

Mezcladores, multiplicadores y osciladores de microondas

Carles Recasens i Aloy

PID_00193562



Los textos e imágenes publicados en esta obra están sujetos –excepto que se indique lo contrario– a una licencia de Reconocimiento-Compartir igual (BY-SA) v.3.0 España de Creative Commons. Se puede modificar la obra, reproducirla, distribuirla o comunicarla públicamente siempre que se cite el autor y la fuente (FUOC. Fundació per a la Universitat Oberta de Catalunya), y siempre que la obra derivada quede sujeta a la misma licencia que el material original. La licencia completa se puede consultar en: <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/es/legalcode.ca>

Índice

Introducción	5
Objetivos	7
1. Diodos de microondas	9
1.1. Diodo de barrera Schottky	9
1.1.1. Ventajas e inconvenientes del diodo Schottky	10
1.1.2. Algunas aplicaciones del diodo Schottky	11
1.2. Diodo PIN	17
1.2.1. Ventajas e inconvenientes del diodo PIN	17
1.2.2. Algunas aplicaciones del diodo PIN	18
1.2.3. Técnicas de polarización de diodos	23
1.3. El Diodo de avalancha IMPATT	24
2. El transistor MESFET	29
2.1. Característica I - V del transistor MESFET	30
2.2. Circuito equivalente en pequeña señal	31
2.3. Magnitudes más relevantes del transistor MESFET	33
3. El transistor bipolar BJT	36
3.1. Circuito equivalente en pequeña señal	37
4. El mezclador	39
4.1. Diagrama de bloques	39
4.2. Análisis no lineal	41
4.3. Figuras de mérito del mezclador	45
4.3.1. Ganancia de conversión	45
4.3.2. Aislamiento entre puertos	46
4.3.3. Adaptación	47
4.3.4. Factor de ruido	47
4.3.5. Nivel de cancelación de modulación AM en el oscilador local	48
4.3.6. Nivel de intermodulación	48
4.4. Mezclador simple con diodo	51
4.5. Mezclador simple con transistor MESFET	55
4.5.1. Análisis funcional del circuito	56
4.5.2. Transconductancia de conversión	57
4.6. Mezclador simple con transistor bipolar BJT	61
4.6.1. Análisis funcional del circuito	62
4.6.2. Transconductancia de conversión	63
4.7. Mezclador equilibrado	68

4.7.1.	Adaptación y aislamiento entre puertos	70
4.8.	Mezclador doblemente equilibrado	72
4.8.1.	Mezclador pasivo mediante puente de diodos	72
4.8.2.	Célula de Gilbert	77
4.9.	Otros tipos de mezcladores y aplicaciones	78
4.9.1.	Mezclador con rechazo a la frecuencia imagen	78
4.9.2.	Mezclador subarmónico	79
4.9.3.	Algunas aplicaciones de los mezcladores	82
4.10.	Resumen y tabla comparativa	88
5.	Osciladores de microondas	90
5.1.	Osciladores de resistencia negativa	90
5.1.1.	Osciladores con diodo IMPATT	94
5.2.	Osciladores con transistor	98
5.2.1.	Análisis del circuito oscilador	100
5.2.2.	Oscilador con resonador dieléctrico	104
5.3.	Caracterización de osciladores	108
5.3.1.	Ruido en osciladores	112
6.	Multiplicadores de frecuencia	116
6.1.	Métodos para la generación de señal de microondas	116
6.2.	Formas de onda	119
6.3.	Figuras de mérito de un multiplicador de frecuencia	121
6.4.	Multiplicadores de frecuencia con diodos	123
6.4.1.	Multiplicador simple con varistor	123
6.4.2.	Multiplicador simple con varactor	125
6.4.3.	Multiplicador equilibrado con diodos	126
6.5.	Multiplicadores de frecuencia activos	129
6.5.1.	Varios ejemplos de multiplicadores activos	130
	Resumen	134
	Ejercicios de autoevaluación	139
	Solucionario	143
	Abreviaturas	144
	Bibliografía	145

Introducción

Además de dispositivos pasivos y lineales, para completar las posibilidades de un circuito de microondas, muchas veces también es necesario que incorpore dispositivos activos y no lineales, capaces de generar y transformar señales a estas frecuencias.

En el presente módulo se presentan los dispositivos activos básicos utilizados en los circuitos de microondas como son el diodo y el transistor.

Para analizarlos se recomienda, en primer lugar, repasar la estructura y funcionamiento de los dispositivos semiconductores y en particular, de la unión P-N, ya sea mediante el apartado "Unión P-N" del "Anexo" de este material didáctico o mediante el módulo sobre diodos de la asignatura *Tecnología electrónica*.

En el apartado "Diodos de microondas" se analizan las principales características de diferentes tipos de diodos según sea su estructura interna: diodos Schottky, PIN e Impatt. Para cada uno de ellos, se analizan varias de sus posibles aplicaciones, tales como conmutadores, atenuadores, desfasadores, detectores, etc.

A continuación se analiza, en los apartados "El transistor MESFET" y "El transistor bipolar JBT", el dispositivo activo transistor y, en concreto, dos de los tipos más utilizados en microondas: el transistor MESFET y el transistor bipolar BJT. La caracterización de los transistores se puede hacer según su modelo lineal de pequeña señal, en forma de parámetros S , o según su modelo físico de pequeña señal, o bien según su modelo no lineal. Su estudio según el modelo lineal de parámetros S ya se ha abordado ampliamente en el módulo "Amplificadores lineales de microondas". Aquí nos centraremos más en analizar su modelo físico y no lineal, dado que el tipo de circuitos que estudiaremos y de los que forman parte, como los mezcladores y los multiplicadores de frecuencia, se basan precisamente en sus características no lineales.

En el apartado "El mezclador" nos detendremos en el análisis de este dispositivo avanzado de microondas, que está compuesto por al menos un dispositivo no lineal, ya sea un diodo, un transistor o una combinación de varios de ellos. El mezclador es uno de los dispositivos avanzados de microondas más interesantes, dado que ha permitido un avance importante en el terreno de las telecomunicaciones gracias a su capacidad para trasladar fácilmente una señal de una frecuencia a otra frecuencia distinta. Esto ha permitido la construcción de sistemas que proporcionan una mayor versatilidad y mejora en las características, tanto de la señal transmitida como de la señal recibida. Buen

ejemplo de estos sistemas son las estructuras homodinas, las heterodinas y las superheterodinas, que aprovechan la propiedad de conversión de frecuencia del mezclador para facilitar el tratamiento analógico de la señal.

Veremos diferentes estructuras para construir un mezclador y las ventajas e inconvenientes de utilizar cada una de ellas: mezclador con diodo, con transistor, simple, equilibrado, activo, doblemente equilibrado, etc.

En el apartado "Osciladores de microondas" se presentan los principales factores a tener en cuenta para diseñar osciladores, otro de los dispositivos avanzados de microondas más importantes, así como sus principales figuras de mérito. Podemos considerar al oscilador como un caso particular de amplificador realimentado de forma controlada para conseguir tener una fuente generadora de señal de microondas a una frecuencia determinada, muy útil para ser utilizada, por ejemplo, como oscilador local en estructuras superheterodinas de conversión de frecuencia.

En el diseño del oscilador habrá que tener en cuenta, en primer lugar, a qué frecuencia queremos que oscile, pero también deberemos asegurar que entregue un determinado nivel de potencia y que la señal generada sea lo más pura y estable posible. Todas estas características constituyen las principales figuras de mérito de un oscilador, las cuales serán analizadas en este módulo.

Finalmente, en el apartado "Multiplicadores de frecuencia" se analiza otra aplicación importante de los dispositivos no lineales: los multiplicadores de frecuencia. Estos dispositivos posibilitan la generación de señales a frecuencias muy elevadas, en las que difícilmente puede diseñarse un oscilador o un amplificador con la tecnología actual. En general, siempre es más sencillo y económico diseñar osciladores o amplificadores cuanto menor sea la frecuencia de funcionamiento. Gracias a los multiplicadores, generando una señal a una frecuencia f_1 , seremos capaces de obtener una señal de parecidas características a las frecuencias $2f_1$, $3f_1$ o superiores. Por tanto, podremos obtener señales a frecuencias más elevadas diseñando los circuitos básicos a frecuencias menores, generalmente más sencillos y económicos.

Objetivos

Con el estudio de este módulo se persiguen los objetivos siguientes:

- 1.** Describir el funcionamiento y propiedades de los principales tipos de diodos utilizados en microondas, así como sus aplicaciones.
- 2.** Analizar los modelos en pequeña señal de los tipos de transistor más utilizados en los circuitos de microondas.
- 3.** Mostrar las principales clases de mezcladores utilizadas para la conversión de frecuencia y las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas.
- 4.** Introducir los conceptos básicos para el diseño de osciladores y presentar sus figuras de mérito más importantes.
- 5.** Introducir los conceptos básicos de los multiplicadores de frecuencia y describir varias de las estructuras básicas.

1. Diodos de microondas

Para una mejor comprensión del presente apartado, es recomendable haber repasado antes los conceptos físicos básicos sobre semiconductores y, en particular, sobre la unión P-N.

Una vez repasadas las bases del funcionamiento de la unión P-N semiconductor, en este apartado estaremos en disposición de analizar los diodos más comúnmente utilizados en los circuitos de microondas, veremos sus características y algunas de sus aplicaciones más importantes.

Ved también

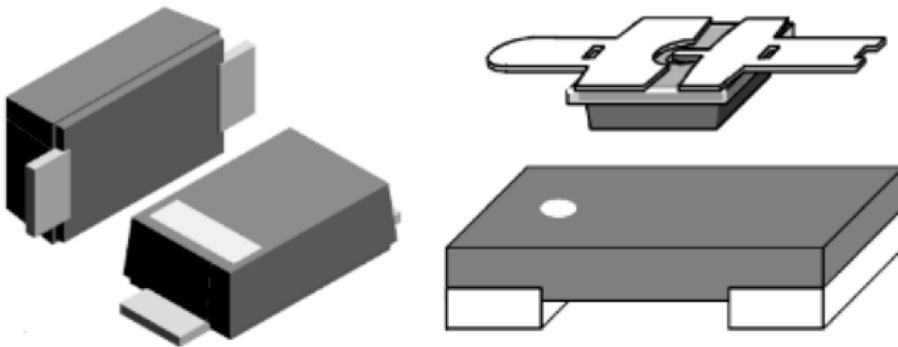
Véase el apartado "Unión P-N" del "Anexo" de este material didáctico y también el módulo sobre el diodo de la asignatura *Tecnología electrónica*.

1.1. Diodo de barrera Schottky

El **diodo de barrera Schottky** recibe su nombre del físico alemán Walter H. Schottky, y consiste en una **unión metal-semiconductor**, que le confiere una serie de características que lo hacen apropiado para diferentes aplicaciones en circuitos de microondas, como veremos más adelante.

La figura 1 muestra imágenes de encapsulados de diodos Schottky comerciales.

Figura 1. Imágenes de encapsulados de diodos Schottky comerciales



Encapsulados

Los encapsulados para diodos de microondas y, en general, para cualquier componente de microondas, son de muy reducidas dimensiones para evitar efectos parásitos y para que las dimensiones no afecten al comportamiento del dispositivo, pues pueden empezar a ser comparables con la longitud de onda de la frecuencia de trabajo. Por ejemplo, a 24 GHz la longitud de onda en el aire es de $\lambda = 12$ mm. En un circuito impreso será algo menor debido a la constante dieléctrica del sustrato, por lo que podemos esperar longitudes del orden de tan solo 2 mm o menores para una línea en $\lambda/4$ (inversora de impedancias). Por tanto, a 24 GHz, dimensiones de componentes del orden de 2 mm o superiores son prohibitivas por el impacto que tendrían en el comportamiento del circuito.

La característica I - V del diodo Schottky en polarización directa es muy similar a la de cualquier diodo respondiendo a la siguiente ecuación:

$$I = I_S(e^{\frac{qV}{\eta KT}} - 1) \quad 5.1$$

donde η es el **factor de idealidad** y posee un valor entre 1 y 2. Para diodos Schottky suele valer en torno a $\eta = 1,2$.

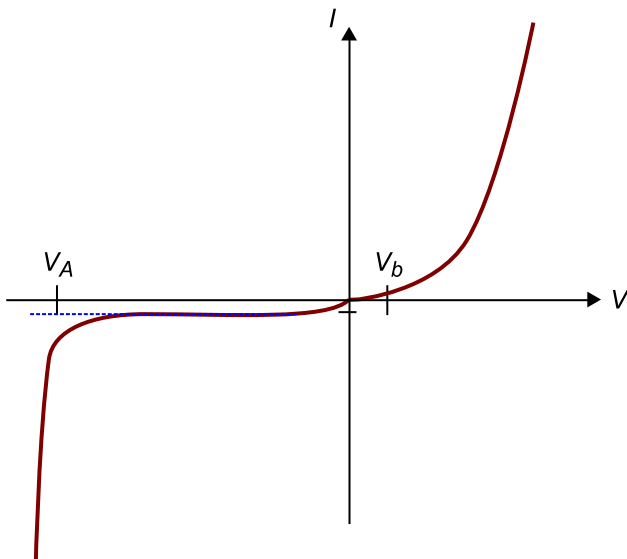
También se explica que el diodo Schottky polarizado en inversa presenta un **efecto varactor**, es decir, presenta una capacidad cuyo valor depende de la tensión de polarización aplicada, según la siguiente ecuación:

$$C_j = \frac{C_j(0)}{\sqrt{1 - \frac{V}{V_b}}} \quad 5.2$$

siendo V_b el llamado **potencial de la unión**, que suele estar por debajo de 0,4 Volts.

