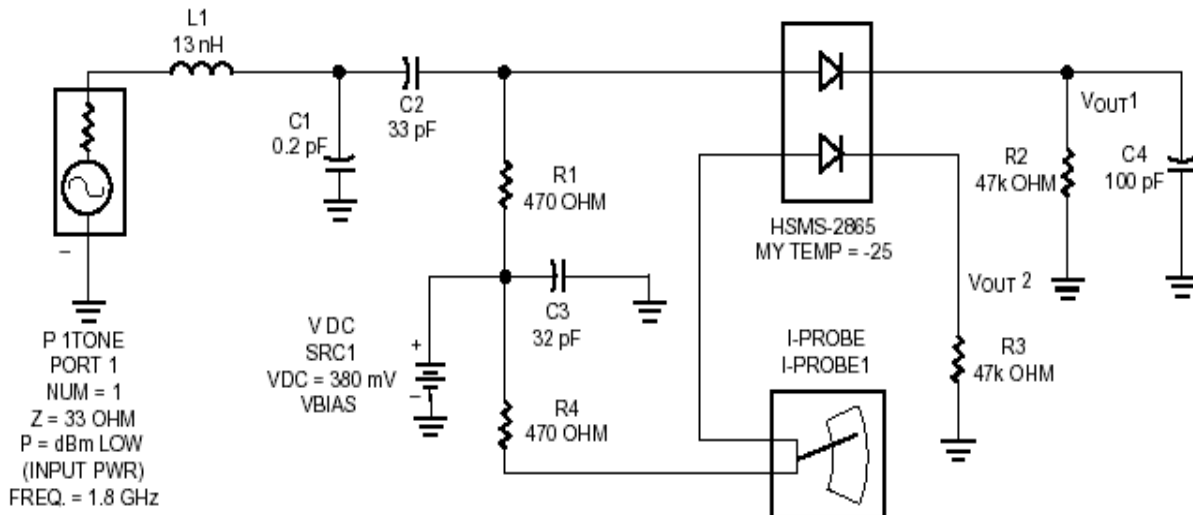


Fuente: 5968-1885E_DiodeDetectorSimulation en <http://www.home.agilent.com>

Podemos encontrar los datos completos (data-sheet) de este componente en la página web de Avago Technologies (antigua Agilent Semiconductors).

<http://www.avagotech.com/products/product-detail.jsp?navId=H0,C1,C4936,C5230,C5009,C5085,P94005>

Hay varias estructuras que intentan conseguir la independencia de la tensión detectada de la temperatura de trabajo. Presentamos a continuación una de las más utilizadas, a partir de un esquema simulado en ADS.

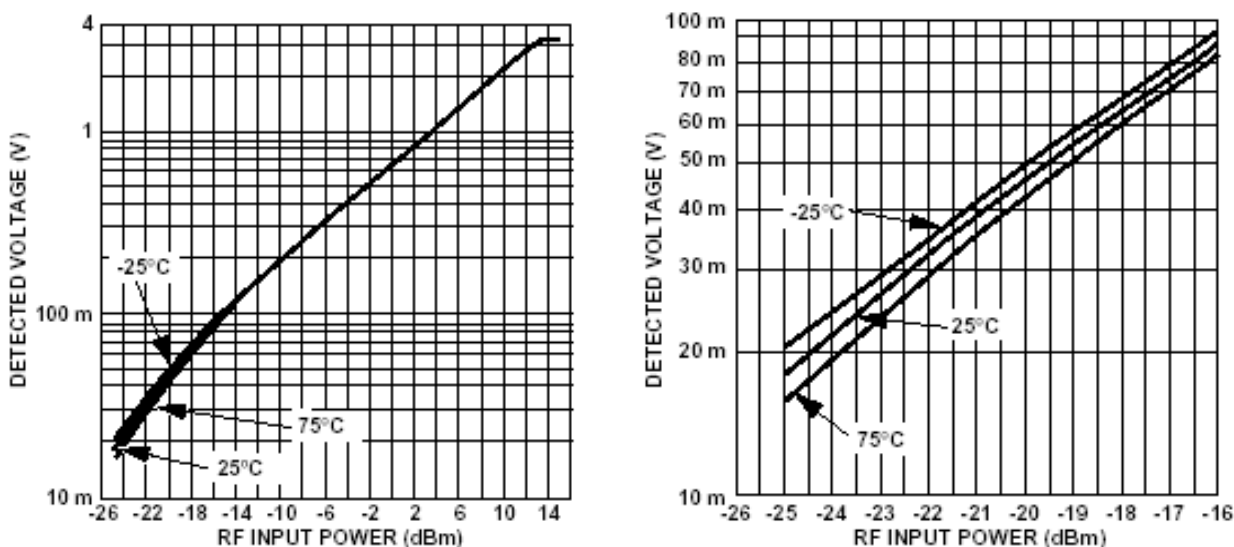


Fuente: 5968-1885E_Diode Detector Simulation en <http://www.home.agilent.com>

Se parte de diodos emparejados en un mismo encapsulado. Suponiendo que los dos diodos son idénticos en su comportamiento en continua, para lo que habrá que seleccionarlos de la misma zona de la misma oblea, la tensión $V_{out1} - V_{out2} = V_f + V_0 - V_f = V_0$, será la tensión detectada, de forma que cualquier variación de la caída en directa de los diodos se compensará al medir la tensión entre los dos puntos.

Las resistencias de polarización están calculadas para dar una corriente de 5µA.

Observando los resultados en tensión detectada:



Fuente: 5968-1885E Diode Detector Simulation en <http://www.home.agilent.com>

, vemos que el comportamiento es muy constante para niveles altos y que la diferencia está minimizada para niveles bajos.

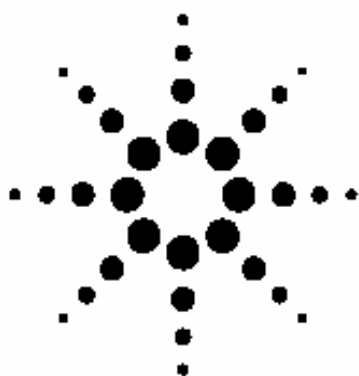
6.1.5 Cuadro de características resumidas

| Diodo Parámetro | Punta de contacto 1-100GHz | Schottky 1-18GHz | Schottky 18-40GHz | Tunnel 1-18GHz |
|---|----------------------------|------------------|-------------------------|----------------|
| Sensibilidad (mV/mW) | 400 | 1000 | 1000 | 700 |
| Sensibilidad Tangencial, dBm IN | -35 | -55 | -50 | -50 |
| Capacidad de Manejar potencia (mW) | 100 | 100-150 | 100 CW, 1000 pulsado | 30-50 |
| VSWR (max) | >2 | 2,2 | 4 | 3 |
| Planicidad (dBpp) | 2 | 1,2 | 3 | 1,6 |
| Sensibilidad con la Temperatura (-54°,100° en dBpp) | 3 | 2 | 2 | 1 |
| Efectos de las vibraciones | Afecta | No afecta | No afecta | No afecta |

Son, por supuesto, valores típicos.

Veamos un ejemplo concreto de diodo detector funcionando en frecuencia de microondas, que en este caso es de AsGa en lugar de Silicio y está diseñado para ser integrado en estructuras planares tanto con técnicas de bonding como soldadura. Su rango de funcionamiento llega hasta los ¡110GHz!, y presenta un comportamiento prácticamente plano en un rango tan extenso como de 10 a 30GHz.

En las características podemos observar que la sensibilidad es del orden de 1mV/μW, con una resistencia de 50Ω en la entrada.



Agilent HSCH-9161 Zero Bias Beamlead Detector Diode

Data Sheet

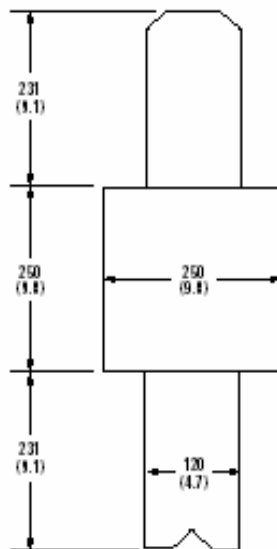
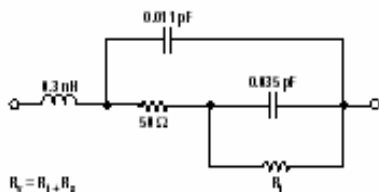
Description

Agilent's HSCH-9161 is a GaAs beamlead detector diode, fabricated using the modified barrier integrated diode (MBID) process^[1]. This diode is designed for zero bias detecting applications at frequencies through 110 GHz. It can be mounted in ceramic microstrip (MIC), finline and coplanar waveguide circuits.

Note 1:

The diode structure and process are covered by U.S. Patent No. 4,839,709 issued to Mark Zurakowski on June 13, 1989, and assigned to Agilent.

Small Signal Linear Model



ALL DIMENSIONS IN MICRONS.



Features

- Low junction capacitance
- Lower temperature coefficient than silicon
- Durable construction — typical 6 gram beamlead strength
- Operation to 110 GHz

Applications

At room temperature and frequencies under 10 GHz, the silicon zero bias Schottky detectors HSMS-0005 and HSMS-2850 offer comparable performance. However, the HSCH-9161 yields virtually flat detection sensitivity from 10 to 30 GHz with good performance from 30 to 110 GHz. In a wideband matched detector, in which a shunt 50 Ω resistor is used in front of the diode, voltage sensitivity (γ) is calculated to be 1 mV/ μ W. Where a high-Q reactive impedance matching network is substituted for the shunt 50 Ω resistor, values of γ approaching 25 mV/ μ W can be expected.

In applications below 10 GHz where DC bias is not available and where temperature sensitivity is a design consideration, the HSCH-9161 offers superior stability when compared to silicon zero bias Schottky diodes.

Bonding and Handling

For more detailed information, see Agilent Application Note 999, "GaAs MMIC Assembly and Handling Guidelines."

Assembly Techniques

Thermocompression bonding is recommended. Welding or conductive epoxy may also be used. For additional information see Application Note 979, "The Handling and Bonding of Beam Lead Devices Made Easy," or Application Note 992, "Beam Lead Attachment Methods," or Application Note 993, "Beam Lead Device Bonding to Soft Substrates."

HSCH-9161 Absolute Maximum Ratings, $T_A = 25^\circ\text{C}$

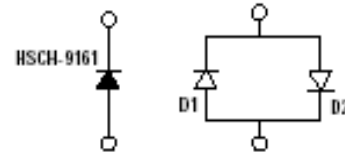
| Symbol | Parameters/Conditions | Units | Min. | Typ. | Max. |
|-----------|-----------------------|------------------|------|------|------|
| T_{op} | Operating Temp. Range | $^\circ\text{C}$ | -65 | | 175 |
| T_{stg} | Storage Temp. Range | $^\circ\text{C}$ | -65 | | 200 |
| P_B | Burnout Power | dBm | | 20 | |

DC Specifications/Physical Properties, $T_A = 25^\circ\text{C}$

| Symbol | Parameters and Test Conditions | Units | Min. | Typ. | Max. |
|----------|--|-------------------------|------|------|------|
| C_j | Junction Capacitance Test Conditions: $f = 1\text{ GHz}$ | μF | | .035 | |
| R_V | Video Resistance Test Conditions: Zero Bias | $\text{k}\Omega$ | 2.5 | | 7.5 |
| γ | Voltage Sensitivity Test Conditions: Zero Bias, 10 GHz, shunt $50\ \Omega$ input matching resistor | $\text{mV}/\mu\text{W}$ | 0.5 | | |
| — | Beamlead Strength | grams | 3 | | |

SPICE Parameters

Because of the high leakage of this diode under reverse bias, it must be modelled as an anti-parallel pair.



D1 represents the characteristic of the HSCH-9161 under forward bias and D2 (in the forward direction) gives the V-I curve of the HSCH-9161 under reverse bias.

| Parameter | Units | D1 | D2 |
|------------|---------------|--------------------------|--------------------------|
| B_V | V | 10 | 10 |
| C_{j0} | μF | 0.030 | 0.030 |
| E_G | eV | 1.42 | 1.42 |
| I_{BV} | A | $10\text{E-}12$ | $10\text{E-}12$ |
| I_S | A | $12 \times 10\text{E-}6$ | $84 \times 10\text{E-}6$ |
| N | | 1.2 | 40.0 |
| R_s | Ω | 50 | 10 |
| $P_B(V_j)$ | V | 0.26 | 0.26 |
| $P_T(XTI)$ | | 2 | 2 |
| M | | 0.5 | 0.5 |

HSCH-9161 Typical Performance

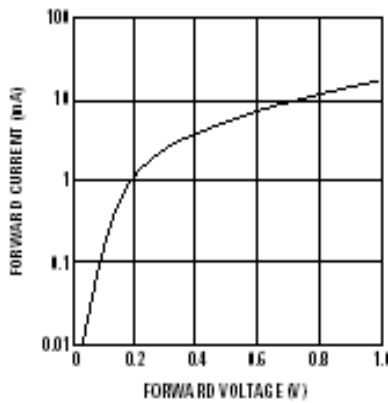


Figure 1. Forward Current vs. Forward Voltage.

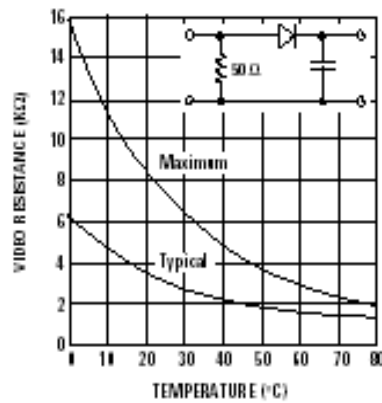


Figure 2. Typical Variation of Video Resistance vs. Temperature.

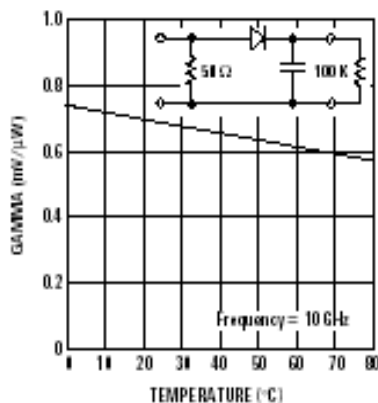


Figure 3. Calculated Variation of Voltage Sensitivity vs. Temperature.

Fuente: <http://www.avagotech.com/pages/home/>

6.2 MEZCLADORES

Los mezcladores se pueden ver como una aplicación de los dispositivos anteriores, en la que la salida de señal consta de las componentes de RF y no las de baja frecuencia. Usualmente, por tanto, habrá un filtro paso banda en la salida de los mezcladores para seleccionar la zona de RF donde queremos trasladar nuestra señal de entrada.

Nos centraremos más en topologías propias de los circuitos prácticos en Microondas. Resumimos los parámetros que caracterizan a los mezcladores:

- ⇒ Pérdidas de Conversión, L_c , relación entre la potencia de RF en la entrada y la potencia de FI de salida
- ⇒ la Impedancia del diodo en RF, Z_{RF} , es real en baja frecuencia y disminuye al aumentar el nivel de OL
- ⇒ la Impedancia de salida en FI, Z_{FI} , es la impedancia del puerto de salida para un determinado nivel de OL. Normalmente es real y disminuye con el nivel de OL
- ⇒ el Factor de Ruido, F_o , se suele especificar incluyendo el amplificador de FI (con factor de ruido F_{FI}) en la salida:

$$F_o = L_c (F_{FI} + N_r - 1 + t_o)$$

, donde N_r va de 0,85 a 1 siendo la Relación de Ruido de los diodos y t_o es la contribución de ruido de fondo del OL. En los mezcladores balanceados con OL de buena calidad:

$$F_o \text{ (dB)} = L_c \text{ (dB)} + F_{FI} \text{ (dB)}$$

En el Factor de Ruido de los mezcladores se distingue entre el de simple banda (F_{SSB}) cuando la entrada de RF es sólo señal útil y el de doble banda (F_{DSB}) cuando también tenemos la contribución de la frecuencia imagen; esta contribución se entiende bien si se consideran como señal útil las dos bandas laterales. Desde este punto de vista, se puede demostrar que:

$$F_{SSB} = \left(1 + \frac{L_S}{L_I} \right) F_{DSB}$$

, con L_S y L_I las pérdidas de conversión en la banda de señal y de imagen respectivamente. Si éstas son iguales $\rightarrow F_{SSB} = F_{DSB} + 3dB$, y si tenemos rechazo de banda imagen $\rightarrow F_{SSB} = F_{DSB}$

- ⇒ Espurios y Margen Dinámico, donde especificamos el comportamiento no lineal del mezclador análogamente como se hace en los amplificadores.
- Intermodulaciones de 1 tono tipo $m * OL + n * RF$
- Intermodulaciones de 2 tonos $\rightarrow (2RF_1 \pm RF_2) + OL = FI$ y $(RF_1 \pm 2RF_2) + OL = FI$
- ⇒ Aislamiento, es la atenuación de la señal desde la entrada deseada a una salida no deseada, estando la tercera cargada con la impedancia característica. Las más habituales son el OL-RF y el OL-FI
- ⇒ Polaridad en DC, es la de la tensión en FI con el mezclador detectando diferencia de fase entre OL y RF (misma amplitud y fase aproximadamente)
- ⇒ Offset de DC, tensión en continua en FI cuando sólo aplico OL. Da una idea del desequilibrio del mezclador

Todas las características dependen de varios factores: frecuencia, encapsulado, nivel de O.L., polarización, etc. De hecho el mínimo de las Pérdidas de Conversión o del Ruido no tiene por qué coincidir con la condición de adaptación de RF, OL y FI

6.2.1 Mezcladores de 1 diodo

De la teoría anterior sobre los diodos detectores, tenemos que descartar todo lo relacionado con el régimen de pequeña señal, puesto que la presencia de una señal de alto nivel como es el oscilador local OL, hace que el desarrollo en serie de Taylor no lo podamos trincar en el 2º término como hemos hecho antes.

El parámetro característico principal de un mezclador pasivo son las Pérdidas de Conversión, relación entre la potencia de RF en la entrada y la potencia de FI de salida y la podemos desglosar en tres términos:

$$L_C = L_1 + L_2 + L_3$$

PÉRDIDAS DE CONVERSIÓN = PÉRDIDAS DE DESADAPTACIÓN + PÉRDIDAS DE LOS PARASITOS + PÉRDIDAS DE LA UNIÓN

- pérdidas de desadaptación L_1

Son importantes, sobretodo en el caso del mezclador de diodo único, en el que la adaptación depende fuertemente del nivel de OL

La podemos aproximar por

$$L_1(dB) = 10 \left\{ \log \left[\frac{(S_{RF} + 1)^2}{4S_{RF}} \right] + \log \left[\frac{(S_{IF} + 1)^2}{4S_{IF}} \right] \right\}$$

, donde:

S_{RF} = Coeficiente de Onda Estacionaria (COE) en la puerta de RF

S_{IF} = C.O.E. en la puerta de IF

- pérdidas debidas a los parásitos del diodo: L_2

Estos elementos parásitos son la Resistencia Serie R_s y la Capacidad de Unión C_j y las pérdidas serán la relación entre la potencia de RF y la potencia entregada a la resistencia variable de la unión R_j . Esta depende fuertemente del nivel de OL y, en general, el valor mínimo ocurre para $R_j = 250$ ohmios con $I_{rectificada}$ de valor aproximado 1 a 1.5mA.

$$L_2(dB) = 10 \log \left[1 + \frac{R_s}{R_j} + (\omega C_j)^2 R_s R_j \right]$$

- pérdidas en la unión del diodo: L_3

Dependen principalmente de la característica I-V del diodo y de las condiciones de adaptación en las puertas de RF y FI. El comportamiento no lineal del diodo se representa por una conductancia variable con el tiempo, a través de unas características en DC y de la variación con el OL.

Típicamente, se considera 3dB como el valor mínimo de estas pérdidas.

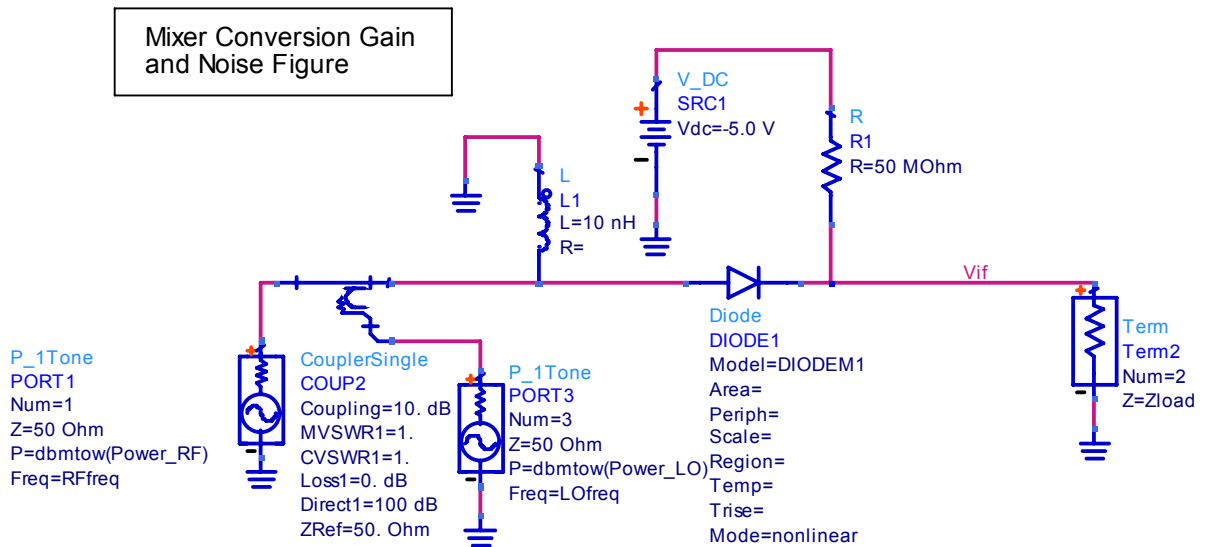
En el caso del diodo simple las pérdidas de conversión totales suelen andar en el rango de los 10dB.

En un apartado posterior se adjunta una tabla con los valores típicos de las diferentes configuraciones de diodos mezcladores.

El análisis y diseño de los mezcladores en microondas se basa en un gran número de aplicaciones en los que son necesarios (LNB, transceivers VSAT,...) y en el uso extensivo de Simuladores lineales y No Lineales de RF y Microondas, que se han convertido en la herramienta necesaria (pero no suficiente) para ejecutar la primera fase de los diseños.

Un diseño puramente teórico sería tremendamente farragoso y hoy en día todo el mundo usa estas herramientas de cálculo para poder acelerar el desarrollo de las múltiples aplicaciones que está surgiendo en el mundo de las comunicaciones inalámbricas. La figura posterior y la pequeña explicación adjunta corresponden al programa de Agilent ADS, uno de los más utilizados a este nivel, y que también se utilizará en las prácticas de Laboratorio de Microondas de 5º curso de Telecomunicaciones.

Analizamos la respuesta de un diodo mezclador, basándonos en el modelo estándar que trae consigo el programa.



Meas Eqn
meas1

$$\text{ConvGain}=\text{dBm}(\text{mix}(\text{Vif},\{-1,1\}),\text{Zload})-\text{Power_RF}$$

Var Eqn

VAR
VAR1
Power_RF= -20 _dBm
Power_LO= 20 _dBm
RFfreq=12000 MHz
LOfreq=10600 MHz
IFfreq=RFfreq-LOfreq
Zload=50

Set the following parameters:

- 1) RF frequency, RFfreq.
- 2) LO frequency, LOfreq.
- 3) Equation for the IF frequency.
- 4) RF power, Power_RF.
- 5) LO power, Power_LO.
- 6) The mix() function indices in the ConvGain equation. For example, if the IFfreq is LOfreq-RFfreq, then it should be mix(Vif,{1,-1}).

TEMA 6 - Dispositivos de Microondas III: Detectores y Mezcladores, Conmutadores.

Este esquema sería el de simulación en ADS para el caso del diodo sencillo, que utiliza el método de **Balance Armónico (HB: Harmonic Balance)** para resolver la ecuación no lineal que describe las características del diodo.

La idea básica de este tipo de simuladores frecuenciales es que las ecuaciones que ligam corrientes y tensiones en los nodos de los circuitos son matriciales debido a una presencia de fundamentales y armónicos de todas las señales involucradas en el elemento no lineal. Veamos cómo lo explica el Manual de Usuario de ADS.

$$v(t) = \text{Real} \left\{ \sum_{k=0}^K V_k e^{j2\pi k f t} \right\}$$

, sería la representación de un voltaje en un nodo cualquiera en respuesta a una excitación unifrecuencial. Si la entrada es una composición de n frecuencias,

$$v(t) = \text{Real} \left\{ \sum_{k_1=0}^{K_1} \sum_{k_2=0}^{K_2} \cdots \sum_{k_n=0}^{K_n} V_{k_1, k_2, \dots, k_n} e^{j2\pi (k_1 f_1 + \dots + k_n f_n) t} \right\}$$

, sería esa misma tensión con una excitación multifrecuencial. V_{k_1, \dots, k_n} son los coeficientes complejos que calcula el programa de balance armónico. Múltiples ecuaciones de éstas componen la matriz del circuito que hay que resolver numéricamente para llevar a cabo el análisis no lineal:

$[I_{l,\pm 1}] = [g][V_{m,\pm 1}]$, donde se relacionan los coeficientes de tensión con los coeficientes de corriente a través de la conductancia del diodo.

El número total de frecuencias que intervienen en la simulación están limitadas por consideraciones prácticas de velocidad de simulación, capacidad de memoria y potencia de procesado.

El modo de solución de las ecuaciones de balance armónico es iterativo de forma que la resolución converge o no en función de una minimización de una función error. Tendremos, por tanto, que controlar cuestiones como el tiempo de simulación y la convergencia del proceso para llegar a una solución.

El elemento que sirve para controlar los parámetros de entrada es el de la figura, en el que destacamos lo siguiente:



```
HarmonicBalance
HB1
MaxOrder=5
Freq[1]=LOfreq
Freq[2]=RFfreq
Order[1]=5
Order[2]=1
InputFreq=RFfreq
NLNoiseMode=yes
FreqForNoise=IFfreq
NoiseNode[1]="Vif"
UseKrylov=yes
EquationName[1]="Power_RF"
```

- *MaxOrder*: Es el máximo orden de los términos de intermodulación que se van a considerar en la simulación.