La figura 2 muestra la característica I - V (corriente en función de la tensión) de un diodo Schottky típico.

Figura 2. Característica I - V típica del diodo Schottky



1.1.1. Ventajas e inconvenientes del diodo Schottky

Las ventajas que presenta el diodo Schottky son las siguientes:

Ved también

Véase el apartado "Unión P-N" del "Anexo" del material didáctico.

- Presentan un **mejor comportamiento en frecuencia** que otro tipo de diodos. Debido a su arquitectura interna como unión metal-semiconductora, presentan una capacidad de difusión muy baja, $C_{\text{dif}} \simeq 0$, por este motivo el diodo Schottky podrá funcionar a frecuencias más elevadas que otro tipo de diodos, sin apenas cambiar sus características de aislamiento.
- **Flancos bruscos de conmutación:** por la misma razón que antes, $C_{\text{dif}} \simeq 0$, se consiguen tiempos de conmutación muy bajos, del orden de 1 ns, lo que les hace especialmente indicados en aplicaciones que requieran conmutar rápidamente señales de microondas.
- **Tensión de codo baja:** permite obtener un mejor comportamiento como rectificador, dado que entrará en conducción a niveles de tensión más bajos que otros diodos, distorsionando así mucho menos la señal a rectificar.
- **Resistencia serie, R_S :** se pueden conseguir valores menores que en diodos contruidos con otras tecnologías.

Ved también

La capacidad de difusión C_{dif} y la resistencia serie R_S son dos parámetros del modelo de pequeña señal del diodo que podéis consultar en el apartado "Unión P-N" del "Anexo" del material didáctico para disponer de más detalles.

Los inconvenientes que presenta el diodo Schottky son los siguientes:

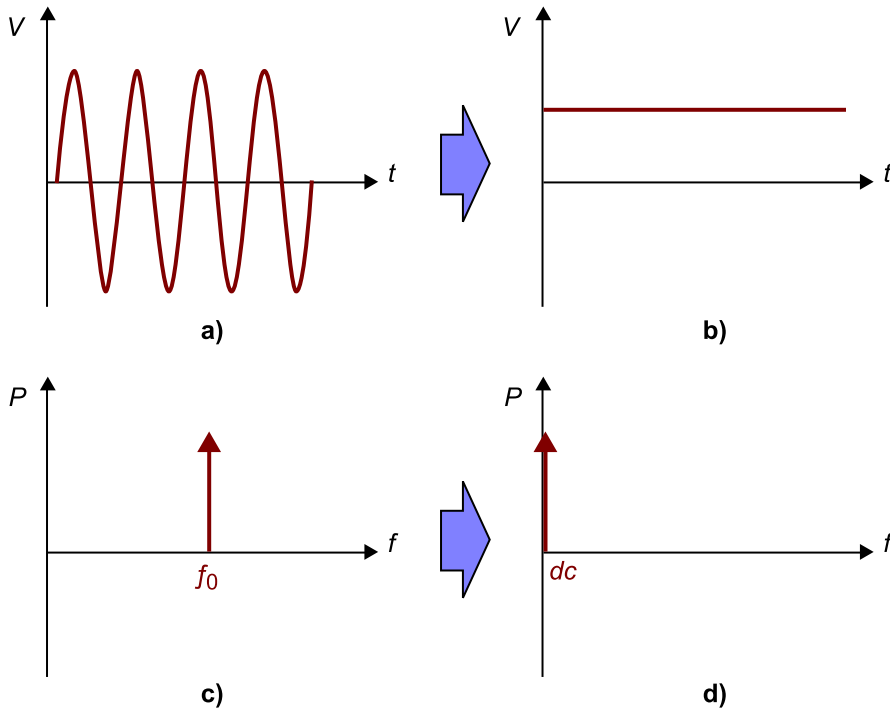
- La **tensión de ruptura, V_A , es menor** que en otro tipo de diodos. Habrá que tenerlo muy en cuenta en los diseños donde el nivel de señal pueda ser elevado.
- La **corriente inversa de polarización, I_S , es relativamente mayor** que en otros diodos. Esto puede provocar inestabilidad en algunos diseños.

1.1.2. Algunas aplicaciones del diodo Schottky

Aplicación como rectificador y detector de microondas

La figura 3 ilustra el concepto de circuito rectificador en los dominios temporal (a y b) y de la frecuencia (c y d). Se trata de obtener una señal de continua a la salida del rectificador (b y d) cuyo nivel sea proporcional al nivel de la señal de microondas aplicada a la entrada (a y c).

Figura 3. Concepto de circuito rectificador en tiempo y en frecuencia



En cualquier aplicación del diodo en circuitos de microondas, deberemos siempre polarizarlo en continua en un punto de trabajo y, superpuesto a la tensión de polarización V_0 , añadiremos la señal útil de microondas v_i , que vamos a considerar es una portadora de amplitud v_0 mucho menor a la tensión de polarización V_0 , y de frecuencia ω_0 :

$$V = V_0 + v_i = V_0 + v_0 \cos \omega_0 t \quad 5.3$$

Según las ecuaciones sobre la unión P-N referente al circuito equivalente en pequeña señal del diodo, teníamos que la corriente en el diodo Schottky era de la forma:

$$\begin{aligned}
 I &= I_0 + v_0 g_d \cos \omega_0 t + \frac{v_0^2}{2} g_d' \cos^2 \omega_0 t + \dots \\
 &= I_0 + \frac{v_0^2}{4} g_d' + v_0 g_d \cos \omega_0 t + \frac{v_0^2}{4} g_d' \cos 2\omega_0 t + \dots
 \end{aligned} \quad 5.4$$

Con un simple filtro paso-bajo podemos eliminar fácilmente los términos armónicos y nos quedamos tan solo con la parte continua, en la que vemos que hay un término que depende del nivel de amplitud a la entrada v_0 , de manera que ya tenemos el efecto rectificador o detector deseado: una señal continua a la salida proporcional al nivel de señal de microondas existente a la entrada.

Podemos definir una constante β de **sensibilidad de corriente** como la relación entre el cambio de corriente en continua a la salida y la potencia de señal a la entrada:

Ved también

Las ecuaciones las encontraréis en el apartado "Unión P-N" del "Anexo" del material didáctico.

$$\beta = \frac{\Delta I_{dc}}{P_i} = \frac{\frac{v_0^2}{4} g'_d}{\frac{v_0^2}{2}} = \frac{g'_d}{2g_d} [A/W] \quad 5.5$$

Y ahora, de las ecuaciones del circuito equivalente en pequeña señal del diodo:

$$g_d = g(V_0) = \frac{q}{KT} I_0 \quad 5.6$$

$$g'_d = \left. \frac{\partial g_d}{\partial V} \right|_{V_0} = \frac{q}{KT} g_d \quad 5.7$$

obtenemos:

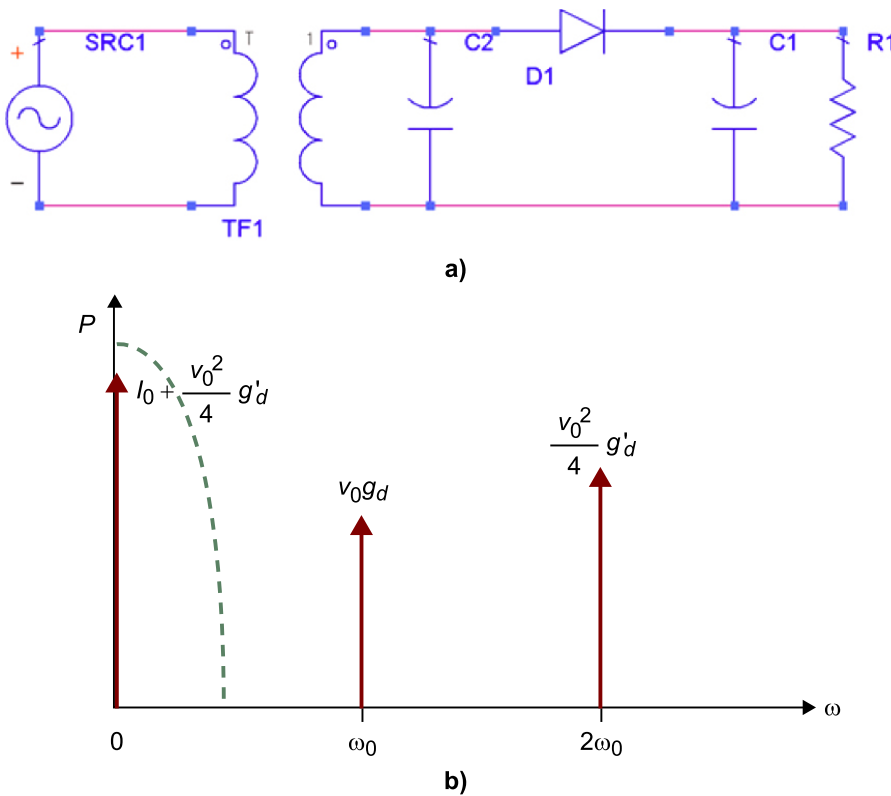
$$\beta = \frac{g'_d}{2g_d} = \frac{\frac{q}{\eta KT} g_d}{2g_d} = \frac{q}{2\eta KT} [A/W] \quad 5.8$$

Ved también

Las ecuaciones las encontraréis en el apartado "Unión P-N" del "Anexo" del material didáctico.

En la figura 4 se muestra una posible implementación del circuito rectificador de microondas (a), con el diodo Schottky D1 en el centro, el transformador TF1 y C2 que seleccionan la señal de frecuencia ω_0 , y C1 junto con R1 actuando como filtro paso-bajo. También se muestra el espectro de señales generadas a la salida del detector (b) así como la respuesta en frecuencia del filtro paso-bajo que elimina los armónicos (línea discontinua).

Figura 4. Circuito rectificador y espectro de la señal de salida



Ejemplo 1

Se pide calcular cuál será la variación del nivel de corriente continua que atraviesa un diodo Schottky de un circuito rectificador como el de la figura 4, cuando la señal de microondas a rectificar tiene los siguientes niveles de potencia: -30 dBm, -20 dBm, -10 dBm, 0 dBm y +10 dBm.

Suponer una temperatura ambiente de 298 K y que el diodo tiene un factor de idealidad $\eta = 1,2$ y está polarizado en continua en un punto de trabajo $V_0 = 5$ V, $I_0 = 200$ mA.

Solución

Primero podemos empezar calculando la sensibilidad β del rectificador según la ecuación 5.8:

$$\beta = \frac{q}{2\eta KT} = \frac{1,602 \times 10^{-19} \text{ C}}{2 * 1,2 * 1,38 * 10^{-23} \text{ JK}^{-1} * 298 \text{ K}} = 16,21 \text{ A/W} \quad 5.9$$

A continuación, podemos aplicar la ecuación 5.5 para encontrar la variación de corriente continua ΔI_{dc} en el diodo:

$$\beta = \frac{\Delta I_{dc}}{P_i} \rightarrow \Delta I_{dc} = \beta * P_i \quad 5.10$$

Para P_i [dBm] = -30 dBm, tenemos una potencia de señal en lineal de P_i [mW] = 1 μ W:

$$\Delta I_{dc}[-30 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-6} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 0,016 \text{ mA} \quad 5.11$$

Siguiendo el mismo procedimiento para cada potencia a la entrada:

$$\Delta I_{dc}[-20 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-5} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 0,16 \text{ mA} \quad 5.12$$

$$\Delta I_{dc}[-10 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-4} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 1,6 \text{ mA} \quad 5.13$$

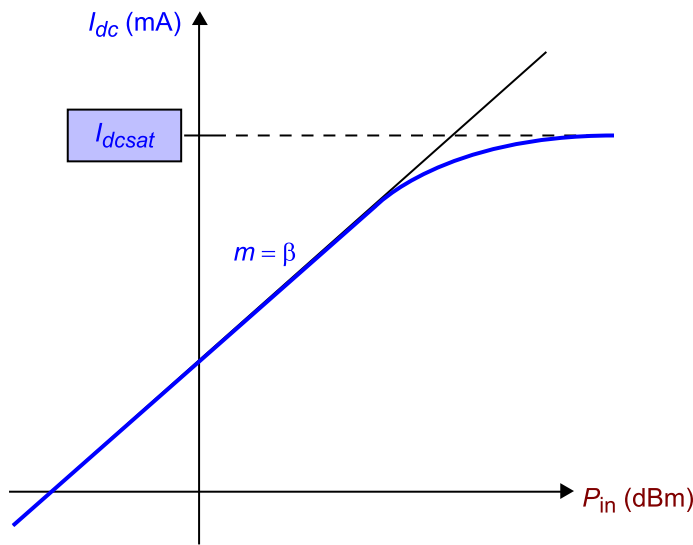
$$\Delta I_{dc}[0 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-3} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 16 \text{ mA} \quad 5.14$$

$$\Delta I_{dc}[+10 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-2} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 16 \text{ mA} \quad 5.15$$

Vemos, pues, que obtenemos una variación de corriente continua proporcional a la variación de potencia de señal de microondas a la entrada. Esta característica es completamente lineal y viene determinada por una pendiente igual a β . De todas maneras, este comportamiento no se cumple para cualquier nivel de potencia de la señal de microondas, hay un límite inferior, determinado por el nivel de ruido del dispositivo, y un límite superior, determinado por la corriente de saturación del diodo.

En el ejemplo vemos cómo para 10 mW de señal de microondas la variación de corriente del diodo se acerca ya a un valor comparable al de la corriente de polarización. Si el nivel de la señal de microondas sigue creciendo, llegará un momento en que la variación de corriente ya no será proporcional, comenzará a comprimirse la respuesta, dejando de haber una relación lineal, debido a la proximidad al nivel de corriente de saturación del diodo.