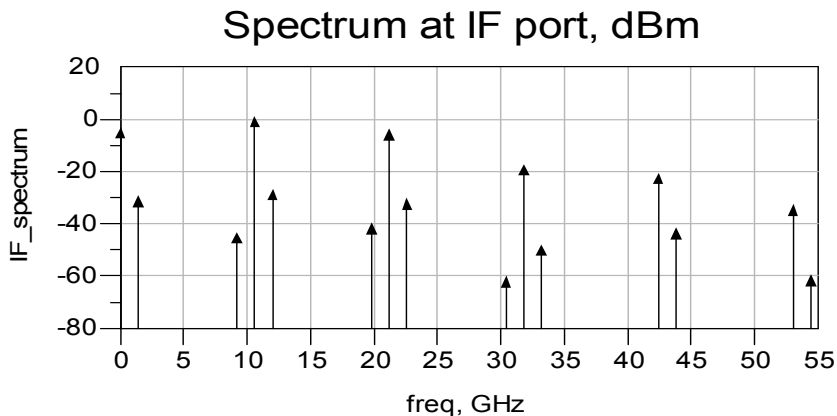
- *Order*: Es el máximo orden (armónico) de cada frecuencia que se va a considerar. Es K en las ecuaciones anteriores, el nivel en el que se trunca el desarrollo en Serie de Fourier.

Mediante esta transformación de tensiones y corrientes en Series truncadas de Fourier convertimos las N (n° de nodos) ecuaciones diferenciales no lineales, en $N * M$ ecuaciones algebraicas no lineales en el dominio frecuencial, donde M es el *MaxOrder* anterior, n° máximo de frecuencias incluyendo fundamentales, armónicos y mezclas entre ellos.

Estas ecuaciones algebraicas se resuelven por el método iterativo de Newton, que genera una matriz Jacobiana a resolver linealmente en cada una de las iteraciones. Es, como se ve, un método basado en la posibilidad de potencia de cálculo de los procesadores actuales.

Además de los estímulos y los componentes que forman parte del circuito, hay otro factor importante a la hora de trabajar con el simulador: el modelo del componente no lineal. Podemos utilizar desde modelos de librería hasta modelos proporcionados por el fabricante del componente.

El resultado de la simulación anterior es lo que podemos ver en la figura, para el caso de frecuencias propias de la difusión de TV vía satélite en la banda Ku, $RF_{in} = 10,7$ a $12,75GHz$ con $OL = 9,75$ y $10,6GHz$ y $FI = 0,95$ a $2,15GHz$:



| Output Frequency | Conversion Gain, dB | Output Noise Frequency | Noise Figures, dB | |
|------------------|---------------------|------------------------|-------------------|-------|
| 1.400GHz | -10.09 | noisefreq | NFdsb | NFssb |
| | | 1.400GHz | 0.290 | 6.090 |

Vemos, a la vista de los resultados, que ya podemos extraer una conclusión clara de este mezclador: *la dificultad de filtrar los armónicos y productos de intermodulación de las señales de OL y RF generados por el elemento no lineal (o lo que es lo mismo, un bajo nivel de aislamiento entre puertos) y de poder presentar, por tanto, una salida suficientemente limpia en el espectro.*

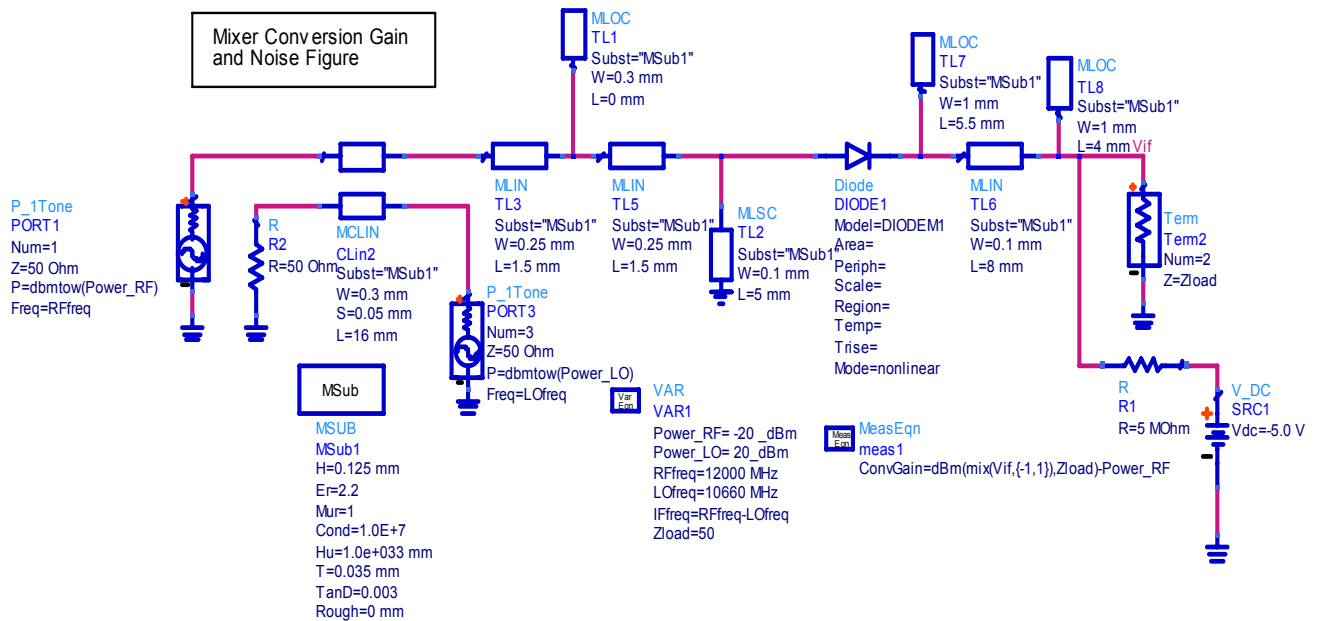
Otra de las características de los mezcladores no balanceados es que no compensa el Ruido AM del OL; ya vimos en el capítulo de osciladores las propiedades de este ruido AM en

TEMA 6 - Dispositivos de Microondas III: Detectores y Mezcladores, Conmutadores.

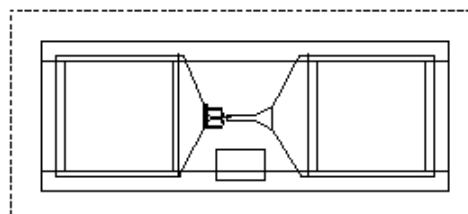
las fuentes de señal y su importancia en frecuencias relativamente alejadas de la frecuencia central.

Vamos a completar un ejemplo de un diseño, aplicado al mezclador de un diodo simple.

EJEMPLO 3: Veamos el ejemplo esbozado anteriormente pero llevado a un diseño real, que intente optimizar las características del mismo, utilizando un dispositivo concreto y con un layout definido, basado en líneas de transmisión en microstrip sobre sustrato de bajas pérdidas basado en teflón.



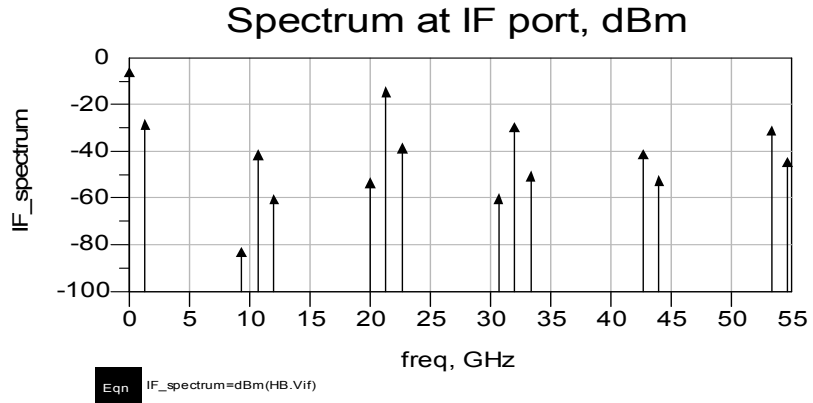
Respecto al esquema anterior, hemos añadido una red adaptadora de entrada TL1, TL3, TL5, retorno para la corriente continua en el diodo TL2 y un filtro paso bajo en la salida TL6, TL7 y TL8. Además se ha actualizado el modelo estándar del diodo no lineal para los valores típicos del componente de Agilent HSCH-9401, un diodo Schottky de AsGa encapsulado en un formato soldable en proceso de refusión estándar de tamaño 610 x 255µm.



| | |
|----------------------|-------------------------------|
| Chip Size: | 610 x 255 µm (24 x 10 mils) |
| Chip Size Tolerance: | ±10 µm (±0.4 mils) |
| Chip Thickness: | 100 µm (4 mils) |
| Chip Thickness Tol: | ±15 µm (±0.6 mils) |
| Bond Pad Sizes: | 175 x 175 µm (6.9 x 6.9 mils) |

Fuente: <http://www.avagotech.com/pages/home/> HSCH-9401 GaAs Schottky Diode Data Sheet

El resultado es que mejoran las pérdidas de conversión y mejoramos el aspecto del espectro al reducir, sobretodo, los armónicos del OL.

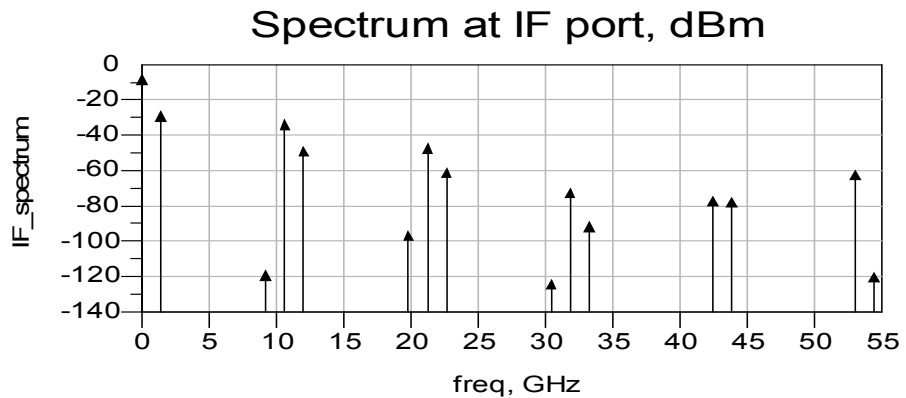


| Output Frequency | Conversion Gain, dB | Output Noise Frequency | Noise Figures, dB | |
|------------------|---------------------|------------------------|-------------------|-------|
| 1.340GHz | -7.256 | noisefreq | NFdsb | NFssb |
| | | 1.340GHz | 2.686 | 5.084 |

Las características del mezclador se pueden mejorar retocando la polarización del diodo y aumentando el orden del filtro de salida si necesitamos limitar más los niveles de los armónicos. Eso si, empeoraremos ligeramente la ganancia de conversión. El otro parámetro que estamos simulando es la figura de ruido, en la que vemos que no tenemos un rechazo a la frecuencia imagen como para que se igualen los términos.

En las frecuencias que estamos trabajando la frecuencia imagen estaría en la banda de $OL - FI = 8,45$ a $9,65$ GHz y en el caso estudiado la Frecuencia Imagen sería de $9,2$ GHz. Se podría rechazar esa banda con un paso alto en la entrada de RF que corte en $10,5$ GHz y rechace las frecuencias bajas. Aunque puede ser contraproducente al añadir pérdidas que contribuyen a la figura de ruido. En este caso lo dejamos como está al considerar que 5.1 dB de N_{FIG} está muy bien para este tipo de mezclador.

Otro factor a mejorar es la salida de armónicos en FI, a base de aumentar el orden del filtro paso bajo de salida, quedando:



TEMA 6 - Dispositivos de Microondas III: Detectores y Mezcladores, Conmutadores.

| Output Frequency | Conversion Gain, dB | Output Noise Frequency | Noise Figures, dB | |
|------------------|---------------------|------------------------|-------------------|-------|
| 1.400GHz | -7.182 | noisefreq | NFdsb | NFssb |
| | | 1.400GHz | 3.165 | 6.434 |

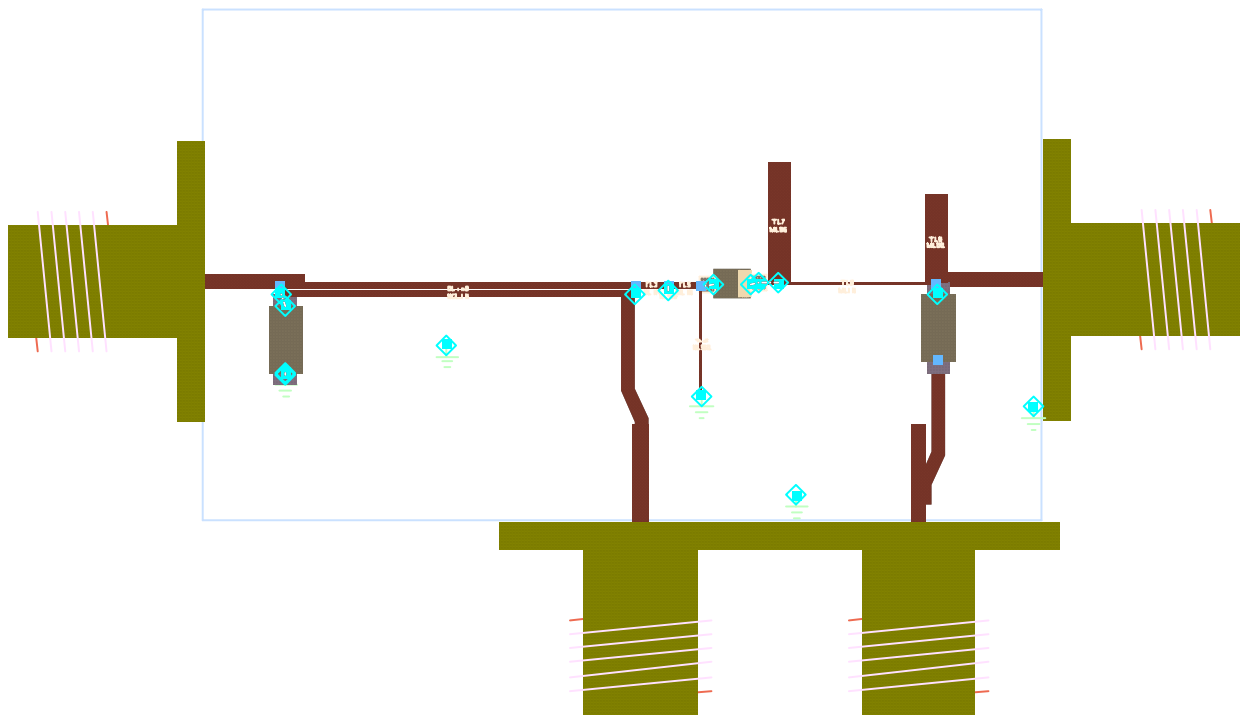
Vemos la mejora del rechazo en los armónicos, a costa de un ligero empeoramiento de la Figura de Ruido.

Si consideramos insuficiente la mejora, podemos intentar dos alternativas:

a) introducir una topología más compleja que incluya rechazos a frecuencia imagen, desacoplo mayor entre puertos y redes de adaptación para optimizar la VSWR en RF y FI. En la referencia [6.2] podemos encontrar una topología más sofisticada en la que se utilizan las técnicas de mezcladores de Imagen-Suma mejorada (Image-and-Sum Enhanced Microstrip Single-Ended Mixer), y/o con rechazo de Imagen.

b) cambiar de topología pasando a estructuras denominadas balanceadas, en las que se reducen las salidas no deseadas por cancelación en base a diferentes fases generadas por elementos no lineales idénticos. Lo veremos en los apartados siguientes.

Para terminar vemos el layout correspondiente al esquema del Ejemplo, con lo que podríamos contrastar lo simulado con el modelo y la realidad de las medidas.



6.2.2 Mezcladores de 2 diodos simplemente balanceados

Comprobamos el comportamiento de un mezclador con 2 diodos y destacamos las mejoras respecto al de diodo simple:

- Se reducen las señales espurias de la mezcla
- Se cancelan las componentes DC en la salida FI
- Aumenta el aislamiento entre entradas RF y OL
- Mejora la adaptación en los puertos de RF y OL
- cancela el ruido AM y los espurios procedentes del OL.

El esquema básico del mezclador balanceado es la combinación de 2 de diodo simple mediante un Híbrido de 3dB, tal y como se ve en la figura. Dependiendo de si el híbrido es de 90° o 180° de diferencia de fase, las características mejoradas son diferentes.

a) Caso 180° :

- Suprimen los armónicos pares de OL o RF. El nivel de supresión depende de la idealidad del balanceo del híbrido.

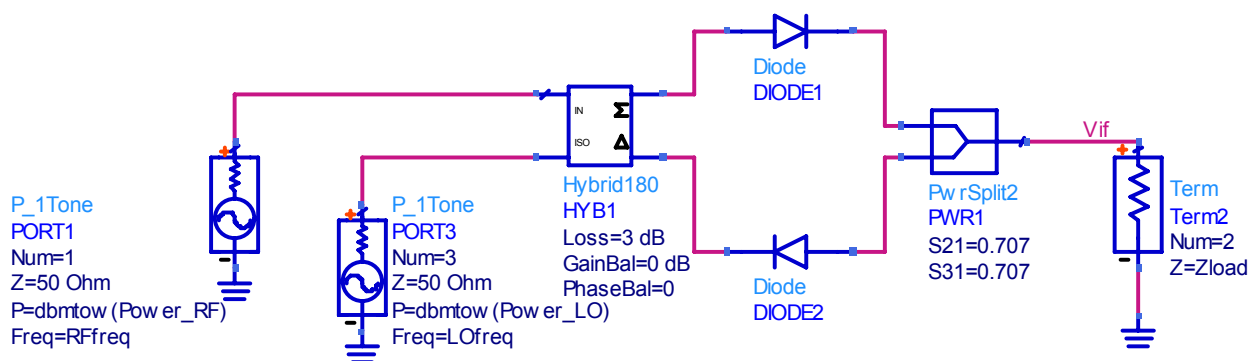
- Alto aislamiento entre OL y RF, normalmente $>20\text{dB}$
- La adaptación en RF y OL depende de la adaptación del diodo. Típico $>10\text{dB}$

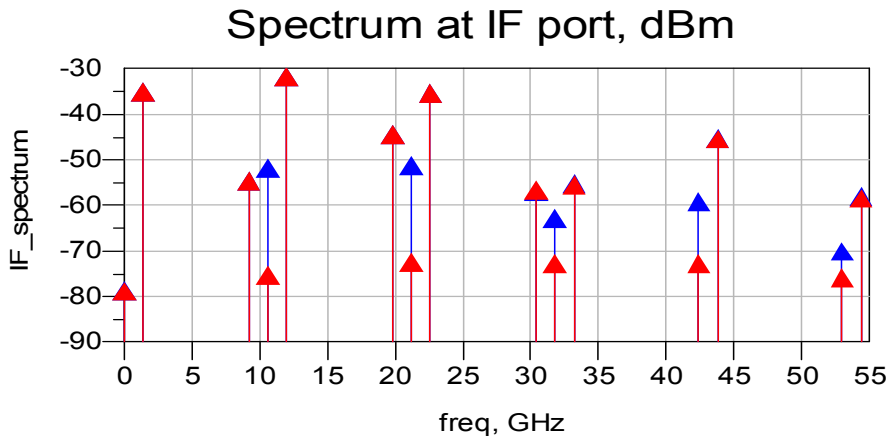
b) Caso 90° :

- Suprimen, en general, los armónicos e Intermodulaciones de OL o RF, aunque la supresión es de menor nivel al ser distintas frecuencias las involucradas. El nivel de supresión depende de la idealidad del balanceo del híbrido.

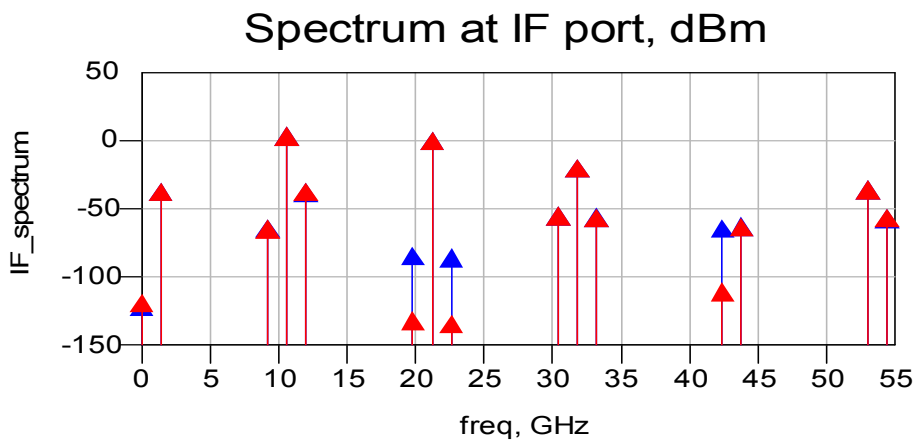
- Bajo aislamiento entre OL y RF, normalmente $< 20\text{dB}$
- La adaptación en RF y OL se independiza de la adaptación del diodo. Típico $>14\text{dB}$

En el circuito simulado en ADS podemos ver el efecto del balanceo del híbrido de 180° sobre los armónicos del OL:





Como vemos un error de balanceo de 0.1° produce un aumento significativo de los armónicos del OL. También observamos cómo se cancela la componente DC de FI. Si en lugar de un híbrido de 180° usamos uno de 90° ,



Se ve claramente el efecto de la falta de balanceo de 0.1° sobre los armónicos impares de RF.

También vemos, en todo caso, que el nivel medio de todas las señales no deseadas es bastante menor que en el caso del diodo sencillo. Si completamos el esquema con adaptaciones y filtro paso bajo, las características conseguidas son mejores con dos salvedades:

- Mayor nivel de OL necesario: +3dB normalmente
- Mayores pérdidas de conversión en general
- Necesario un emparejamiento o igualdad de características de los diodos, para conseguir un correcto equilibrio (o balanceo) en el mezclador.

Veamos algunas realizaciones prácticas.

EJEMPLO 4: Mezclador balanceado con Híbrido 90° Branch-Line

Este ejemplo está extraído de: <http://www.avagotech.com/pages/home/> → “A Low Cost, Surface Mount X-Band Mixer, Application Note 1052”.

Su esquema se basa en el híbrido de 3dB y 90° de desfase, y de ahí el nombre del mezclador. En la figura podemos ver una realización de bajo costo basado en el par de diodos en SOT-23 de Agilent HSMS-8202 sobre sustrato DUROID 5870 de 10 milésimas de pulgada (0,254mm), de tamaño 0,5 x 1,2 pulgadas (12,7 x 30,5mm)

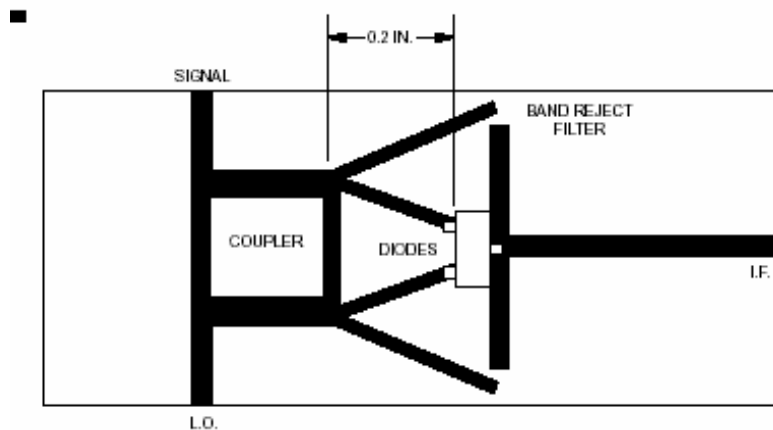


Figure 1. Mixer Circuit

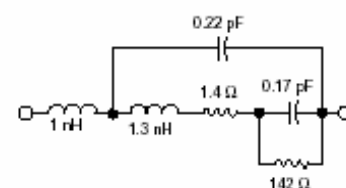


Figure 2. Diode Equivalent Circuit

El esquema se basa en un híbrido de 3dB y el diseño está hecho para la banda X con OL = 10,75GHz y la entrada entre 11,7 y 12,35GHz. Llama la atención el uso de un encapsulado de baja frecuencia como es el SOT-23, que está adaptado por el stub en abierto y la línea serie al híbrido Branch-Line de 50 ohmios.

A partir del circuito equivalente podemos diseñar la red de adaptación para la frecuencia central de 12GHz, basándonos en líneas de 70 ohmios que corresponde aproximadamente a la anchura de los terminales del encapsulado SOT-23, que es de 0,38mm.

En 12GHz S_{11} es 0.486, 41.8° para 2.5mA de corriente rectificada. Esto corresponde a $0.57-j0.45$ de admitancia normalizada a 70 ohmios. El diagrama de Smith presenta como la línea de longitud 0.273λ (98.3°) transforma esta admitancia (A) al círculo de conductancia (B) 1.4 (50Ω). La susceptancia es 0.96. La línea de 70Ω en abierto provee los -0.96 de susceptancia necesarias para completar la adaptación (C). La longitud eléctrica es:

$$\tan^{-1}(-0.96) = 136.2^\circ$$

Eso da lugar a una línea serie de longitud 5mm y a un stub en abierto de 6,91mm. El diseño se completa con la salida en FI que cuenta con un filtro de rechazo, en este caso para el OL: la longitud de los stub deberá ser de $\lambda/4$ a la frecuencia del OL, de forma que se presente un cortocircuito virtual en la salida de FI.

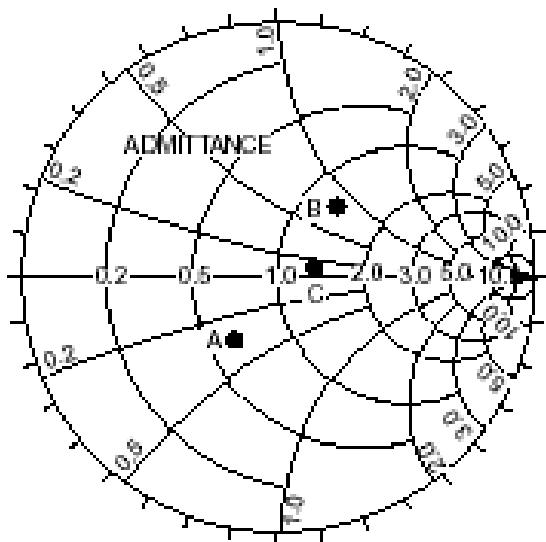


Figure 3. Diode Matching

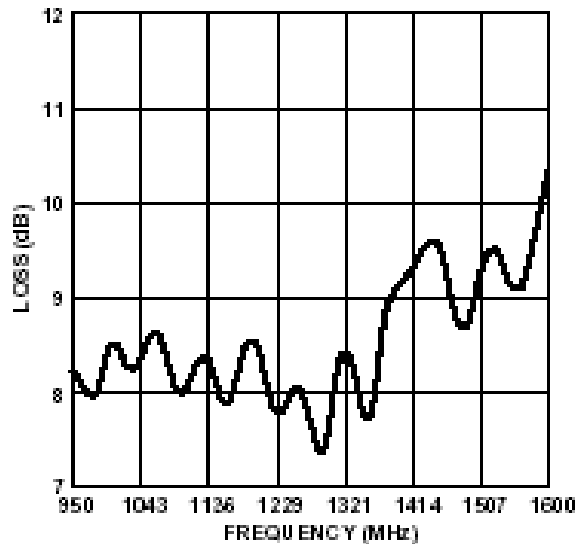


Figure 4. Conversion Loss

Vemos el resultado de las pérdidas de conversión en la FI.