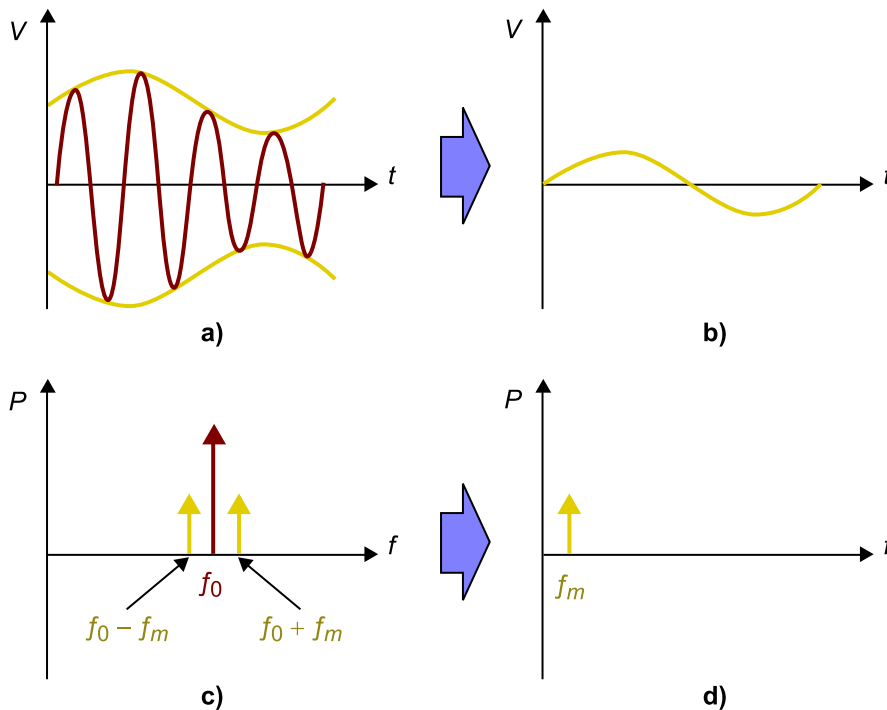
Figura 5. Relación lineal entre potencia de señal de microondas a la entrada y variación de la corriente continua en un diodo de circuito rectificador



Aplicación como demodulador de AM

La figura 6 ilustra el concepto de demodulador de AM, en el dominio temporal (a y b) y en el dominio de la frecuencia (c y d).

Figura 6. Concepto de demodulador de AM en tiempo y frecuencia



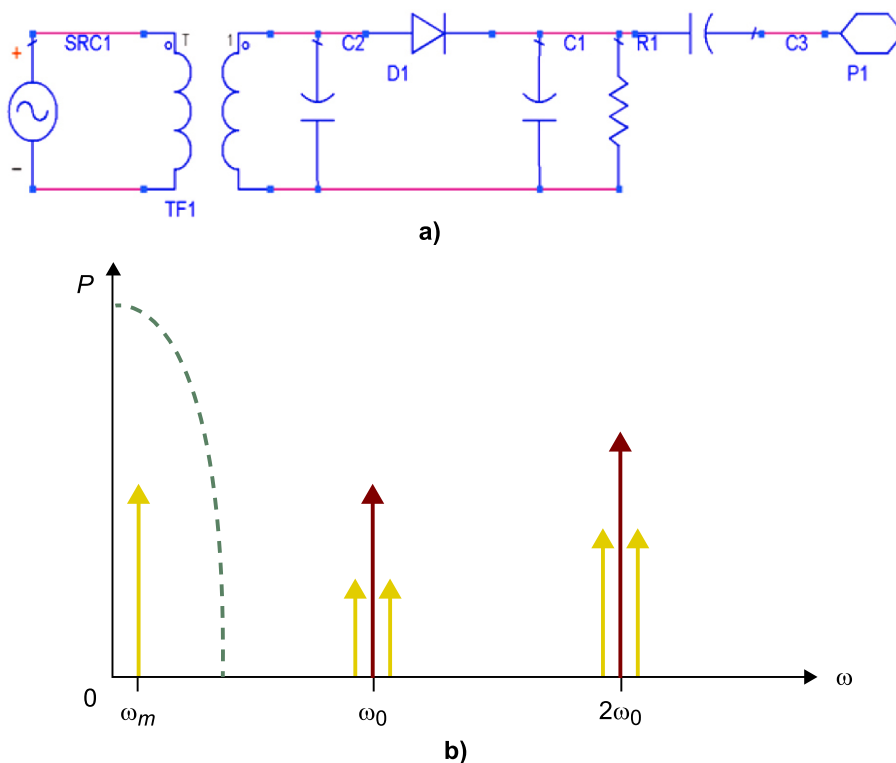
Si la señal de entrada analizada anteriormente no fuera una portadora pura sino que además tuviera una cierta modulación de amplitud por una señal moduladora cuya componente en frecuencia máxima sea $\omega_m \ll \omega_0$, entonces el mismo razonamiento anterior nos llevará a que el término de continua proporcional a la señal de entrada, $\frac{v_0^2}{4} g'_d$ no será ahora una señal plenamente

continua sino que tendrá una cierta componente en frecuencia ω_m , dado que la modulación AM se caracteriza por generar subarmónicos ubicados a $\pm\omega_m$ alrededor de la portadora.

Dado que hemos supuesto $\omega_m \ll \omega_0$, ahora también será sencillo filtrar los armónicos que, en este caso, estarán también todos modulados en AM, y separarlos de la componente que anteriormente era continua pero que ahora ha pasado a ser de baja frecuencia debido a la modulación de AM, y contiene la información de la señal moduladora a la frecuencia ω_m .

El espectro, según se puede ver en la figura 7, será el mismo que en el caso anterior pero ahora todos los armónicos (en rojo) tendrán dos (o más) subportadoras cercanas, ubicadas a $\pm\omega_m$ (en amarillo), por lo que seguirá siendo fácil separar todos los armónicos de la señal de baja frecuencia mediante un simple filtro paso-bajo (línea verde de puntos de la figura) igual a como hacíamos para el caso del rectificador. El circuito básico de la figura 4 puede ser también válido como demodulador de AM, añadiéndole un simple condensador de desacoplo C3 para eliminar la componente continua.

Figura 7. Circuito y espectro de la señal a la salida del demodulador AM



Aplicación como conmutador rápido

Gracias a la baja capacidad de difusión del diodo Schottky, este es ideal para ser utilizado en aplicaciones donde se requiera una conmutación eléctrica muy rápida, del orden de nanosegundos. Especialmente indicado para radares pulsados, donde es necesario conmutar la antena al transmisor para transmitir el pulso de señal de microondas e inmediatamente conmutarla al receptor para

recibir la señal reflejada en el objetivo. Pensemos que la señal que emita un objeto situado a medio metro de distancia del radar, tardará en llegar de nuevo al equipo solo 3,3 ns. Se debe poder conmutar, pues, la antena en un intervalo de tiempo menor.

También son útiles como conmutadores rápidos de radiofrecuencia y microondas para seleccionar entre una rama del circuito u otra.

La implementación y análisis de los diodos Schottky es análoga a la de los circuitos pasivos de microondas.

Aplicación como mezclador

Aprovechando la zona no lineal de la característica I - V del diodo, conseguiremos mezclar dos señales de frecuencias distintas para obtener una señal con una frecuencia suma o diferencia de ambas, filtrándolas adecuadamente.

1.2. Diodo PIN

El **diodo PIN** debe su nombre a su estructura semiconductor interna, formada por una zona de tipo P, una zona semiconductor Intrínseca en el centro y otra zona de tipo N.

Esta sería la estructura del diodo PIN ideal, que hará que el diodo presente una capacidad muy pequeña, lo que los hace muy indicados en aplicaciones de conmutación donde se requiera mucho aislamiento. Por otro lado, se necesitarán tensiones de polarización mayores que en el diodo Schottky para provocar la ruptura de la unión, lo que los hace especialmente indicados como rectificadores de potencia a tensiones elevadas.

1.2.1. Ventajas e inconvenientes del diodo PIN

Las ventajas que presenta el diodo PIN son las siguientes:

- Su baja capacidad, debido a la estrechez de la z.c.e. permite su utilización a frecuencias elevadas con excelentes características de aislamiento entre su entrada y su salida (en el estado OFF de conmutación). Esto los hace muy indicados como **conmutadores de microondas**.
- Gracias a la zona intrínseca intermedia el valor máximo del campo eléctrico será menor que en otros diodos para una misma tensión de polarización, lo que permitirá trabajar a mayores tensiones sin llegar a la ruptura de la unión. Especialmente indicados en **rectificadores de potencia**.
- El diodo PIN en directa presenta un efecto varistor (resistencia variable en función de la tensión aplicada), lo cual les hace muy indicados en apli-

Ved también

En el módulo "Circuitos pasivos de microondas" del material didáctico ya se han visto circuitos de este tipo mediante diodos PIN, por lo que no es necesario analizarlos de nuevo.

Ved también

Veremos esta aplicación muy en detalle ya que le dedicaremos todo el apartado "El mezclador" más adelante.

Ved también

Véase el apartado "Unión P-N" del "Anexo" del material didáctico.

caciones como **limitadores de señal RF y microondas**. Cuando la señal es elevada permiten cortocircuitar a masa de manera controlada, con una resistencia que será menor cuanto mayor sea la señal *RF*. Cuando la señal *RF* es baja, el diodo no conduce y presenta una impedancia elevada (según hemos visto en la primera ventaja de baja capacidad) afectando mínimamente a la señal *RF*.

- El tiempo de conmutación de polarización inversa a directa es muy bajo pues los portadores mayoritarios lo tienen muy fácil para pasar a la zona intrínseca. Por tanto puede ser muy útil como **protector de cargas a niveles elevados de señal RF**.

Los inconvenientes que presenta el diodo PIN son los siguientes:

- Si bien el tiempo de conmutación OFF-ON es muy rápido, no ocurre lo mismo con el tiempo de conmutación ON-OFF, que es muy lento. Esto es debido a que, cuando el diodo PIN está polarizado en directa, la zona intrínseca intermedia posee una alta concentración de portadores que, al cambiar a polarización inversa, necesitarán un tiempo elevado para ser barridos. Esta característica hace que los diodos PIN sean **poco indicados como rectificadores de baja potencia**.

1.2.2. Algunas aplicaciones del diodo PIN

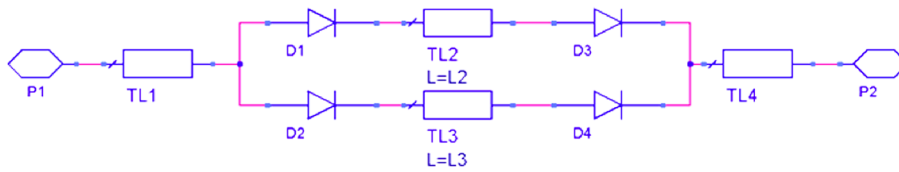
En el módulo "Circuitos pasivos de microondas" ya se han visto algunas de las aplicaciones más interesantes de los diodos PIN, como **conmutadores** y **atenuadores** de microondas, ya sean fijos o variables. Ambas aplicaciones son muy indicadas para este tipo de diodos gracias a las ventajas derivadas de la baja capacidad que presentan. En el presente subapartado nos centraremos en otra de las aplicaciones posibles utilizando este tipo de diodos, como son los **desfasadores** de microondas.

Dentro de los circuitos desfasadores de microondas podemos distinguir, entre otros, los siguientes tipos: conmutados, mediante línea cargada y por reflexión.

Desfasadores conmutados

Se podría decir que los desfasadores no son más que un caso particular de conmutación. Se trata de conmutar la señal de microondas que entra por el puerto *P1* de la figura 8, bien por una línea *TL2* o por otra *TL3*, que tienen diferentes longitudes eléctricas, de manera que la fase de la señal a la salida *P2* sea una u otra.

Figura 8. Esquema de concepto de desfasador por conmutación controlado con diodos PIN



En el circuito de la figura 8 las líneas $TL1$ y $TL4$ se suponen de impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$ y se han obviado los circuitos de polarización de los diferentes diodos con objeto de simplificar el esquema y centrarnos en la parte más interesante.

Esta conmutación por una línea o por otra se consigue activando adecuadamente los diodos PIN colocados en el circuito. Si queremos que la señal pase por la rama $TL2$, entonces activamos los diodos $D1$ y $D3$, polarizándolos en directa, mientras que $D2$ y $D4$ los mantenemos polarizados en inversa para que no conduzcan. Como la capacidad del diodo PIN es muy baja, la señal de microondas no podrá circular por la rama de $TL3$, de manera que tendrá la fase debida a la longitud $L2$ de la línea $TL2$. Si quisiéramos que la señal pasara por el ramal de $TL3$, procederíamos de manera inversa, obteniendo la señal de microondas con una fase distinta debido a la diferente longitud de $TL3$.

Esto es útil en cualquier sistema donde se necesite controlar la fase de la señal, por ejemplo, en matrices (*arrays*) de antenas para controlar su diagrama de radiación.

Con esta técnica será posible conseguir cualquier desfase que nos propongamos simplemente con modificar la longitud de cada ramal. En el caso de dos ramales con líneas $TL2$ y $TL3$ de longitudes l_2 y l_3 , la diferencia de fase entre uno y otro será:

$$\Delta\varphi = \beta(l_3 - l_2) \quad 5.16$$

donde β es la constante de propagación de la línea de transmisión.