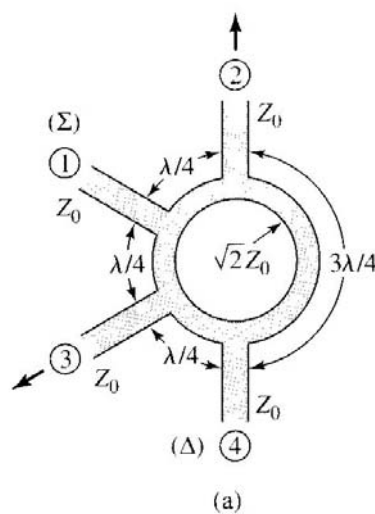
Las pérdidas mayores en frecuencias altas se pueden mejorar retocando el diseño del híbrido de 3dB.

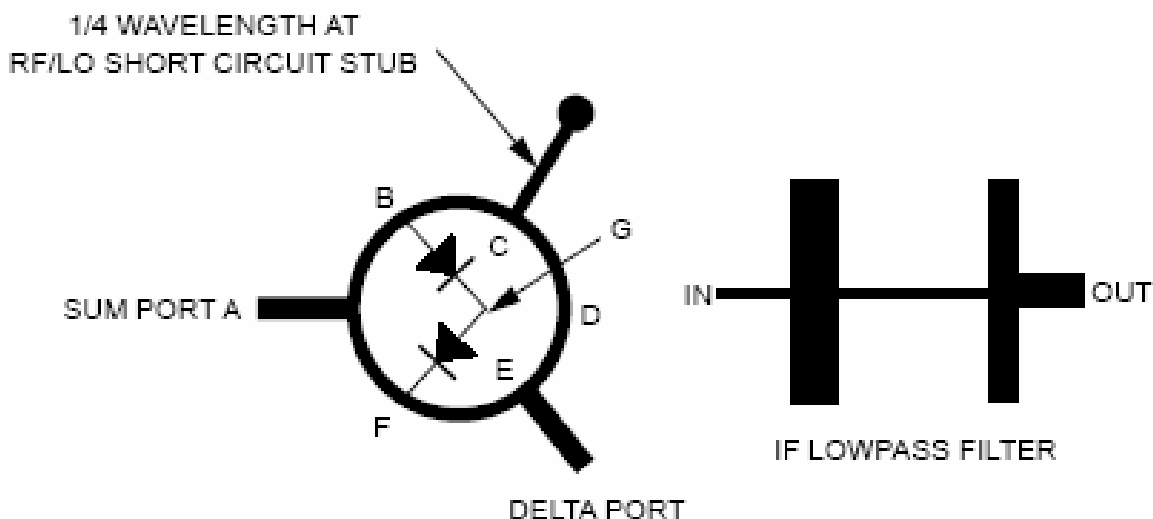
EJEMPLO 5: Mezclador balanceado con Híbrido 180° (Rat-Race or Ring)

Este ejemplo está extraído de: <http://www.avagotech.com/pages/home/>, → “Low Cost Mixer for the 10.7 to 12.8GHz Direct Broadcast Satellite Market”, Application Note 1136.

Se presenta una aplicación en el mismo rango de frecuencia que el apartado anterior, con el mismo par de diodos mezcladores HSMS-8202, pero en este caso con un Híbrido de 180° buscando un mayor ancho de banda o planitud en las pérdidas de conversión, cosa que no conseguíamos antes. La banda de trabajo es de 10,7 a 12,7GHz y OL1= 9,75; OL2 =10,6

Recordamos que el Híbrido en anillo tenía una estructura de $1,5\lambda$ de longitud total, con $\lambda/4$ y $3\lambda/4$ de distancia entre accesos, y que además de una buena adaptación en cada acceso, conseguía un desfase de 180° entre los accesos 1 y 4, con un buen aislamiento.





La correspondencia de números y letras, sería: A =1 = Σ , B =2, F =3, E =4 = Δ . Describamos el funcionamiento del mezclador cualitativamente: la señal RF incidente en el acceso A llega desfasada 90° a B y F; la señal de OL entra por E y llega desfasada 90° a F y 270° a B, con lo que habrá un desfase de 180° entre ellos. G será el acceso de salida para FI, y tendremos que conectarlo físicamente con el filtro de salida.

La separación entre los accesos suma y delta es tal que se provee aislamiento entre los mismos: la señal que entra por A llega a E por dos caminos en contrafase, y lo mismo la señal que entra por E al llegar a A. Este tipo de aislamiento basado en longitudes de 90° , sabemos que va a ser óptimo en la frecuencia en la que esto ocurra. Por eso el aislamiento tiene gran variación en toda la banda, oscilando entre 10 y 30dB.

La elección de la salida de FI en el punto común de los diodos es una de las opciones posibles. También lo podríamos hacer creando el acceso C para ello, puesto que en ese punto tanto OL como RF llegan en contrafase por los dos caminos, con lo que sugieren un aislamiento RF/FI y OL/FI. Pero en este caso se ha preferido usar el punto común de los diodos que, habitualmente se va a comportar, al colocar un stub $\lambda/4$ en abierto, como un cortocircuito virtual para las frecuencias de RF y OL.

El filtro paso bajo de la salida de FI se optimizará para obtener un rechazo adicional de 25 a 30dB a las frecuencias de OL y RF. Por último el stub en cortocircuito que aparece en C, tiene por objeto mejorar las pérdidas de conversión \rightarrow la idea intuitiva es que cortocircuitando ese punto teórico de salida de FI vamos a conseguir el máximo de transferencia de señal a la salida de FI real.

Veamos el diseño real del mezclador, paso a paso, sobre un sustrato de espesor de 0,5mm y constante dieléctrica 2,5:

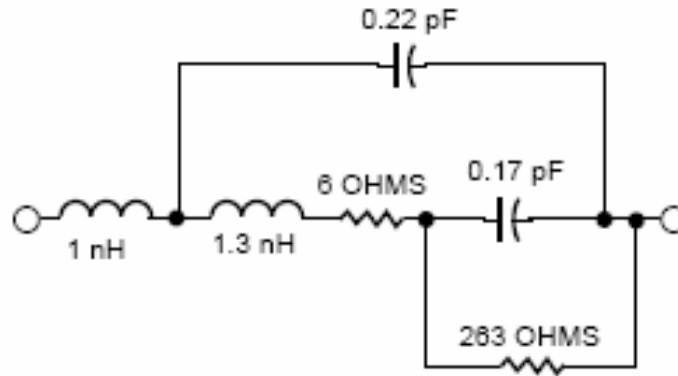
a) Híbrido

Las impedancias de las líneas ya las conocemos: 50Ω para los accesos y $50 \times 1,4142 = 70,7\Omega$ para el anillo. En cuanto a las longitudes, previamente tendremos que despejar una incógnita: ¿Cuál es la frecuencia a la que tenemos que diseñar? Considerando que la frecuencia más baja de la banda superior es 10,7GHz y que el OL para esa banda es 10,6GHz, parece que el rechazo de la frecuencia imagen para estas frecuencias tan cercanas entre sí puede ser un buen criterio para ejecutar el diseño optimizado para el OL 10,6GHz

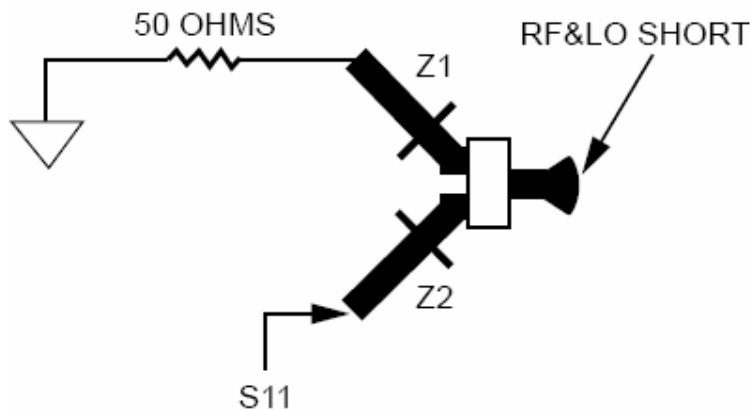
Por tanto, las longitudes del anillo se calculan para esta frecuencia.

b) Adaptación de los Diodos

La idea es colocar los diodos con su encapsulado SOT-23 en el interior del anillo y acceder a los accesos B y F con unos tramos de línea que adapten lo mejor posible los diodos al anillo en la mayor anchura de banda posible: desde 9,75 (OL más bajo) hasta 12,8 (RF más alta). Estos pasos se han hecho con ayuda del simulador, de forma que para ello se ha tenido que trabajar con un modelo equivalente de los diodos que tiene en cuenta el punto de trabajo de los diodos ante la presencia de un oscilador de +7dBm. Este modelo me lo debe dar el fabricante o tendré que extraerlo tras simulaciones y contraste con las medidas experimentales.



Como vemos tenemos incluidos los parásitos principales debidos al encapsulado. Respecto a la adaptación, se plantea como una adaptación al acceso de 50Ω teniendo en cuenta todo el conjunto, tal y como vemos en la figura:

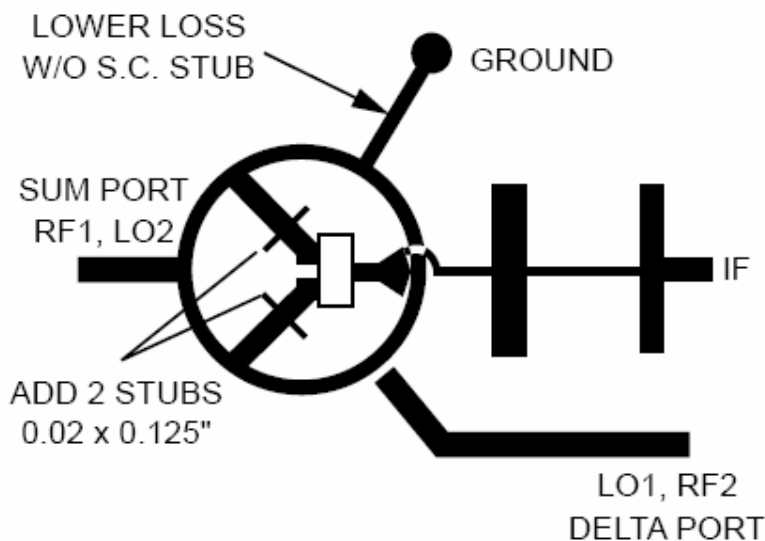


Este circuito se explica teniendo en cuenta que dada la construcción del mezclador y la polaridad de los diodos respecto al OL, éstos conducen simultáneamente con lo que hemos de adaptar con “todo el conjunto” presente.

El diseño se realiza con el simulador, con el criterio de optimizar las pérdidas de retorno en uno de los accesos a un valor mayor que 10dB; para ello contamos con los grados de libertad de la impedancia de las líneas $Z_C = Z1 = Z2$, con longitudes iguales, y la longitud del stub radial que debe ser un corto para la RF y el OL. Tendremos además una restricción importante: las dimensiones de la red de adaptación deben encajar en el interior del anillo y permitir el montaje completo.

Las dimensiones de las líneas que da el simulador son: 0,89 de anchura, 5,08 de longitud para Z1 y Z2. Vemos que se han añadido dos pequeños stubs en cada línea, en una fase posterior experimental en la que se han optimizado las pérdidas de conversión del mezclador → es un método muy utilizado para compensar inexactitudes que vendrán, en gran medida de un no suficientemente correcto modelo equivalente de los diodos. Es un método sencillo (soldar pequeños trozos metálicos con forma de stub) y muy efectivo. Las dimensiones de estos

pequeños stub es de 0,51 x 3,05mm y posicionados a 3,55mm del anillo. El resultado final del mezclador es el de la figura:



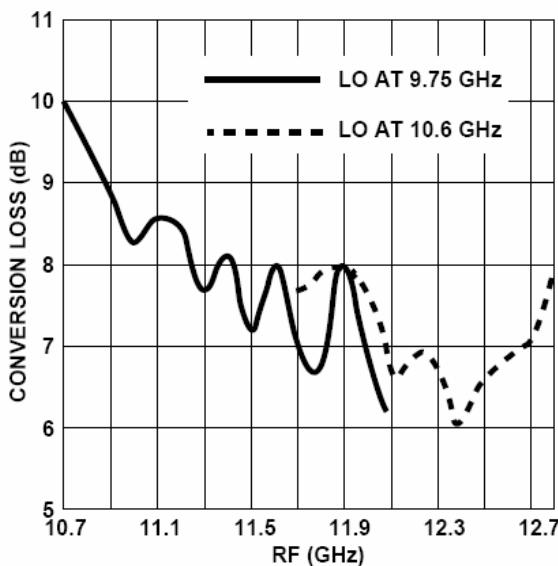
La conexión del acceso E del OL se hace a través de un pequeño condensador de 1pF, lo que minimiza la señal de FI que va al acceso del oscilador.

Además vemos en la figura que cabe la opción de intercambiar los accesos RF y OL (RF2, OL2), de forma que tenemos la facilidad de comparar dos configuraciones del mismo diseño, dependiendo de qué acceso utilizo para que función.