Normalmente se diseñan desfasadores donde se pueda escoger de entre un número determinado de desfases discretos, sea por ejemplo 45° , 90° , 135° , 180° .

Ejemplo 2

Se pide determinar cuál debe ser la longitud de las 3 líneas de transmisión de un desfaseador conmutado de tres valores para conseguir un desfase de la señal de microondas de 30° , 60° o 90° , teniendo en cuenta que la señal de microondas es de 12 GHz y la velocidad de propagación v_p de las líneas *microstrip* es de $2 \cdot 10^8$ m/s.

Solución

Para generar tres desfases necesitaremos tres líneas de transmisión igual pero de diferente longitud, y cuya constante de propagación podemos calcular:

$$\beta = \frac{2\pi f}{v_p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 10^9 \text{ Hz}}{2 \cdot 10^8 \text{ m/s}} = 377 \text{ rad/m} \quad 5.17$$

Pasemos ahora los desfases de grados a radianes para trabajar con las mismas unidades:

$$\varphi_1 = 30^\circ \cdot \frac{2\pi [\text{rad}]}{360^\circ} = 0,52 \text{ rad} \quad 5.18$$

$$\varphi_2 = 60^\circ \cdot \frac{2\pi [\text{rad}]}{360^\circ} = 1,04 \text{ rad} \quad 5.19$$

$$\varphi_3 = 90^\circ \cdot \frac{2\pi [\text{rad}]}{360^\circ} = 1,57 \text{ rad} \quad 5.20$$

Utilizando ahora la ecuación 5.16, podemos ir calculando las longitudes de las tres líneas de transmisión:

$$l_1 = \frac{\varphi_1}{\beta} = \frac{0,52 \text{ rad}}{377 \text{ rad/m}} = 1,38 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 1,38 \text{ mm} \quad 5.21$$

$$l_2 = \frac{\varphi_2}{\beta} = \frac{1,04 \text{ rad}}{377 \text{ rad/m}} = 2,76 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 2,76 \text{ mm} \quad 5.22$$

$$l_3 = \frac{\varphi_3}{\beta} = \frac{1,57 \text{ rad}}{377 \text{ rad/m}} = 4,16 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 4,16 \text{ mm} \quad 5.23$$

Desfaseador mediante línea cargada

Cuando se quieran obtener pequeñas variaciones de fase, basta simplemente con cargar una línea de transmisión con una susceptancia jB en paralelo. Entonces tendremos que los coeficientes de reflexión Γ y transmisión T son:

$$\Gamma = \frac{1 - (1 + j\bar{B})}{1 + (1 + j\bar{B})} = \frac{-j\bar{B}}{2 + j\bar{B}} \quad 5.24$$

$$T = 1 + \Gamma = \frac{2}{2 + j\bar{B}} \quad 5.25$$

donde:

$$\bar{B} = BZ_0 \quad 5.26$$

es la susceptancia normalizada.

El desfase introducido será, pues:

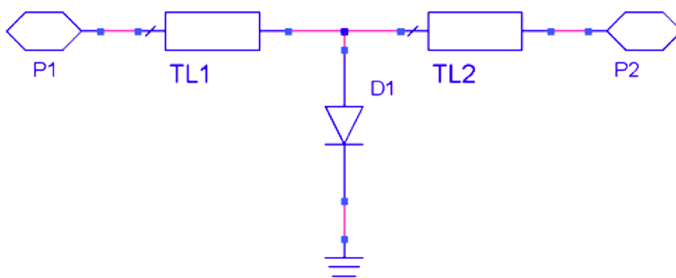
$$\Delta\varphi = \tan^{-1}\frac{B}{2} \quad 5.27$$

Habrá que tener en cuenta que este tipo de desfasadores solo son v alidos para obtener desfases de pequeño valor, generalmente menores a 45 , y además tienen el problema de introducir desadaptación, la cual es mayor cuanto mayor desfase aplicamos, según puede deducirse de la ecuación 5.24. Una manera de minimizar los efectos de la desadaptación es colocar en vez de una, dos susceptancias en paralelo del mismo valor, ubicadas a una distancia de $\lambda/4$ para que así la señal reflejada en una se cancele (180 ) con la señal reflejada en la otra.

El papel del diodo PIN en este tipo de desfasadores es el de actuar directamente como la susceptancia jB en paralelo del desfasador, aprovechando que este diodo presenta una capacidad cuyo valor se puede controlar mediante la tensión y corriente de polarización, o bien simplemente podemos conmutar diferentes susceptancias por medio de sendos diodos colocados en serie con ellas.

La figura 9 ilustra un posible esquema de implementación para este tipo de desfasadores, donde el diodo PIN, $D1$, actúa como susceptancia en paralelo a masa. Depende de cómo polaricemos el diodo $D1$, este presentará una susceptancia mayor o menor y, por consiguiente, conseguiremos un desfase mayor o menor de la señal de microondas entre el puerto 1 y el 2.

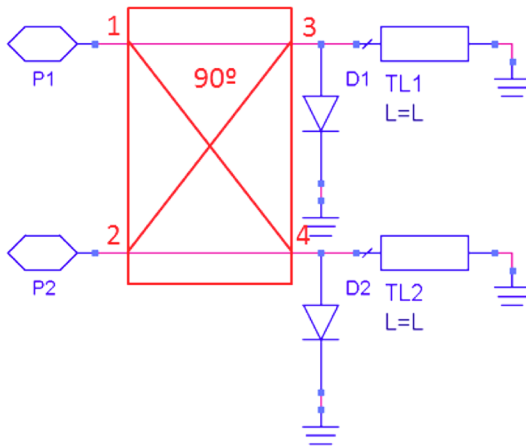
Figura 9. Esquema de concepto de desfasador mediante línea cargada con diodo PIN



Desfasador por reflexión

Para implementar este tipo de desfasadores se requiere un acoplador híbrido de 90 , 2 diodos PIN y dos líneas de transmisión de la misma longitud, tal como se ilustra en la figura 10.

Figura 10. Desfasador por reflexión con diodos PIN



La señal que aplicamos a la entrada, $P1$, del acoplador sale por ambos puertos de la derecha, 3 y 4, con 90° más de fase. Si los diodos conducen, ambas señales se reflejan debido al cortocircuito, añadiéndose 180° en ambas, y se combinan a la salida de la izquierda, $P2$, con 90° más de fase debido al acoplador híbrido. En definitiva, tenemos las dos señales que se han desfasado 360° en su camino hasta el puerto 2 y se suman en fase. Gracias a los 2 diodos PIN, podremos seleccionar añadir o no una cierta fase φ , dependiendo de si los dos diodos están en conducción (ON) o no (OFF). La fase φ la controlamos mediante las líneas de transmisión a masa $TL1$ y $TL2$ que deben tener la misma longitud L , de manera que ambas introduzcan un desfase $\varphi/2$. Si los diodos no están en conducción, entonces las señales en los puertos 3 y 4 recorrerán una fase φ adicional a los 360° que recorrerían cuando los diodos estaban en conducción.

Tenemos así otra manera de aplicar diferentes desfases a una señal de microondas, gracias a la intervención de los diodos PIN.

Ejemplo 3

Se quiere diseñar un desfasador de 45° por reflexión en las mismas condiciones que el ejercicio 2, es decir, la señal de microondas es de 12 GHz y la velocidad de propagación v_p de las líneas *microstrip* es de $2 \cdot 10^8$ m/s. Se pide calcular la longitud que deberán tener las dos líneas a masa.

Solución

Calculemos primero el desfase deseado en radianes:

$$\varphi = 45^\circ \frac{2\pi [\text{rad}]}{360^\circ} = 0,785 \text{ rad} \quad 5.28$$

La longitud de ambas líneas deberá desfasar la mitad de la cantidad calculada dado que la señal atravesará toda la línea primero hacia el punto de cortocircuito y volverá a atravesarla en sentido contrario al ser reflejada completamente por el cortocircuito, es decir, recorre la línea dos veces.

Por tanto, la longitud de ambas líneas debe ser:

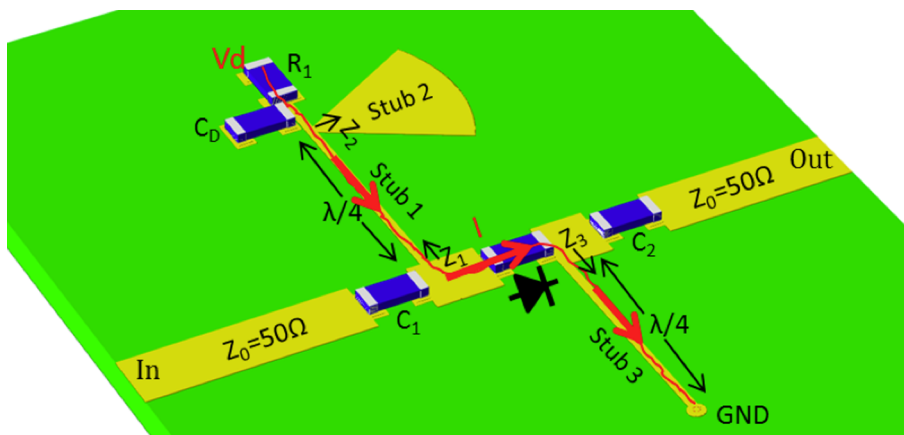
$$l = \frac{\varphi/2}{\beta} = \frac{0,785 \text{ rad}/2}{377 \text{ rad/m}} = 1,04 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 1,04 \text{ mm} \quad 5.29$$

1.2.3. Técnicas de polarización de diodos

En los diferentes esquemas y ejemplos que hemos ido viendo hasta ahora, hemos obviado los circuitos de polarización de los diodos que intervienen en los diferentes circuitos. Pero en realidad, a la hora de implementar un circuito de microondas con diodos, se hace imprescindible incluir también el circuito que los polarice en continua en un determinado punto de trabajo.

En la figura 11 se presenta una posible implementación *microstrip* de circuito de polarización de un diodo PIN o Schottky, sin que influya en el circuito de microondas, mediante un *doble stub*, dos condensadores en serie y un *stub* 3 a masa. La línea de color rojo indica cómo la corriente continua de polarización puede fluir a través del diodo (en el centro) desde la fuente de tensión de alimentación continua V_d , hasta la masa *GND* del *stub* 3. Los condensadores C_1 y C_2 sirven para confinar la corriente continua al diodo y que esta no pueda fluir por los puertos de entrada o salida y, al mismo tiempo, dejan pasar la señal de microondas gracias a la baja impedancia que presentan a frecuencias elevadas.

Figura 11. Implementación *microstrip* de circuito de polarización de un diodo



La técnica del *doble stub* se trata de una línea de baja impedancia en paralelo a masa (*stub* 2) que, a la frecuencia de microondas de funcionamiento del circuito, presenta una impedancia Z_2 muy baja, seguida de otra línea de longitud $\lambda/4$, de manera que la impedancia Z_1 que el circuito de microondas ve es muy elevada, afectándole mínimamente a su comportamiento.

Por otro lado, se añade a la salida del diodo otro *stub* 3 de longitud $\lambda/4$ que, en este caso está conectado físicamente a masa a través de una vía, dado que interesa tanto para que la corriente continua de polarización fluya como para que la señal de microondas vea un cortocircuito, de manera que la impedancia Z_3 que ve el circuito a la frecuencia de funcionamiento es muy elevada, afectando mínimamente a su comportamiento.

La resistencia R_1 permite polarizar el diodo con la corriente continua deseada.

Ved también

Las técnicas para conseguir la polarización de diodos se analiza en el apartado "Técnicas de polarización de transistores de microondas" del módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico.

Ved también

En el módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico se explica cómo funciona la técnica del *doble stub*.

1.3. El Diodo de avalancha IMPATT

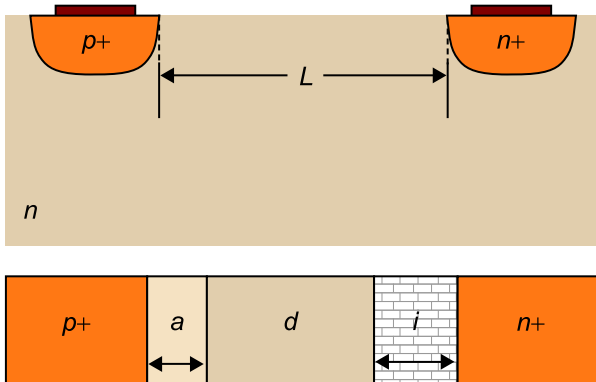
Los diodos de avalancha IMPATT¹ son uniones semiconductoras cuya estructura consta de una zona de tipo $P+$ altamente dopada de impurezas, otra zona de tipo N intermedia y una tercera zona de tipo $N+$ altamente dopada de impurezas.

⁽¹⁾Su nombre es un acrónimo del inglés *impact avalanche and transmit time*.

Su funcionamiento se basa en la creación de carga por un proceso de avalancha del diodo, el cual provoca un desfase entre la tensión V y la corriente I de polarización.

La figura 12 muestra la estructura interna de este tipo de diodos.

Figura 12. Estructura interna de un diodo IMPATT



Se puede observar, a ambos extremos de la estructura interna del diodo, la zona $p+$ y la zona $n+$, separadas por una distancia L . Entremedio distinguimos otras tres subzonas, la zona inactiva i , la zona de deriva, d , y la zona de avalancha, a .

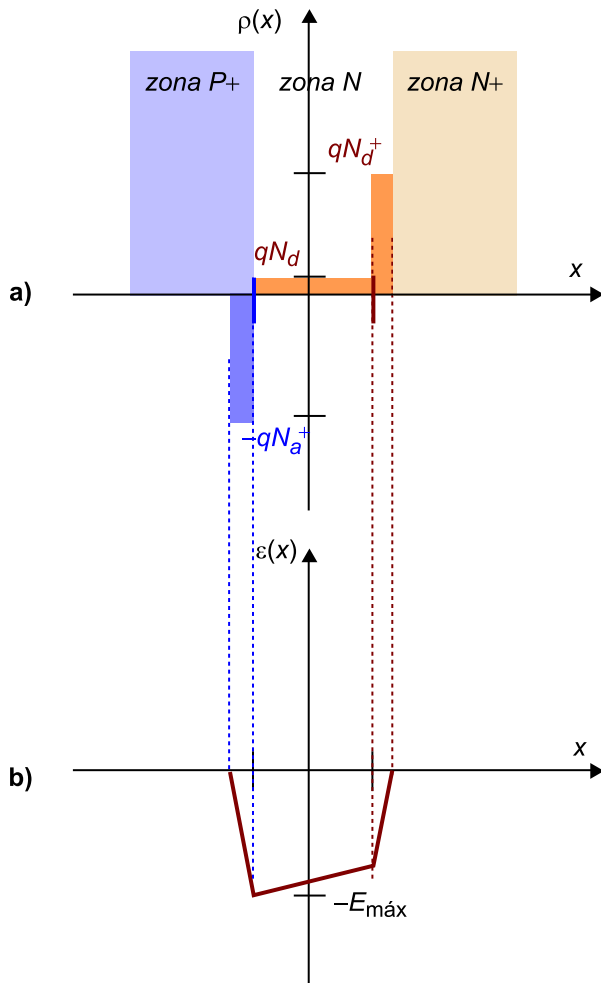
Estos diodos suelen operar hasta frecuencias elevadas, de entre 3 hasta más de 150 GHz, y están diseñados para trabajar con niveles de potencia elevados. Se requiere una elevada tensión de polarización, del orden de 70 Volts o superior, pero es elevada la eficiencia entre tensión continua de polarización y potencia de microondas generada.

Gracias a su característica $I-V$ estos diodos son muy utilizados para diseñar **osciladores de microondas**, que es su principal aplicación. Sin embargo, debido a la naturaleza aleatoria del proceso de avalancha en el que se basan, tienen el inconveniente de generar un elevado ruido de fase, en comparación a otras arquitecturas de oscilador. Por este motivo no suelen utilizarse como osciladores locales en estructuras receptoras sino que su uso se reduce a transmisores u otras aplicaciones donde el ruido de fase no es importante.

Este tipo de diodos se diseña de manera que el campo $E_{m\acute{a}x}$ esté muy cerca del campo de ruptura de la zona N intermedia, de manera que al polarizarlo con una señal sinusoidal, durante su semiciclo positivo hace entrar al diodo en estado de avalancha.

El perfil de carga (a) y campo eléctrico (b) en un diodo IMPATT puede apreciarse en la figura 13.

Figura 13. Diodo IMPATT. a) Distribución de carga. b) Campo eléctrico



Al entrar en avalancha, para V_a , se genera un crecimiento exponencial de cargas que implica un crecimiento análogo de la corriente I hasta que la tensión V entra en el semiciclo negativo, según se observa en la figura 14.

En ese momento la generación de cargas por avalancha empieza a decrecer hasta desaparecer pero sin embargo la corriente se mantiene constante debido al **tiempo de tránsito**, τ , de la carga en la zona de deriva hasta alcanzar el ánodo. En ese punto la corriente desciende bruscamente a cero. Si el diodo se diseña para que este tiempo de tránsito finalice justo en el inicio del siguiente

semiciclo positivo de la tensión habremos conseguido una característica $I-V$ en que la tensión y la corriente están desfasadas 180° , es decir, habremos conseguido un **dispositivo de resistencia negativa**:

$$-R = \frac{V(t)}{I(t)} \quad 5.30$$

Se considera **tiempo de tránsito óptimo** cuando se cumple:

$$\tau = 0,74 * T \quad 5.31$$

siendo T el período de la señal de oscilación generada.

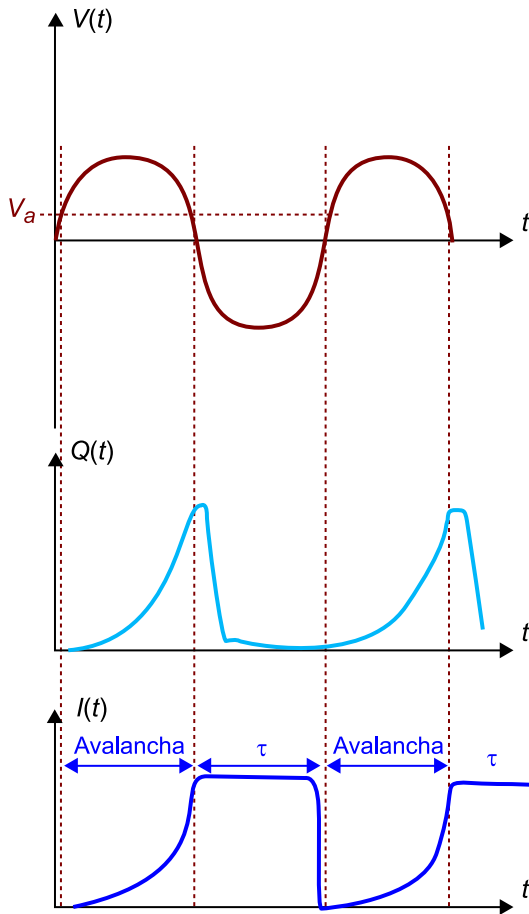
Este tiempo de tránsito dependerá de la separación, L , entre las zonas $P+$ y $N+$ y la velocidad de saturación de la carga V_{sat} , por lo que el diodo IMPATT se diseña para que tenga una L que cumpla:

$$L = 0,74 * \frac{V_{sat}}{f_0} \quad 5.32$$

donde f_0 es la frecuencia a la cual queremos que el diodo oscile.

La figura 14 ilustra el funcionamiento de un diodo IMPATT, donde se puede ver la evolución de la tensión V , la carga Q y la corriente I en el diodo, observándose que, efectivamente, se produce un desfase entre tensión y corriente que le confiere las propiedades de resistencia negativa.

Figura 14. Desfase I-V en un diodo IMPATT



Ejemplo 4

Se pide calcular cuál debe ser la separación entre la zona $P+$ y la zona $N+$ de un diodo IMPATT para que oscile a 77 GHz sabiendo que $V_{\text{sat}} = 10^7$ cm/s. Calcular la tensión mínima necesaria para barrer la zona N central de portadores, sabiendo que $N_d = 10^{21} \text{ m}^{-3}$ y $\epsilon_r = 12$.

Solución

Aplicamos la ecuación 5.32 para calcular L :

$$L = 0,74 \cdot \frac{V_{\text{sat}}}{f_0} = 0,74 \cdot \frac{10^6 \text{ m/s}}{77 \cdot 10^9 \text{ Hz}} = 0,96 \text{ } \mu\text{m} \quad 5.33$$

Para averiguar la tensión mínima de barrido de portadores, necesitamos saber primero cuál es el campo máximo que habrá en la zona central N :

$$E_{\text{máx}} = \frac{qN_d L}{\epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{1,602 \times 10^{-19} \text{ C} \cdot 10^{21} \text{ m}^{-3} \cdot 0,96 \text{ } \mu\text{m}}{\frac{8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F}}{\text{m}} \cdot 12} = 14,48 \cdot 10^6 \text{ V/m} \quad 5.34$$

Para calcular la tensión mínima de barrido, podemos despreciar la longitud de la zona $P+$ respecto de L :

$$V_{\text{mín}} \approx \frac{1}{2} E_{\text{máx}} L = \frac{1}{2} 14,48 \cdot \frac{10^6 \text{ V}}{\text{m}} \cdot 0,96 \cdot 10^{-6} \text{ m} = 6,95 \text{ V} \quad 5.35$$

Finaliza aquí el primer apartado de este módulo, dedicado a analizar diferentes tipos de diodos utilizados en circuitos de microondas. Hemos analizado los diodos Schottky, los diodos PIN y los diodos IMPATT. También hemos analizado alguno de los circuitos típicos de aplicación de estos diodos, tales como rectificadores, demoduladores, desfasadores, etc. Pero lo más importante es que hemos sentado las bases para poder comprender mejor circuitos más avanzados de microondas, donde estos diodos juegan un papel fundamental: son los circuitos mezcladores, osciladores y multiplicadores. No obstante, vamos a ver antes otro tipo de dispositivos, los transistores, que también serán el alma de estos circuitos.

Ved también

Los circuitos mezcladores, osciladores y multiplicadores se explican más a fondo en los apartados "El mezclador", "Osciladores de microondas" y "Multiplicadores de frecuencia" del presente módulo.

2. El transistor MESFET

La mayoría de circuitos de microondas de media y baja potencia utilizan dispositivos activos de estado sólido, como los transistores, en contraposición a los antiguos Magnetrones, Klystron o guías de ondas que, sin embargo, continúan utilizándose en circuitos de alta potencia, donde a la tecnología de semiconductores le es más difícil competir.

La razón es obvia, los transistores ya sean bipolares, FET, HEMT (transistor de alta movilidad de electrones²), HBT³, etc. son dispositivos muy económicos, fiables y, sobre todo, fácilmente integrables en un circuito de microondas en el que, como ya hemos visto, las dimensiones de los componentes son muy importantes dado que las longitudes de onda son muy reducidas.

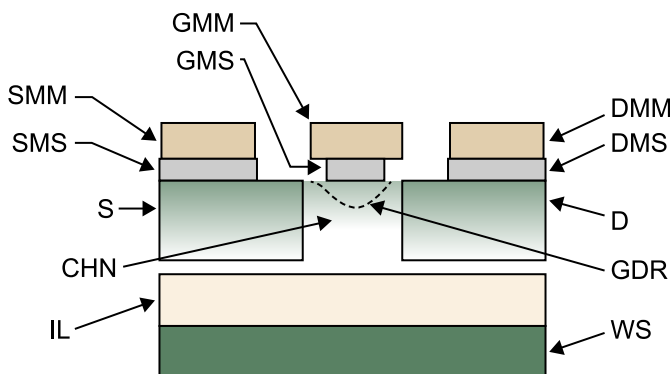
En este apartado veremos el modelo en pequeña señal del transistor MESFET, que da una visión muy próxima al funcionamiento físico del dispositivo y los pocos parámetros necesarios para este modelo son muy estables en frecuencia.

No obstante, existe otra manera más utilizada para modelizar el comportamiento de un transistor de microondas, que es mediante los parámetros S .

Si bien es cierto que los transistores bipolares son más económicos, permiten obtener mayores niveles de amplificación y son capaces de trabajar a mayor potencia que los MESFET. La razón de que estos últimos sean más utilizados en microondas es, principalmente, su capacidad de operar a más alta frecuencia (hasta 100 GHz o más) y su menor nivel de ruido.

La estructura interna de un transistor MESFET es la que muestra la figura 15.

Figura 15. Estructura semiconductor interna de un transistor MESFET



Los tres contactos, drenador D, surtidor S y puerta G, son metálicos y el canal se implementa típicamente con GaAs de tipo N en el caso de que el MESFET sea de canal N , o de tipo P en el caso que el MESFET sea de canal P .

MESFET

MESFET es acrónimo del inglés *metal semiconductor field effect transistor* (transistor de efecto de campo metal-semiconductor).

⁽²⁾En inglés, *high electron mobility transistor*.

⁽³⁾Acrónimo de *heterojunction bipolar transistor*.

Ved también

Este análisis lineal ya se ha visto sobradamente en el módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico.

GMM es el contacto metal-metal de la puerta G, GMS es el semicontacto metálico de la puerta G, DMM es el contacto metal-metal del drenador D, DMS es el semicontacto metálico del drenador D, GDR es la región de barrido del canal CHN, WS es la oblea semiconductor, IL es la capa de aislamiento, SMM es el contacto metal-metal de la fuente S y SMS el semicontacto metálico de la fuente S.

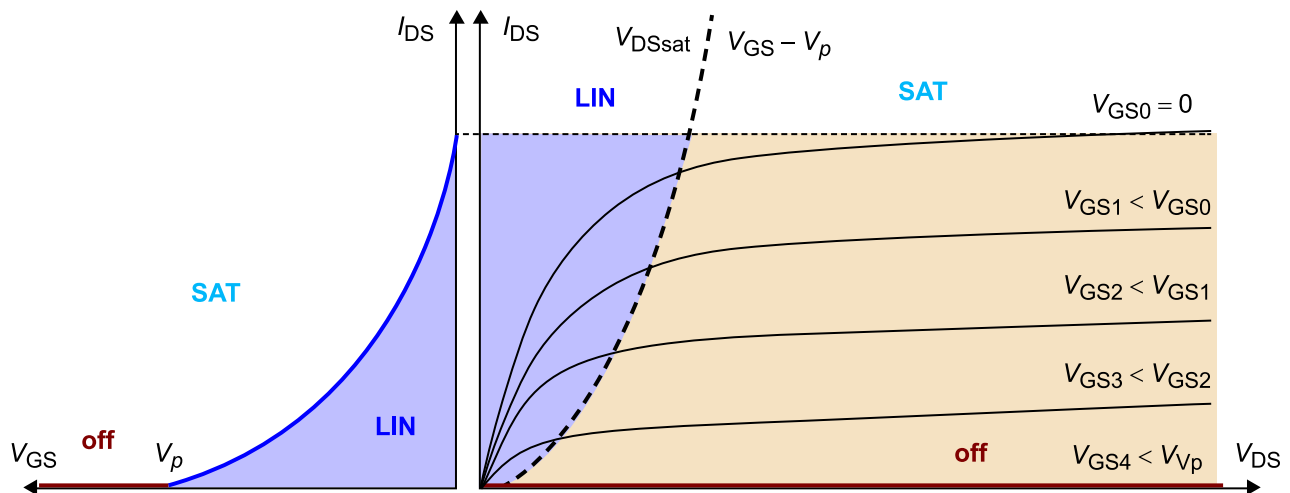
La longitud L del canal determina en gran medida el factor de ruido del transistor, mientras que su anchura W determina la potencia máxima que soporta el dispositivo (cuanto más ancho sea más corriente podrá pasar).