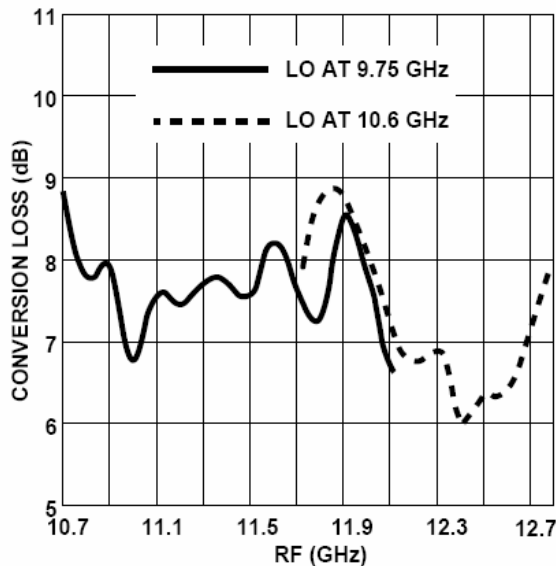
Vemos que el diseño es concreto, pero tiene los suficientes puntos generales como para que sirva para otras frecuencias. Es cuestión de escalar dimensiones, dispositivos y materiales.

c) Resultados

El primer resultado a considerar son las pérdidas de conversión:



+1 dBm LO @ Delta Port



+5 dBm LO @ Sum Port

Vemos que, en ambos casos, las pérdidas están optimizadas para las frecuencias altas, cosa muy interesante pues compensará el comportamiento contrario que se dará en los LNA de la entrada de la LNB. El nivel de OL de cada caso es el de las mínimas pérdidas: el caso de OL en el acceso A necesita más nivel de OL, 5dBm. Hay que tener en cuenta que en este caso los dos

TEMA 6 - Dispositivos de Microondas III: Detectores y Mezcladores, Conmutadores.

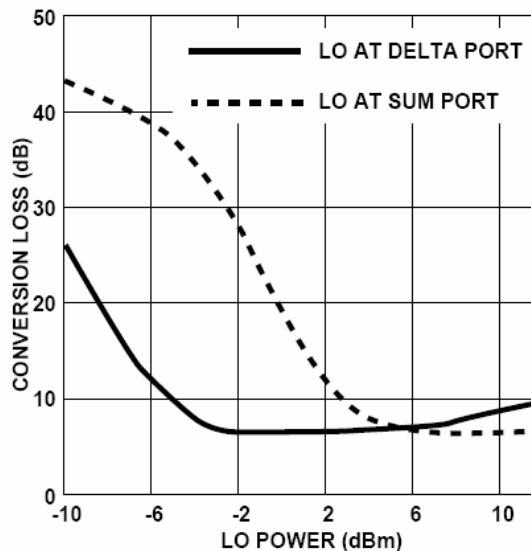
diodos no estarán conduciendo simultáneamente → parece lógico que para compensar necesite más señal de polarización.

Más resultados: el aislamiento entre accesos, para ambos casos de inyección de OL.

| Configuration | LO Frequency (GHz) | LO to RF Isolation (dB) | LO to IF Isolation (dB) |
|------------------------------|--------------------|-------------------------|-------------------------|
| LO in Sum Port @ +5 dBm | 9.75 | 25.4 | 40.3 |
| | 10.6 | 30.5 | 37.8 |
| LO in Delta Port @ +1 dBm | 9.75 | 25.8 | 48.0 |
| | 10.6 | 32.5 | 46.0 |

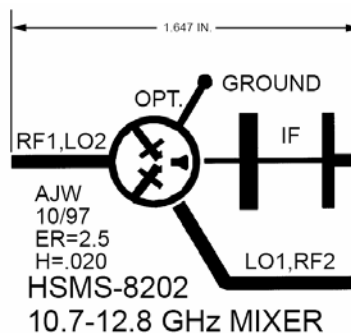
Aquí también vemos como el mezclador está optimizado para la frecuencia de OL de 10,6GHz. El aislamiento del acceso de FI es con la contribución del filtro de la salida que comienza con una línea fina, para que presente la mayor impedancia posible al OL y a la RF.

Por último vemos una gráfica de cómo varían las pérdidas de conversión con el nivel de OL, también en los dos casos de accesos para OL.



El comportamiento es bastante diferente y casa bien con las medidas de las pérdidas de conversión: con +1dBm en el caso Δ y +5dBm en el casoΣ. La razón real de este comportamiento está en las pérdidas de retorno que presentan ambos accesos cuando los utilizo como entradas de OL: mientras el acceso Δ tiene una RL > 10dB, el accesoΣ, sólo presenta ¡2dB! → La reflexión resultante en este último caso hace que la respuesta se degrade mucho más rápido a medida que baja el nivel de OL.

Layout final, 4cm:

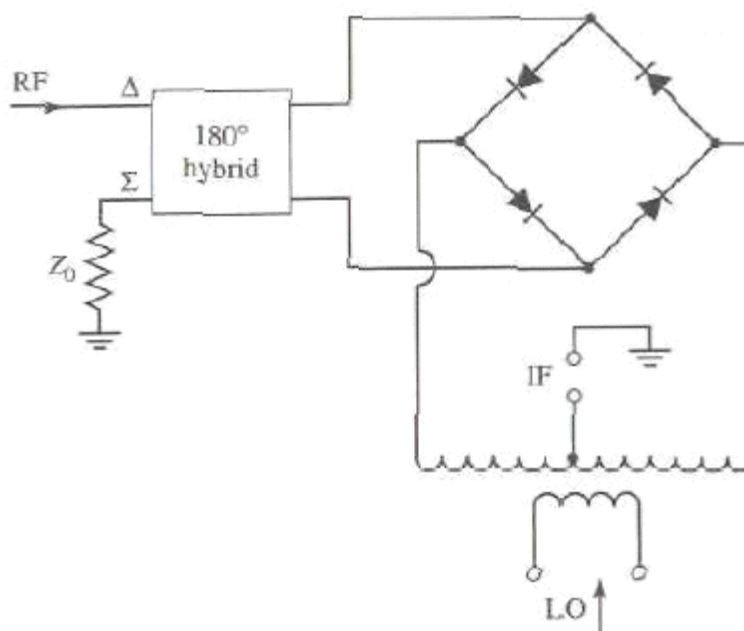


6.2.3 Mezcladores de 4 diodos o doblemente balanceados

Es un paso más a la hora de conseguir que la simetría de la estructura redunde en unas mejores características finales. Como hemos visto en el inicio del apartado anterior la principal ventaja de usar estructuras simétricas o balanceadas es la eliminación (mejor minimización) de los armónicos pares del OL y/o RF y del ruido AM que proviene del OL.

Si además de procurar el aislamiento entre OL y RF y entre OL y FI, también buscamos un aislamiento entre FI y RF, es decir que los tres accesos de señales que tengo en cualquier mezclador estén aislados entre sí, debemos buscar una configuración que esté equilibrada en todos los accesos: es el doblemente balanceado → suma de dos simplemente balanceados, conectados en paralelo y en oposición de fase a la frecuencia de RF.

Genéricamente se podría representar por la figura siguiente:



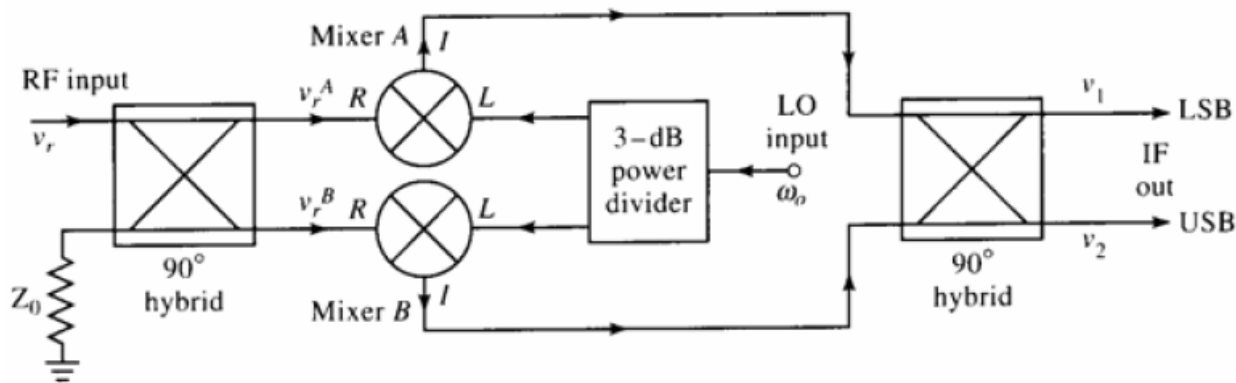
Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

El problema de esta configuración es su dificultosa realización física en frecuencias de microondas, donde los transformadores sólo se pueden ejecutar con híbridos de 3dB (no es el caso de la RF donde su utilización es extensiva). De hecho es más habitual conseguir las propiedades buscadas con otro tipo de estructuras, basadas en los mezcladores simplemente balanceados, como es el Mezclador con Rechazo de Imagen (frecuencia).

Resumimos las características de los mezcladores doblemente balanceados:

- Mejor aislamiento entre RF y OL
- Supresión de los armónicos pares de las señales de RF y OL
- Cancelan el ruido de AM de OL
- Mayor margen dinámico
- Impedancia de FI baja: cuatro diodos en paralelo
- Alta impedancia en accesos de LO y RF: dos diodos en serie

A continuación aparece el diagrama de bloques de un mezclador de rechazo de imagen, que me permite seleccionar en la salida si me quedo con la señal o con la imagen, una manera de decir que he aislado en banda ancha (no con filtros) ambas señales, frecuencia útil y frecuencia imagen.



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

La propiedad de rechazo de la imagen dependerá del desbalanceo en amplitud y fase de los dos mezcladores simplemente balanceados.

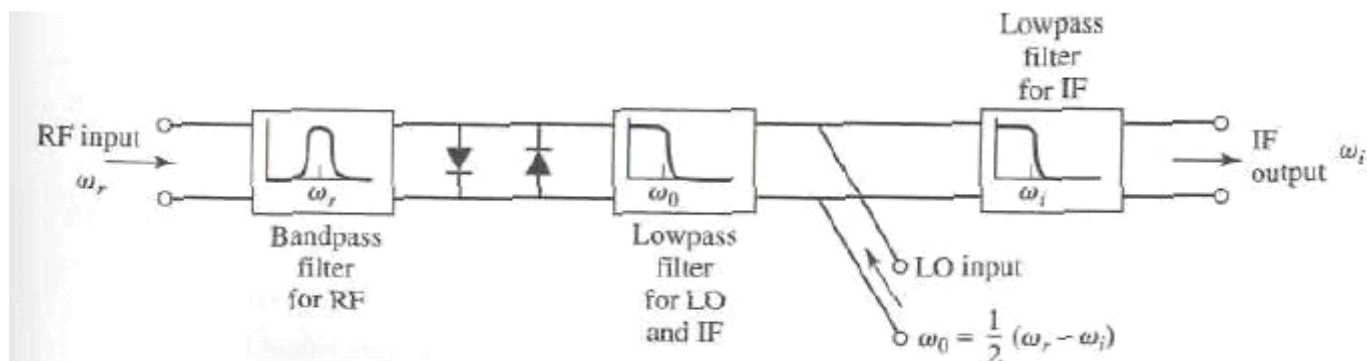
6.2.4 Mezcladores Armónicos

A medida que va subiendo la frecuencia de trabajo la dificultad de realizar la estructura típica de oscilador + mezclador + salida de FI se va haciendo mayor y se echa mano de una filosofía similar a la de los multiplicadores a la hora de generar osciladores de frecuencia alta: se trataría de extraer del elemento no lineal los productos de mezcla que en los mezcladores convencionales queremos suprimir \rightarrow son los Mezcladores Armónicos.

En ellos buscamos el siguiente comportamiento: $FI = n * OL \pm RF$, con un oscilador menos complejo por trabajar a una frecuencia fundamental menor y un aumento del margen de sintonía debido al factor multiplicador. Si $n = 2$, el mezclador recibe el nombre de *sub-armónico*.

Es evidente que tendremos un inconveniente: el aumento de las pérdidas de conversión \rightarrow para minimizar esto se utiliza la siguiente estructura de dos diodos en paralelo, uno invertido respecto al otro, que busca la implementación de una curva característica V-I simétrica respecto al eje de ordenadas \rightarrow las conductancias dinámicas (las pendientes) serán de signo contrario \rightarrow provocando la cancelación del principal producto de mezcla, $LO \pm RF$, dando lugar a unas pérdidas de conversión menores.