Se crea una zona barrida de portadores que es modulable aplicando una tensión entre la puerta y el surtidor V_{GS} de manera que se controla el estrangulamiento del canal.

2.1. Característica I - V del transistor MESFET

Polarizando adecuadamente el transistor MESFET podremos elegir un punto de trabajo en una zona más o menos lineal de I_{DS} - V_{DS} en aplicaciones de amplificación, o bien trabajar en las zonas de saturación y de corte en aplicaciones de conmutación. La tensión V_{GS} define la curva I_{DS} - V_{DS} de trabajo, según puede verse en la figura 16.

Figura 16. Característica I - V de un transistor MESFET de canal N



En zona de saturación, SAT, se cumple:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS\text{off}}} \right)^2 \quad \text{para } V_{GS\text{off}} \leq V_{GS} \leq 0 \quad 5.36$$

siendo $V_{GS\text{off}}$ la tensión de estrangulamiento (*pinch-off*) también conocida como V_p , e I_{DSS} la corriente de saturación drenador a surtidor. Estos parámetros suelen ser suministrados por el fabricante o bien pueden medirse experi-

mentalmente. Hay que tener en cuenta que estas desigualdades son válidas para un MESFET de canal N . Para un MESFET de canal P se obtienen ecuaciones análogas pero con valores de V_{GSoff} y V_{GS} de signo contrario, es decir, positivo.

La **zona lineal**, **LIN**, es también llamada región óhmica, pues existe un efecto varistor debido a la variación lineal de la corriente I_{DS} con la tensión V_{DS} . En general el MESFET es más lineal que un transistor bipolar y, por tanto, más indicado para ser utilizado como amplificador, y además también es más indicado como mezclador pues su característica $I-V$ es cuadrática mientras que en el bipolar es de tipo exponencial.

Recordemos que la elección del punto de trabajo de un transistor vendrá condicionada por el tipo de aplicación que nos interese implementar:

- **Amplificación con máxima ganancia:** interesará polarizar en zona de máxima pendiente $I-V$, es decir con máxima transconductancia g_m para obtener la máxima excursión posible de I_{DS} en respuesta a pequeñas variaciones de V_{GS} .
- **Amplificación a máxima potencia:** en este caso interesa polarizar en un punto que nos dé la máxima corriente I_{DS} pero que sea una zona suficientemente lineal para evitar la aparición de intermodulaciones (aproximadamente a un 60% de la corriente de saturación I_{DSS}).
- **Amplificación con mínimo factor de ruido:** se aconseja polarizar en un punto situado al 15% de I_{DSS} .
- **Mezclador:** si queremos utilizar el transistor como mezclador buscaremos un punto de trabajo en una zona poco lineal y muy cuadrática, para así conseguir mejor el efecto de mezcla, por ejemplo, cerca de la zona de saturación, pero suficientemente lejos para permitir el máximo margen de amplitud posible y teniendo también en cuenta los factores anteriores de ganancia, ruido e intermodulación.
- **Tipo de amplificador:** habrá que tener en cuenta también otros factores como la clase de amplificador (A, AB, B, C, etc.) o el tipo de transistor (bipolar, FET, HBT, etc.).

Ved también

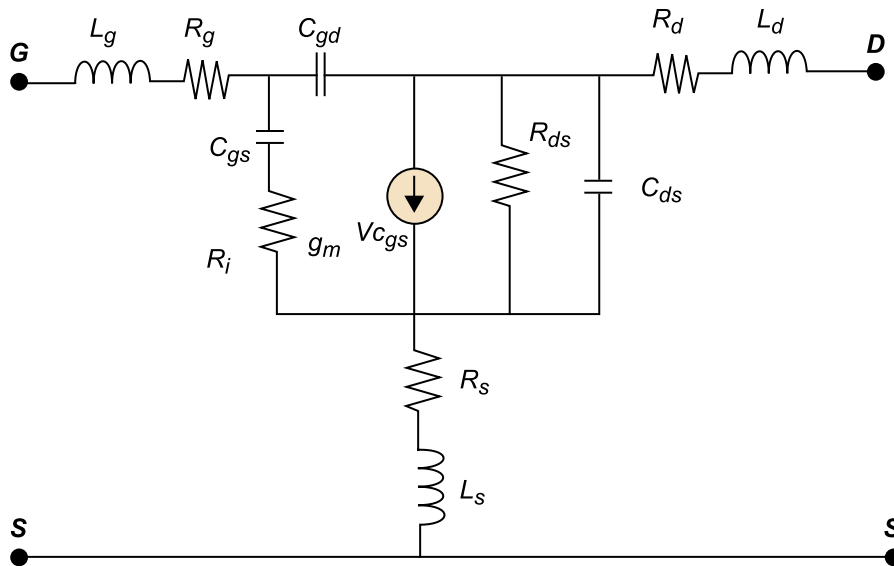
Veremos la aplicación mezclador con detalle en el apartado "El mezclador" del presente módulo.

En cualquier caso, el diseño deberá encontrar el mejor compromiso entre estos parámetros.

2.2. Circuito equivalente en pequeña señal

La figura 17 nos muestra el circuito equivalente en pequeña señal del transistor MESFET.

Figura 17. Circuito equivalente en pequeña señal de un transistor MESFET de canal N



Parámetros del modelo

Distinguimos parámetros ajenos a la unión semiconductor (extrínsecos) y los propios de su arquitectura (intrínsecos).

Los parámetros extrínsecos R_g , L_g , R_s , L_s , R_d , L_d son debidos a efectos parásitos del encapsulado y de conexión al circuito.

Los parámetros intrínsecos son los siguientes:

- R_i : Efecto resistivo del canal en la zona de la puerta. Valor típico $\sim 7 \Omega$.
- R_{ds} : Efecto resistivo del canal. Valor típico $\sim 400 \Omega$. Aplicando un desarrollo de Taylor en el punto de trabajo y quedándonos solo con el término lineal:

$$\frac{1}{R_{ds}} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{DSQ}} \quad 5.37$$

- C_{gs} : Capacidad puerta-canal surtidor. Valores típicos $\sim 0,3 \text{ pF}$.
- C_{ds} : Capacidad drenador-surtidor. Valores típicos $\sim 0,12 \text{ pF}$.
- C_{gd} : Capacidad puerta-canal drenador. Valores típicos $\sim 0,01 \text{ pF}$. Esta capacidad tiene una influencia muy importante en la estabilidad del circuito pues está relacionada con el parámetro S_{12} . Para un transistor unilateral, C_{gd} es nula.
- g_m : **transconductancia**. Este parámetro está relacionado con la ganancia del transistor y su parámetro S_{21} donde el puerto 2 sería el drenador y el

puerto 1 el surtidor. Valores típicos son ~ 40 mS. La fuente de corriente genera una $I_d = g_m V_{Cgs}$.

Aplicando un desarrollo de Taylor en el punto de trabajo obtenemos g_m :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GSQ}} \quad 5.38$$

2.3. Magnitudes más relevantes del transistor MESFET

Recordamos a continuación las magnitudes más relevantes de un transistor MESFET:

1) Frecuencia de transición f_T

Este parámetro nos da una idea de la máxima frecuencia en que el transistor es útil.

Se define la frecuencia de transición f_T del transistor como aquella en que la ganancia de cortocircuito G_i^{sc} es igual a la unidad.

Haciendo la aproximación de transistor unilateral ($C_{gd} \simeq 0$):

$$G_i^{sc} = \left| \frac{I_d}{I_g} \right| = \left| \frac{g_m V_{Cgs}}{I_g} \right| = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \quad 5.39$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad 5.40$$

2) Frecuencia máxima de oscilación

Es la máxima frecuencia a la que se puede conseguir resistencia negativa y, por consiguiente, es posible implementar un oscilador.

Se obtiene de la fórmula empírica:

$$f_{\text{máx}} [\text{GHz}] \cong \frac{40}{L [\mu\text{m}]} \quad 5.41$$

3) Ganancia máxima unilateral G_U

Tal como ya vimos en el módulo "Amplificadores lineales de microondas", y suponiendo que es un dispositivo unilateral ($S_{12} \simeq 0$):

$$G_U \approx \left(\frac{f_{\text{máx}}}{f} \right)^2 \quad 5.42$$

Tendremos, pues, una ganancia que va decayendo 20 dB por década.

A $f_{\text{máx}}$ la ganancia es 1.

4) Factor de ruido NF

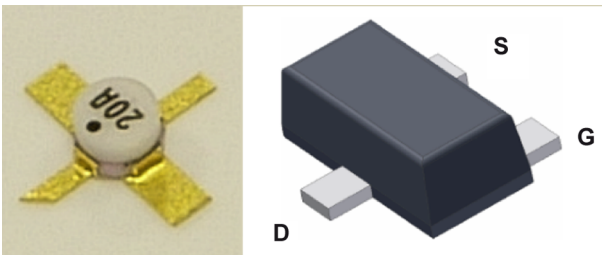
El factor de ruido mínimo de un transistor MESFET puede calcularse como:

$$NF_{\text{mín}} \approx 10 \log \left[1 + 0,27 * f * L * \sqrt{g_m (R_g + R_s)} \right] \quad 5.43$$

Minimizar el factor de ruido implica minimizar R_g , R_s y L .

La figura 18 muestra la imagen de dos transistores MESFET comerciales.

Figura 18. Imagen de transistores MESFET comerciales



Veamos a continuación un ejemplo de cálculo de estas magnitudes en un transistor MESFET comercial, a partir de las características suministradas por el fabricante.

Ejemplo 5

Para un transistor comercial tenemos los valores siguientes de su modelo de pequeña señal: $g_m = 45 \text{ mS}$; $R_g = 55 \text{ m}\Omega$; $R_s = 43 \text{ m}\Omega$; $L = 1 \text{ }\mu\text{m}$; $C_{gs} = 0,25 \text{ pF}$.

Se pide calcular los parámetros f_T , $f_{m\acute{a}x}$, G_U y $NF_{\text{m}\acute{i}n}$ cuando trabaja a $f = 6 \text{ GHz}$.

Solución

La frecuencia de transición será:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} = \frac{45 \text{ mS}}{2\pi \cdot 0,25 \text{ pF}} = 28,65 \text{ GHz} \quad 5.44$$

La frecuencia máxima de oscilación será:

$$f_{m\acute{a}x} [\text{GHz}] \cong \frac{40}{L [\text{um}]} = \frac{40}{1 \mu\text{m}} = 40 \text{ GHz} \quad 5.45$$

La ganancia a 6 GHz será:

$$G_U \approx \left(\frac{f_{m\acute{a}x}}{f} \right)^2 = \left(\frac{40 \text{ GHz}}{6 \text{ GHz}} \right)^2 = 44,44 = 16,47 \text{ dB} \quad 5.46$$

Por último, el factor de ruido:

$$NF_{\text{m}\acute{i}n} \approx 10 \log \left[1 + 0,27 * f * L * \sqrt{g_m (R_g + R_s)} \right] = 20,36 \text{ dB} \quad 5.47$$

Con este ejemplo finalizamos el apartado dedicado al transistor MESFET, en el que hemos visto sus características, parámetros más relevantes y circuito equivalente en pequeña señal. Todos estos elementos nos servirán para comprender mejor circuitos más avanzados de microondas, donde este tipo de transistor es muy utilizado como componente fundamental, tales como circuitos mezcladores, osciladores o multiplicadores. Pero antes veamos otro transistor, el BJT, que también puede utilizarse en estos circuitos.

Ved también

Los circuitos mezcladores, osciladores y multiplicadores se explican en los apartados "El mezclador", "Osciladores de microondas" y "Multiplicadores de frecuencia" del presente módulo.

3. El transistor bipolar BJT

El transistor bipolar tiene un modelo en pequeña señal muy similar al que hemos visto del transistor MESFET, pero las capacidades de la unión semiconductor son sensiblemente mayores, por lo que f_T es mucho menor. Sin embargo el parámetro g_m suele ser mayor, por lo que se pueden obtener mayores ganancias de amplificación, pero esta ventaja solo será aprovechable a bajas frecuencias.

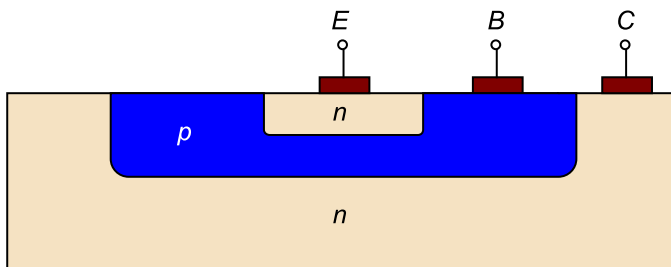
El transistor bipolar BJT⁽⁴⁾ ofrece una serie de ventajas respecto al MESFET cuando la frecuencia de trabajo es baja (aproximadamente por debajo de 2 GHz) como son, una mayor ganancia y un menor coste. Sin embargo, generan más señales espurias y más ruido que los MESFET.

⁽⁴⁾ Acrónimo del inglés *bipolar junction transistor*.

La máxima frecuencia de operación del transistor bipolar viene determinada por la longitud de su base, que en los diseños actuales es del orden de decenas de nanómetros. No obstante sigue siendo interesante en muchos circuitos, por lo que vamos a analizarlo de modo análogo a como hemos hecho con el transistor MESFET.

El transistor bipolar puede ser una unión N-P-N o bien una unión P-N-P. La figura 19 muestra la estructura semiconductor interna típica de un transistor bipolar NPN.

Figura 19. Estructura semiconductor interna de transistor bipolar NPN



Su característica principal es que la relación I - V entre la corriente de colector i_C y la tensión base-emisor V_{BE} sigue una ley exponencial de la forma:

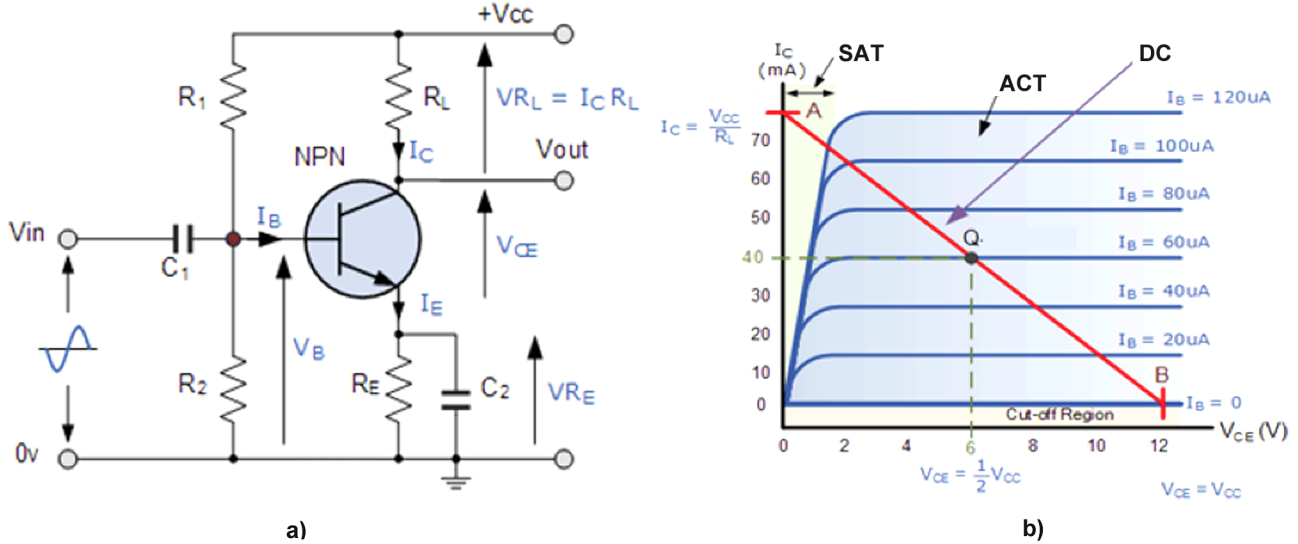
$$i_C(t) = I_{CSS} e^{\left[\frac{V_{BE}(t)}{V_T} \right]} \quad 5.48$$

Donde se ha definido **voltaje térmico** V_T , que a temperatura ambiente toma el valor:

$$V_T = \frac{KT}{q} \approx 25 \text{ mV} \quad 5.49$$

En la figura 20 se muestra un posible circuito típico de polarización de transistor bipolar (a) y a la derecha las gráficas típicas de la corriente de colector I_C en función de la tensión de colector a emisor V_{CE} y la corriente de base I_B (b).

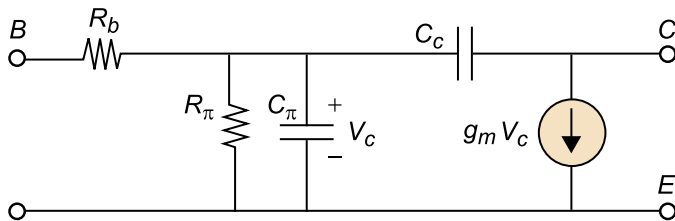
Figura 20. Circuito de polarización y característica I - V de transistor BJT



3.1. Circuito equivalente en pequeña señal

La figura 21 muestra el circuito equivalente de pequeña señal del transistor bipolar BJT.

Figura 21. Circuito equivalente en pequeña señal de un transistor BJT



Parámetros del modelo

Al igual que en el transistor MESFET, existen unos parámetros ajenos a la unión semiconductor (extrínsecos) y otros propios de su arquitectura y composición (intrínsecos). En esta ocasión vamos a centrarnos únicamente en estos últimos.

Los parámetros intrínsecos del transistor BJT son los siguientes:

- R_b : Resistencia de la base, típicamente $\sim 7 \Omega$.
- R_{π} : Efecto resistivo base-emisor, llamada resistencia equivalente π . Valor típico $\sim 110 \Omega$.
- C_{π} : Capacidad equivalente π . Valores típicos $\sim 18 \text{ pF}$.

- C_c : Capacidad de colector. Valores típicos ~ 18 pF. Esta capacidad tiene una influencia muy importante en la estabilidad del circuito pues está relacionada con el parámetro S_{12} .
- g_m : **transconductancia**. Este parámetro está relacionado con la ganancia del transistor (parámetro S_{21} donde el puerto 2 sería el drenador y el puerto 1 el surtidor). Valores típicos ~ 900 mS.

Si observamos los valores típicos para un transistor bipolar y para un MESFET, enseguida nos damos cuenta de las diferencias. Por ejemplo, $C_\pi = 18$ pF frente a $C_{ds} = 0,12$ pF (más de 100 veces superior) o g_m es del orden de 900 mS en un BJT y en el MESFET suele estar en torno a 40 mS.

Por tanto, vemos que la transconductancia es mucho mayor en el bipolar, lo que lleva a conseguir diseñar circuitos amplificadores o mezcladores con mayores ganancias con este tipo de transistor.

En cambio podemos apreciar cómo las capacidades son mucho mayores en el bipolar, provocando, por un lado, mayor riesgo de inestabilidad debido a C_c , que está relacionada con S_{12} , y, por otro, a una mayor limitación en frecuencia pues C_π reducirá mucho la tensión V_C a medida que la frecuencia aumente.

Frecuencia de transición f_T

De forma análoga a como vimos en los transistores MESFET, la máxima frecuencia de operación del transistor bipolar se puede obtener a partir de f_T que, como ya vimos al tratar el transistor MESFET, se define como aquella en que la ganancia de cortocircuito G_i^{sc} es igual a la unidad. Haciendo la aproximación de transistor unilateral ($C_C \simeq 0$) obtenemos:

$$G_i^{sc} = \left| \frac{I_d}{I_b} \right| = \left| \frac{g_m V_{C_\pi}}{I_b} \right| = \frac{g_m}{\omega C_\pi} \quad 5.50$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_\pi} \quad 5.51$$

Con esto finalizamos el presente apartado dedicado al transistor bipolar, en el que hemos visto sus características más importantes y su circuito equivalente en pequeña señal. Los conceptos analizados nos servirán como base para poder analizar circuitos más avanzados de microondas, en los que este tipo de transistor es pieza central, tales como mezcladores, osciladores o multiplicadores. Hasta este punto hemos analizado los dispositivos básicos (diodo y transistor) de un circuito de microondas. A partir de ahora vamos a ver tres tipos de circuito más avanzados en los que estos dispositivos son la parte fundamental.

Ved también

Los mezcladores, osciladores y multiplicadores se describen en detalle en los apartados siguientes de este módulo.

4. El mezclador

El mezclador es un **circuito no lineal** cuya misión es trasladar una señal que ocupa una determinada banda de frecuencias a otra banda diferente, es decir, se trata de un dispositivo avanzado de microondas que permite la **conversión de frecuencia** de una señal.

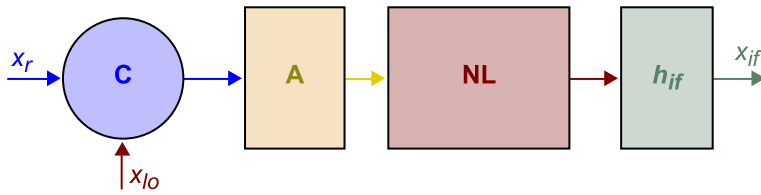
Para conseguir este objetivo, deberemos aprovechar alguna característica no lineal de los dispositivos básicos analizados en los apartados anteriores, esto es, el diodo y/o el transistor, de manera que al inyectar dos señales de frecuencias diferentes obtengamos a la salida combinaciones de armónicos de ambas, de entre las cuales seleccionaremos las que más nos interesan. Se tratará de hacer trabajar al dispositivo no lineal en un punto de trabajo tal que se optimice el nivel de señal de esa combinación de armónicos que nos interesa obtener, intentando minimizar todas las demás. Para ello se pueden utilizar diferentes estructuras que permiten mejorar unas propiedades u otras del dispositivo final. Dependerá de la aplicación que se elegirá entre una u otra estructura.

En el presente apartado se hace primero un análisis del diagrama de bloques genérico de un mezclador, para posteriormente realizar un análisis no lineal del comportamiento del dispositivo. A continuación se hace un recordatorio de las principales figuras de mérito que caracterizan a este dispositivo para posteriormente pasar a analizar una primera estructura mezcladora: el mezclador simple con diodo. Luego se analiza el mezclador simple con transistor MESFET, y después el mezclador simple con transistor bipolar. Se continúa avanzando en el análisis de estructuras más complejas de circuitos mezcladores, como el mezclador equilibrado y el doblemente equilibrado con sus variantes: pasiva mediante puente de diodos y activa como la célula de Gilbert. También se analiza otra estructura mezcladora diseñada para rechazar la frecuencia imagen. Finalmente, se analizan algunas aplicaciones de los mezcladores y, en el apartado "Resumen y tabla comparativa", se hace un resumen con una tabla comparativa entre las ventajas e inconvenientes de cada uno de los tipos de mezcladores analizados.

4.1. Diagrama de bloques

Cualquier tipo de mezclador, ya sea construido a base de diodos, o a base de transistores o con cualquier otra arquitectura, responderá siempre al diagrama de bloques de la figura 22.

Figura 22. Diagrama de bloques de un mezclador genérico



Las señales que intervienen en un mezclador son las siguientes:

- x_r : es la señal de microondas de frecuencia f_r la cual queremos trasladar a otra frecuencia f_{if} . Se conoce como **señal de RF o moduladora**.
- x_{lo} : es la señal de microondas de frecuencia f_{lo} que utilizaremos para trasladar la señal de RF a la frecuencia deseada f_{if} . Se conoce como **señal de oscilador local**.
- x_{if} : es la señal resultante de combinar las dos anteriores y se conoce como **señal de frecuencia intermedia**. Su frecuencia f_{if} es una combinación de armónicos de f_r y f_{lo} .

Los diferentes bloques que componen el mezclador son los siguientes:

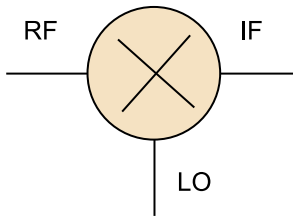
- **Combinador (C)**: Este primer bloque consiste en un circuito donde se combinan las dos señales, x_r y x_{ol} , que nos interesa mezclar. Generalmente se utilizan acopladores direccionales o híbridos.
- **Red de adaptación (A)**: En microondas siempre deberemos poner especial cuidado en asegurar una buena adaptación de impedancias con objeto de conseguir la máxima transferencia de potencia y sobre todo, evitar señales reflejadas. Para ello, deberemos incluir una red de adaptación, que normalmente será reactiva, para no introducir pérdidas de señal. Habrá que tener en cuenta que esta red reactiva es selectiva en frecuencia.
- **Circuito no lineal (NL)**: Esta es la pieza clave de un mezclador, sin la cual no sería posible cumplir su objetivo. Se trata de aprovechar la no linealidad de un dispositivo básico (diodo, transistor o combinaciones de ellos) para conseguir mezclar la frecuencia f_r de x_r con la frecuencia f_{lo} de x_{lo} para generar una nueva frecuencia f_{if} . Es decir, estaremos desplazando el espectro de las dos señales de entrada a diferentes bandas de frecuencias, dependiendo del tipo de no linealidad (cuadrática, cúbica, exponencial, etc.). Se trata de saber controlar la no linealidad para optimizar la intermodulación que nos interese, es decir, encontrar el punto de trabajo óptimo del dispositivo no lineal para maximizar la conversión a la frecuencia f_{if} deseada.
- **Filtro de IF**: Una vez las dos señales han pasado por el dispositivo no lineal, se habrán generado multitud de intermodulaciones. Se trata, en este

punto, de seleccionar tan solo la frecuencia f_{if} que sea de nuestro interés, mediante un filtro de respuesta h_{if} que deje pasar solo esta frecuencia y rechace el resto.

El mezclador es, por tanto, un circuito de tres puertos, RF , LO e IF , que se simboliza como lo muestra la figura 23:

- RF simboliza el puerto de **radiofrecuencia**.
- LO es el puerto denominado **oscilador local**.
- IF es el puerto de **frecuencia intermedia**.