La estructura general de este tipo de mezclador es la de la figura:

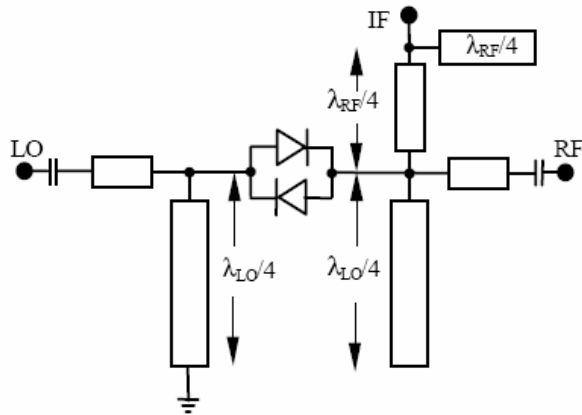


Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Podemos poner un ejemplo de este tipo de mezcladores con el artículo siguiente, basado en el desarrollo de un radio-enlace de microondas <http://amsacta.cib.unibo.it/archive/00000306/>

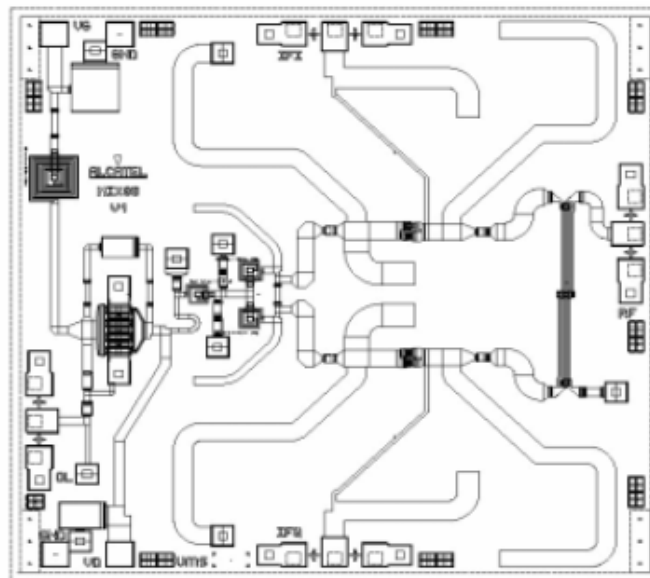
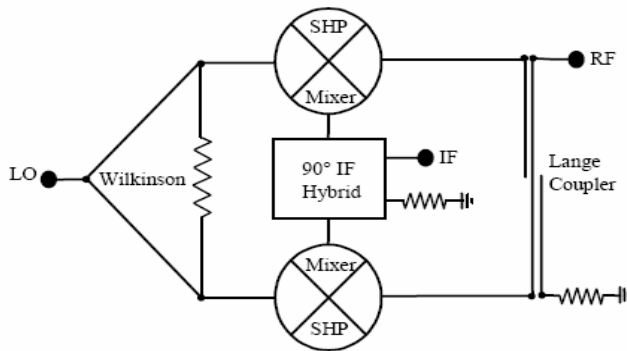
37-40GHz MMIC Sub-Harmonically Pumped Image Rejection Diode Mixer

F. Rasà *, F. Celestino *, M. Remonti *, B. Gabrielli *, P. Quentin **



Abstract – The design simulations of a sub-harmonically pumped image rejection diode mixer for Ka band operation is described. Details of design approach and outcome of performance simulations will be presented showing, in the 37+40GHz RF band with 2.5GHz of IF frequency, a typical conversion loss $\leq 12.5\text{dB}$ with a $2\text{LO}/\text{RF}$ isolation $\geq 70\text{dB}$ and an image rejection $\geq 20\text{dB}$ along with an $\text{IP}_3 \geq 1\text{dBm}$, for an LO drive power level of $+12\text{dBm}$, for a final compact MMIC size of $2.37 \times 2.31\text{mm}^2$.

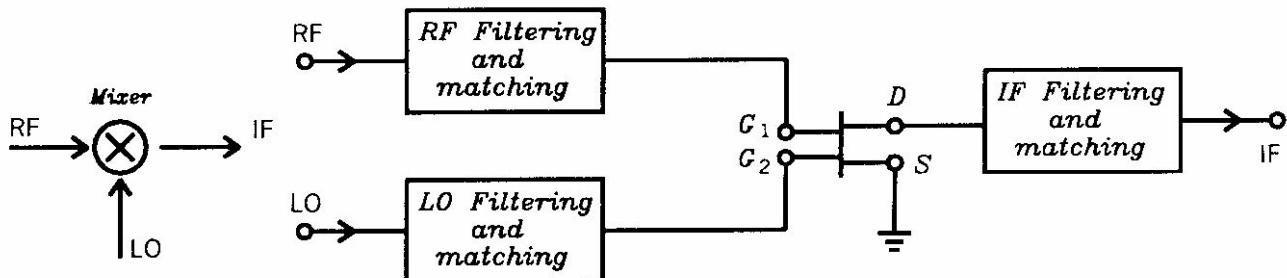
Como vemos es un diseño destinado a una tecnología de circuito integrado, con una entrada destinada para el OL, que estará en la banda de 17,25 a 21,25GHz. Además es un mezclador de rechazo de imagen con lo que el diagrama de bloque sería el siguiente:



El dispositivo estaría destinado a un sistema transmisor para la banda Ka, en las nuevas generaciones de enlaces urbanos de banda ancha. Además de reducir las pérdidas de conversión, los mezcladores sub-armónicos consiguen otras ventajas: baja Figura de Ruido por eliminación de ruido del OL, también elimina la continua, y además es una estructura que se autoprotege ante posibles transiciones de alto voltaje, pues los diodos recortan (clamping) la señal al entrar en directa.

6.2.5 Mezcladores activos

La ventaja de los mezcladores activos o basados en dispositivos activos es clara: podemos conseguir ganancia de conversión en lugar de pérdidas. Evidentemente el precio que pago es una mayor complejidad y el consumo de alimentación. Es habitual el uso de MESFET de doble puerta como dispositivos mezcladores, porque permiten introducir OL y RF por distintos terminales, consiguiendo mejor aislamiento. Veamos un esquema básico.



Fuente: Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley

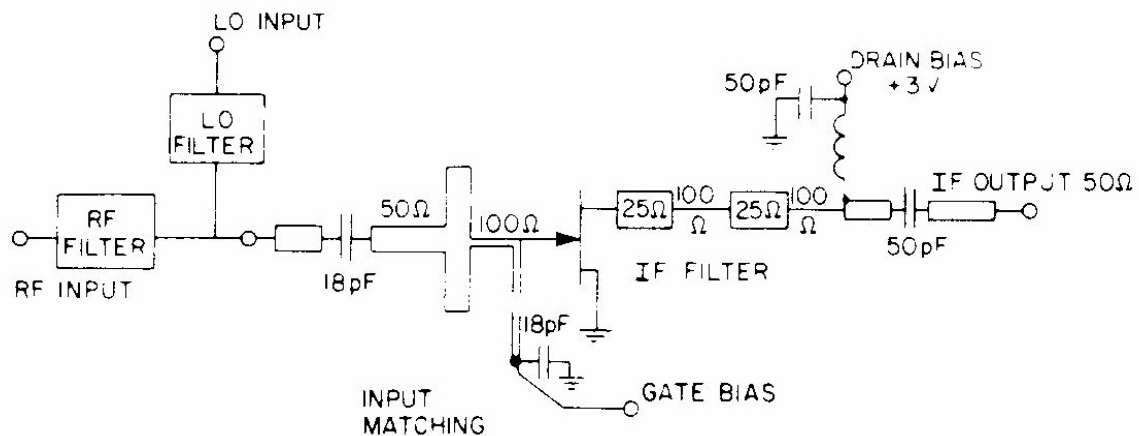
Caso de utilizar un dispositivo de única puerta la estructura es la misma salvo que perderemos el aislamiento inherente entre RF y OL. La polarización la podemos introducir a través de la típica línea de $\lambda/4$ para la frecuencia de OL. El punto de trabajo V_{gs} se sitúa en las cercanías de la tensión de pinch-off, en la zona de trabajo no lineal, con tensiones negativas.

Más ventajas: hay un fuerte aislamiento FI / RF, por la gran unilateralidad del dispositivo; el nivel de OL respecto a los mezcladores de diodo es menor. En cuanto a las desventajas, también hay que citar que, debido a las malas propiedades del MESFET para ruido $1/f$, tendrá peor ruido de este tipo en las cercanías de la portadora. Si comparamos ambos tipos de mezcladores:

| Mixer Type | Gain/Loss (dB) | NF (dB) | F_{tot} (dB) |
|------------|----------------|---------|----------------|
| Diode | $L = 6$ | 5 | 7.4 |
| FET | $G = 4$ | 7 | 7.2 |

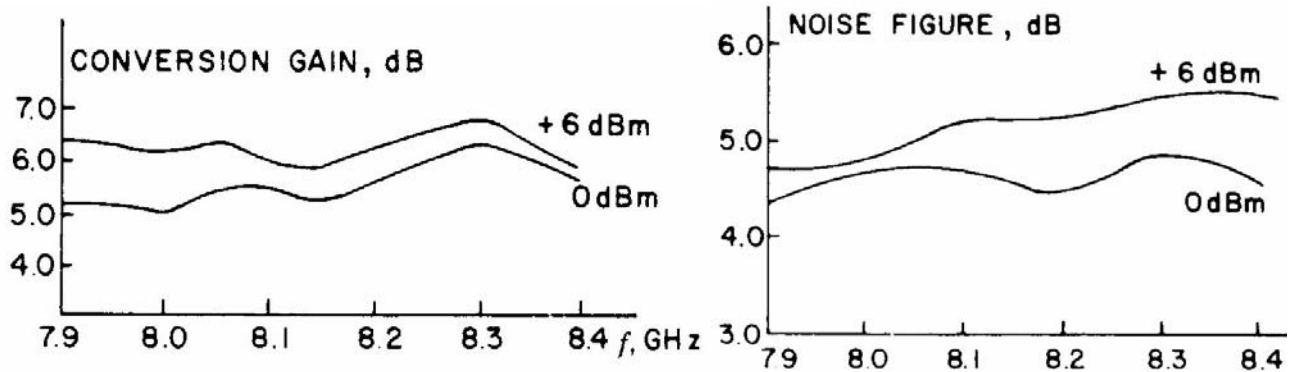
Fuente: Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley

La Figura de Ruido total está calculada con una Figura de Ruido de 2dB en el amplificador de FI que viene detrás del mezclador. Veamos un par de ejemplos de esquemas que funcionan en frecuencias de microondas.



Fuente: Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley

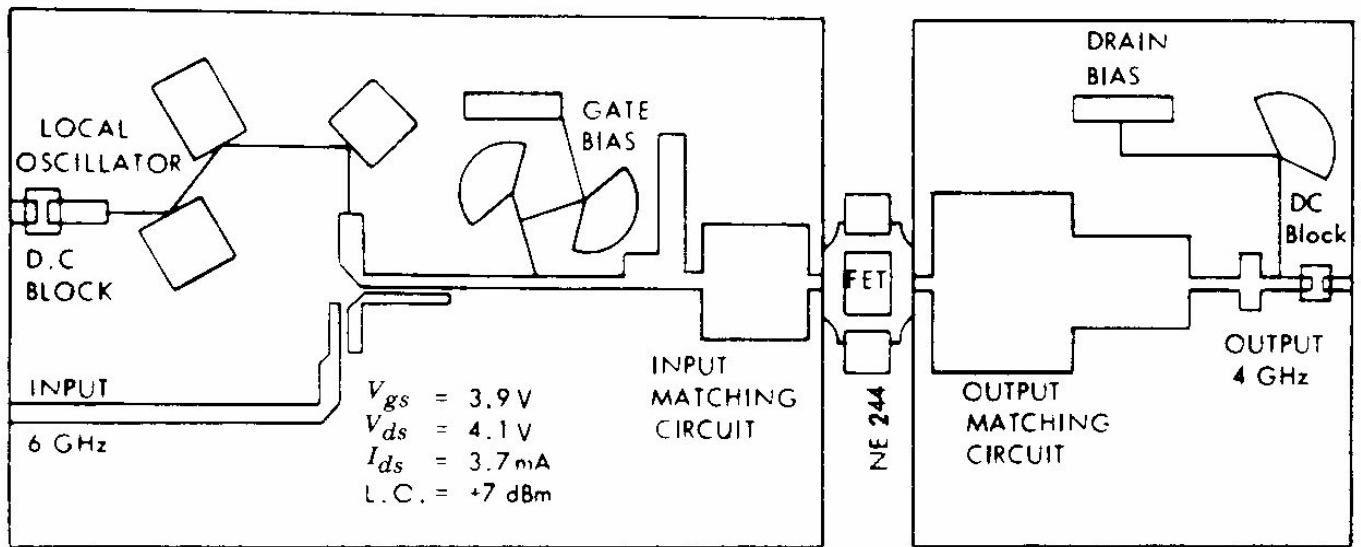
Es un esquema de simple puerta, con RF de 7,9 a 8,4GHz, FI de 0,9 a 1,4GHz, por tanto el OL en 7GHz. La práctica habitual es cortocircuitar a masa en RF, la puerta G para la frecuencia de FI (stub + 18pF) y cortocircuitar la salida para la frecuencia de OL. OL y RF se aplican a través de un filtro diplexor. En cuanto a las pérdidas de conversión y figura de ruido típicas tenemos los siguientes gráficos típicos:



Fuente: Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley

Vemos la contradicción, como siempre, entre mínimas pérdidas de conversión y mínima figura de ruido → se dan con valores contradictorios de OL.

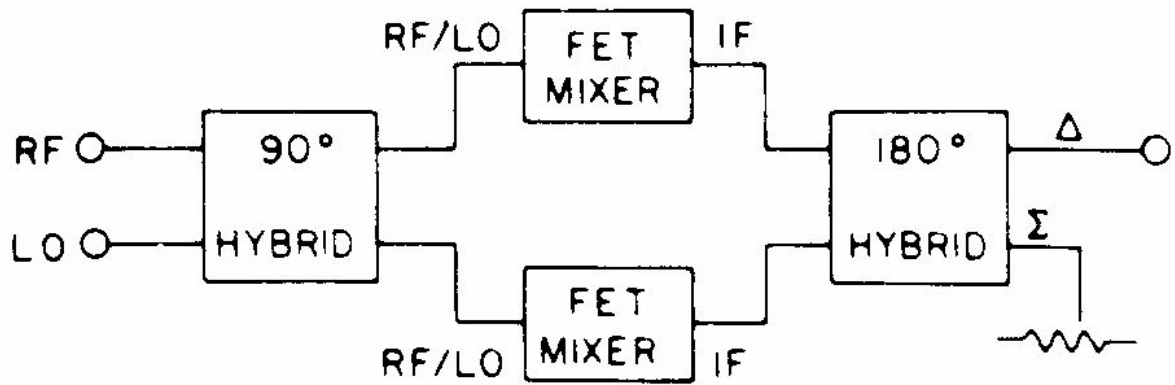
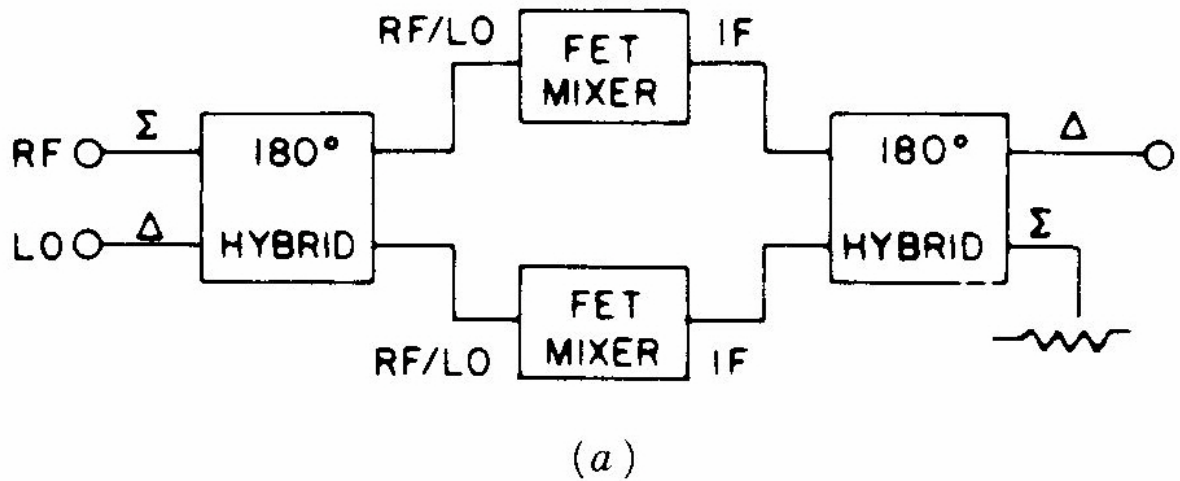
Podemos ver un layout típico que corresponde, más o menos, al esquema anterior, pero observamos ya una forma particular de implementar el diplexor de entrada.



Fuente: Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley

Tanto en este caso como en los de doble puerta, el criterio que se usa es el mismo: cortocircuitar en RF con stubs en $\lambda/4$ las frecuencias que no son de uso en ese terminal.

Por último, podemos mejorar características como: el aislamiento RF / OL, el rechazo del ruido de OL, mejor atenuación de espurios, y mayor rango dinámico, a través de las configuraciones balanceadas con Híbridos de 3dB. A continuación tenemos dos diagramas de bloque en los que dos mezcladores simples se combinan con dos híbridos diferentes en la entrada con la idea de optimizar diferentes características del mezclador final.



Fuente: Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley

También podremos usar otro tipo de dispositivos, como HBT o HEMT si queremos subir más en frecuencia. Como RESUMEN de los mezcladores tenemos la tabla comparativa siguiente:

| parámetro | SG MESFET | DG MESFET | Diodos Sch. |
|--------------------|---------------|-------------|-------------|
| factor conversión | Baja ganancia | ganancia | pérdidas |
| figura ruido | 6-10 dB | 8-12 dB | 4-6 dB |
| aislam. RF/LO a FI | filtro | filtro | filtro |
| aislam. RF a LO | acoplador | 20 dB | acoplador |
| ancho banda | octava | multioctava | octava |
| polarización | si | si | no |

Fuente: Curso de Subsistemas y Circuitos de Radiofrecuencia. Félix Pérez y javier Gismero. GMR, ETSIT UPM

6.3 Conmutadores diodos PIN

Es una función electrónica que ha cobrado especial relevancia con los sistemas inalámbricos bidireccionales de comunicación half / duplex (cuando no recibes y transmites simultáneamente), que son ampliamente usados en las redes de datos tipo 802.11. También las redes punto a punto en más altas frecuencias pueden necesitar esta función que posibilita el uso de una misma antena tanto en transmisión como en recepción.

Otra aplicación de gran utilidad sería la instrumentación como los Analizadores de Redes de Microondas, que necesitan conmutar los puertos 1 y 2 para medir los parámetros S de entrada y salida de los dispositivos.

Lo habitual es ejecutar este dispositivo con semiconductores, sean diodos o FET, en caso de estado sólido o usar conmutadores en guía, cuando la potencia a manejar es excesiva, como en el caso de los transmisores de potencia. La tecnología novedosa sería la de usar MEMS (Microwave Electromechanical Micro Systems) para realizar esta función. Lo veremos en el tema siguiente.

En el caso de los diodos, podemos ver un ejemplo de Agilent, con un circuito de aplicación sencillo en microstrip en 18GHz

Beam Lead PIN Diodes for Phased Arrays and Switches

Technical Data

HPND-4028
HPND-4038

Features

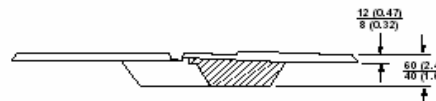
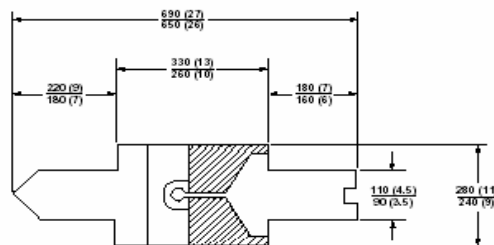
- **Low Capacitance**
0.025 pF Maximum at 1 MHz
Guaranteed Min./Max.
- **Fast Switching**
2.0 nsec
- **Low Resistance at Low Bias**
1.5 Ω at $I_f = 10$ mA (Typical)
- **Rugged Construction**
Typical 10 Gram Lead Pull
- **Silicon Nitride Passivation**

Description

The HPND-4028 and 4038 beam lead PIN diodes are designed for low capacitance, low resistance, and fast switching at microwave frequencies. These characteristics are achieved at low bias levels for minimal power consumption.

Advanced processing techniques ensure uniform and consistent electrical performance, allowing guaranteed capacitance windows. This translates to improved performance in phased array applications.

Rugged construction and strong beams ensure high assembly yields while nitride passivation and polyimide coating ensure reliability.



DIMENSIONS IN µM (1/1000 INCH)

Outline 83

Maximum Ratings

| | |
|--|-----------------|
| Operating Temperature | -65°C to +150°C |
| Storage Temperature | -65°C to +200°C |
| Power Dissipation at $T_{CASE} = 25^\circ\text{C}$ | 250 mW |
| <i>(Derate linearly to zero at 150°C.)</i> | |

Minimum Lead Strength 4 grams pull on either lead per MIL-S-19500, LTPD = 20

Applications

These beam lead PIN diodes are designed for use in stripline, coplanar waveguide, or microstrip circuits. Applications include phase shifting and switching. The guaranteed capacitance windows ensure uniform performance in phased

array radar. The low capacitance makes them ideal for circuits requiring high isolation in the series configuration. These devices have been fully characterized and S-parameters have been provided.

Fuente: <http://www.avagotech.com/pages/home/> Agilent HPND-4028 GaAs Schottky Diode Data Sheet

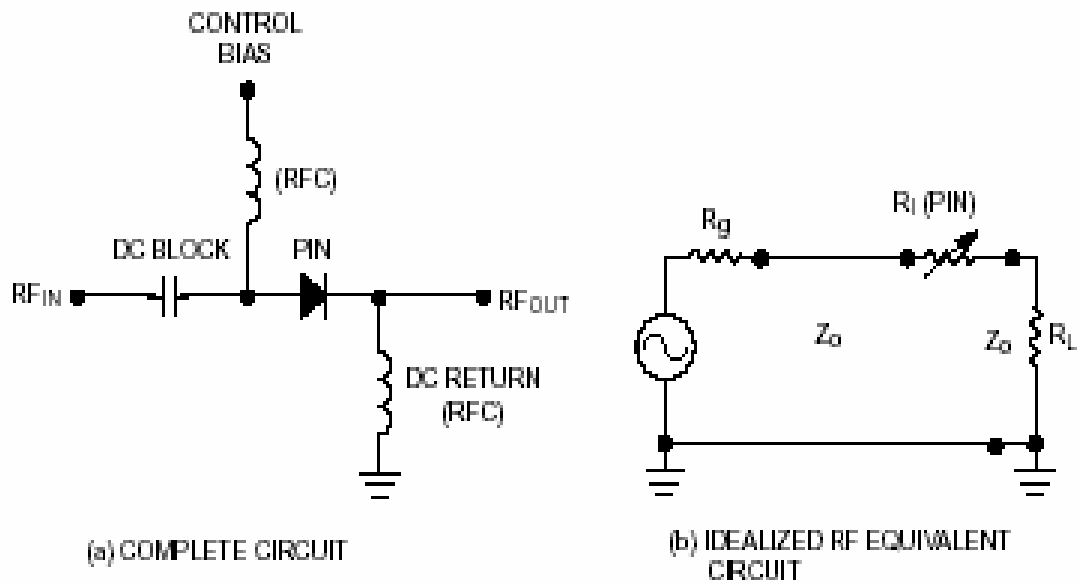


Figure 7. Series PIN RF Attenuator or Switch.

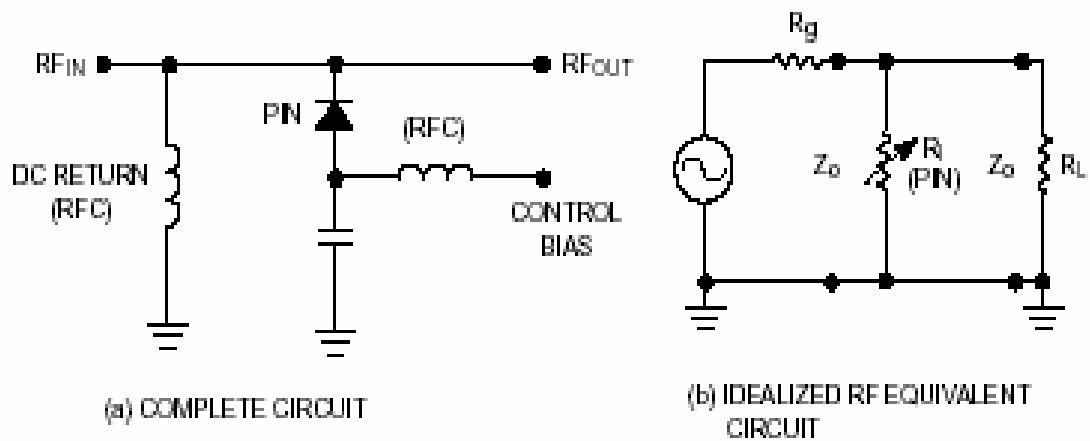


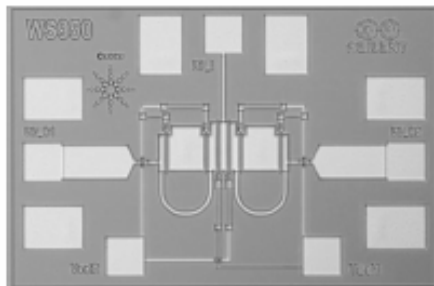
Figure 8. Shunt PIN RF Attenuator or Switch.

Fuente: <http://www.avagotech.com/pages/home/> , Applications of PIN Diodes Application Note 922

6.4 CONMUTADORES FET



**Agilent AMMC-2008
DC – 50 GHz SPDT Switch
Data Sheet**



Chip Size: 930 x 630 μm (36.6 x 24.8 mils)
 Chip Size Tolerance: $\pm 10 \mu\text{m}$ (± 0.4 mils)
 Chip Thickness: $100 \pm 10 \mu\text{m}$ (4 ± 0.4 mils)
 Pad Dimensions: $80 \times 80 \mu\text{m}$ (3.2×3.2 mils)

Features

- Wide frequency range: DC – 50 GHz
- Single pole double throw switch
- Low insertion loss: 2.3 dB (max.) at 40 GHz
- High isolation: 25 dB (min.) at 40 GHz
- Medium input power: P_{1dB} : +14 dBm

Applications

- Instrumentation
- Communications
- Radar
- ECM
- EW
- Fiber optics
- Pulse modulation
- Port isolation
- Transfer switching
- High speed switching
- Replacement of mechanical switches

Description

Agilent's AMMC-2008 is a monolithic PHEMT SPDT switch with low insertion loss and high isolation from DC to 50 GHz. This MMIC is designed for general-purpose applications. One series and two shunt PHEMTs per throw provide 2.0 dB insertion loss and 28 dB isolation at 40 GHz.

Absolute Maximum Ratings^[1]

| Symbol | Parameters/Conditions | Units | Min. | Max. |
|------------------|---------------------------------|--------------------|------|------|
| V_{sd} | Select Voltages 1 & 2 | V | -8 | +1.4 |
| $P_{1\text{dB}}$ | RF Input Power | dBm | | +20 |
| T_b | Die Backside Temperature | $^{\circ}\text{C}$ | | +140 |
| T_{stg} | Storage Temperature | $^{\circ}\text{C}$ | -65 | +165 |
| T_{max} | Max. Assembly Temp (60 sec max) | $^{\circ}\text{C}$ | | +300 |

Note:

1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to this device.

Fuente: <http://www.avagotech.com/pages/home/> Agilent AMMC-2008 DC–50 GHz SPDT Switch Data Sheet

6.5 BIBLIOGRAFÍA Y ENLACES

| | |
|---|-------|
| Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc | [6.1] |
| Microwave Solid State Circuit Design. Second Edition. Inder Bahl and Prakash Bartia. John Wiley & Sons, Inc | [6.2] |
| Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience | [6.3] |
| Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Ed. Wiley | [6.4] |
| | |
| | |
| http://www.tpub.com/neets/book11/45n.htm | |
| http://www.macom.com/ | |
| http://we.home.agilent.com/USeng/nav/-536893719.536886183/pd.html | |
| http://www.avagotech.com/pages/home/ | |
| | |
| | |