Figura 23. Símbolo del mezclador



4.2. Análisis no lineal

Si utilizamos un desarrollo de Taylor para aproximar la no linealidad del dispositivo y, suponiendo dos señales de diferentes frecuencias a su entrada tales como:

$$x_r = v_r \cos \omega_r t \quad x_{lo} = v_{lo} \cos \omega_{lo} t \quad 5.52$$

Tendremos que la señal a la salida del mezclador se podrá expresar como:

$$x_{if} = \left\{ \sum_{i=0}^{\infty} [v_r \cos \omega_r t + v_{lo} \cos \omega_{lo} t]^i \right\} * h_{if}(t) \quad 5.53$$

1) Análisis para una no linealidad cuadrática $i = 2$

Analicemos el caso particular del término *cuadrático* dejando de lado el resto de términos i . La ecuación 5.53 quedará reducida a la expresión siguiente:

$$x_{if} = [v_r \cos \omega_r t + v_{lo} \cos \omega_{lo} t]^2 * h_{if}(t) \quad 5.54$$

Desarrollándola:

$$x_{if} = [v_r^2 \cos^2 \omega_r t + v_{lo}^2 \cos^2 \omega_{lo} t + 2v_r v_{lo} \cos \omega_r t \cos \omega_{lo} t] * h_{if}(t) \quad 5.55$$

$$x_{if} = \frac{1}{4} \left[v_r^2 + v_{lo}^2 + v_r^2 \cos 2\omega_r t + v_{lo}^2 \cos 2\omega_{lo} t + \right. \\ \left. + 2v_r v_{lo} \cos (\omega_r - \omega_{lo}) t + 2v_r v_{lo} \cos (\omega_{lo} + \omega_r) t \right] * h_{if}(t) \quad 5.56$$

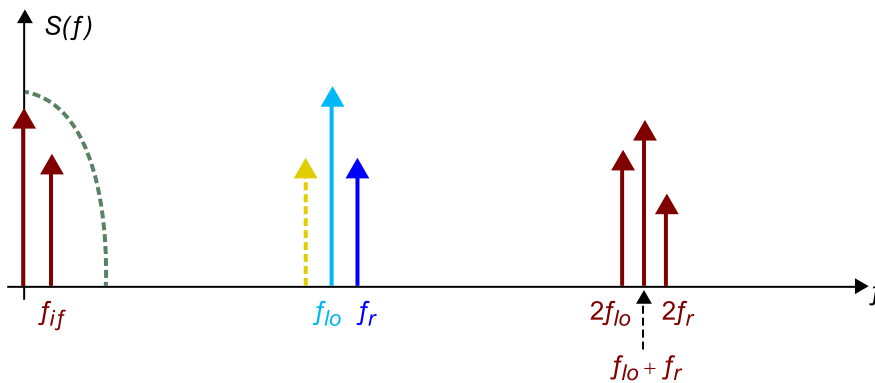
Vemos que, si bien a la entrada solo teníamos dos frecuencias f_r y f_{lo} , a la salida del mezclador se ha generado una componente continua, otra componente a $2f_r$, otra a $2f_{lo}$ y por último, dos componentes intermedias, $(f_r - f_{lo})$ denominada *LSB*⁵ y $(f_{lo} + f_r)$ denominada *USB*⁶.

⁽⁵⁾ Acrónimo del inglés *lower side band*.

⁽⁶⁾ Acrónimo del inglés *upper side band*.

La figura 24 muestra el espectro de señales generadas a la salida, en rojo, y las señales a la entrada, en azul, mientras que en color amarillo se simboliza la llamada frecuencia imagen, cuyo significado se explica más adelante.

Figura 24. Espectro de las señales que intervienen en un mezclador con no linealidad cuadrática



Una posibilidad para implementar un mezclador sería que el filtro h_{if} seleccionara tan solo la componente continua y la componente $f_{if} = |f_r - f_{lo}|$ representado por la línea verde discontinua en la figura 24, tratándose en este caso de un filtro paso-bajo. La componente continua es fácilmente eliminada *a posteriori* mediante un simple condensador de desacoplo en serie. En este caso, pues, estaríamos seleccionando tan solo la *LSB* y rechazando el resto de señales a la salida, incluida la *USB*, por lo que tendríamos un mezclador que actúa como **modulador SSB**⁷ pues rechazamos una de las dos frecuencias intermedias, siendo finalmente $f_{if} = |f_r - f_{lo}|$ la banda escogida. Si conserváramos ambas utilizando otro filtro adecuado (*LSB* y *USB*) entonces al modulador se le llamaría *DSB*⁸.

⁽⁷⁾ Acrónimo del inglés *single side band*.

⁽⁸⁾ Acrónimo del inglés *double side band*.

2) Frecuencia imagen

Un fenómeno que habrá que tener muy en cuenta en los mezcladores es el de la llamada frecuencia imagen. Para el caso analizado, tenemos que $f_r = f_{lo} + f_{if}$. Entonces, una señal x_i que estuviera centrada a una frecuencia $f_i = f_{lo} - f_{if}$, haciendo el mismo análisis que para el caso anterior, veríamos que produciría una frecuencia intermedia que cae exactamente en la misma banda que la producida por la señal x_r , debido al valor absoluto de la diferencia: $f_{if} = |f_r - f_{lo}|$.

Por tanto, si a la entrada del mezclador hubiera una señal indeseada centrada a esta frecuencia imagen, sufriríamos una interferencia directamente sobre la señal útil de frecuencia intermedia, x_{if} .

Esta frecuencia f_i es la que se conoce con el nombre de **frecuencia imagen**. En la figura 24 se ha dibujado dónde estaría ubicada, con una línea discontinua en amarillo.

Para evitarla se puede recurrir al filtrado, pero debido a la proximidad con la señal útil, es muy difícil conseguirlo, debería ser un filtro extremadamente selectivo, imposible de implementar en la mayoría de los casos prácticos. Otra estrategia que resulta más efectiva es la utilización de estructuras mezcladoras especiales que cancelen los efectos de esta señal y consecuentemente minimicen su interferencia, como es el caso del mezclador equilibrado que veremos más adelante.

La frecuencia imagen no tiene por qué ser debida a señales interferentes externas al mezclador, en ocasiones puede estar generada por el propio sistema, como vamos a ver en el ejemplo siguiente, por lo que un filtro, aunque pudiera implementarse, no solucionaría el problema.

Ejemplo 6

Sea un mezclador con no linealidad cuadrática, es decir, consideramos el término $[]^2$ de la ecuación 5.53. La señal de oscilador local es de $f_{lo} = 2,450$ GHz y la señal de RF a convertir en frecuencia es de $f_r = 2,440$ GHz. Se pide calcular la frecuencia intermedia f_{if} para el caso de modulador *SSB* seleccionando la *LSB* y determinar cuál es la frecuencia imagen para este caso.

Solución

Según la ecuación 5.56 tendremos componente continua, componente a $2f_r$, otra a $2f_{lo}$ y por último, dos componentes intermedias, $|f_r - f_{lo}|$ y $(f_{lo} + f_r)$. Como nos piden *SSB* seleccionaremos con un filtro adecuado bien $|f_r - f_{lo}|$ o bien $(f_{lo} + f_r)$, y como nos piden *LSB* seleccionaremos $|f_r - f_{lo}|$ mediante un filtro paso-bajo. Por tanto la frecuencia intermedia será:

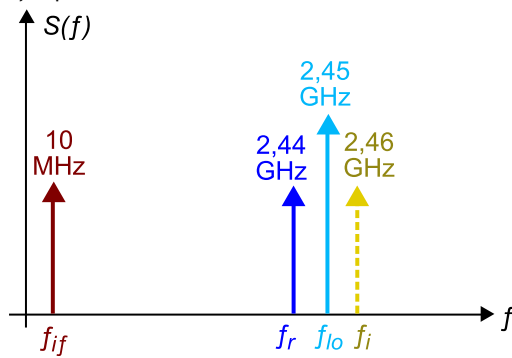
$$f_{if} = |f_r - f_{lo}| = |2,440 \text{ GHz} - 2,450 \text{ GHz}| = 10 \text{ MHz} \quad 5.57$$

Para encontrar la frecuencia imagen f_i podemos partir de la frecuencia intermedia encontrada f_{if} y sumarle la de oscilador local f_{lo} :

$$f_i = f_{if} + f_{lo} = 10 \text{ MHz} + 2,450 \text{ GHz} = 2,460 \text{ GHz} \quad 5.58$$

La figura 25 ilustra donde se ubica cada frecuencia.

Figura 25. Espectro de las señales que intervienen en el mezclador con no linealidad cuadrática del ejemplo 6



Notar que en este ejemplo la frecuencia imagen y la frecuencia RF han intercambiado su posición respecto a la del oscilador local, comparado con las de la figura 24.

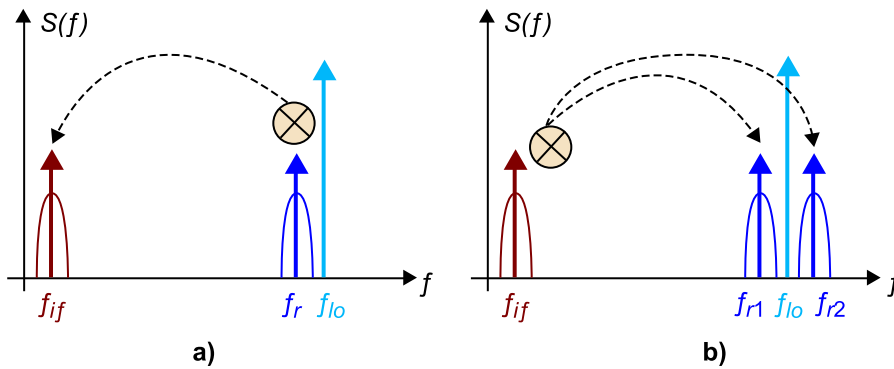
El caso de mezclador con no linealidad cuadrática que selecciona solo la *LSB* que hemos estudiado anteriormente es la base de un **receptor heterodino** de conversión a baja frecuencia o *downconverter*.

Este tipo de receptores han supuesto un avance importante en las comunicaciones de radio debido a la posibilidad que ofrecen de amplificar a baja frecuencia señales que en origen son de alta frecuencia gracias a la conversión que realiza el mezclador. Los amplificadores de baja frecuencia son mucho menos ruidosos que los de frecuencias elevadas, mejorándose de este modo la sensibilidad del receptor respecto a uno de conversión directa.

Otra ventaja importante es que, modificando la frecuencia del oscilador local, LO , se puede sintonizar fácilmente de entre diferentes portadoras dentro de un amplio ancho de banda, evitando así tener que usar un amplificador de banda ancha que abarque todas las frecuencias y bastando con un único amplificador de banda estrecha y baja frecuencia para cubrir la recepción de todas las portadoras de la banda a sintonizar.

El mezclador se puede utilizar también para convertir de una frecuencia baja a otra mayor, esto es, como *upconverter*, donde $f_r = f_{lo} + f_{if}$, especialmente indicado en transmisores, y muy útil teniendo en cuenta que un mismo oscilador local LO se puede utilizar tanto para el subsistema transmisor como para el receptor.

La figura 26 ilustra el concepto de utilización del mezclador como conversor a baja frecuencia o *downconverter* a la izquierda, o como conversor a alta frecuencia o *upconverter* a la derecha.

Figura 26. a) Mezclador como *downconverter*. b) Mezclador como *upconverter*

4.3. Figuras de mérito del mezclador

Antes de comenzar a analizar diferentes estructuras de circuitos mezcladores, conviene hacer un repaso de las principales figuras de mérito de un mezclador con objeto de comprender mejor los conceptos que se van a tratar.

4.3.1. Ganancia de conversión

La **ganancia de conversión** de un mezclador se define como la relación entre el nivel de potencia de la señal ya convertida en frecuencia a su salida, P_{if} y el nivel de potencia disponible de la señal que se quiere convertir a la entrada, P_{rav}

$$G_C = 10 \log \left(\frac{P_{if}}{P_{rav}} \right) \quad 5.59$$

En ocasiones, en lugar de ganancia de conversión se habla de **pérdidas de conversión** L_C . Su definición se hace a la inversa:

$$L_C = 10 \log \left(\frac{P_{rav}}{P_{if}} \right) \quad 5.60$$

Notar que la definición así realizada se refiere a un mezclador como conversor a frecuencias bajas. Para un conversor a frecuencias altas, invertiríamos las potencias de IF y RF en las ecuaciones 5.59 y 5.60, dado que entonces IF sería el puerto de entrada y RF el puerto de salida.

Los valores típicos en un mezclador pasivo con diodos son del orden de $G_C \simeq -6$ dB (o $L_C \simeq 6$ dB) y su valor depende en gran medida de la potencia entregada al puerto LO . Los valores típicos óptimos de potencia de oscilador local que maximizan G_C , están alrededor de $P_{lo} \simeq +7$ dBm en el caso de un mezclador con diodos.

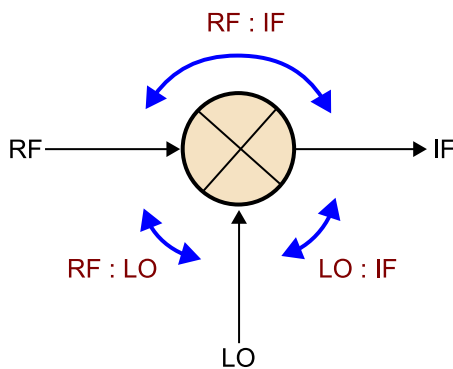
En mezcladores activos con transistor, la ganancia de conversión es positiva, con valores típicos del orden de $G_C \simeq +10$ dB y la potencia necesaria de oscilador local suele ser menor, del orden de $P_{lo} \simeq +3$ dBm.

4.3.2. Aislamiento entre puertos

El aislamiento entre puertos es una manera de medir y cuantificar el nivel de acoplamiento de la señal de un puerto en el otro.

Dado que el mezclador es un dispositivo de tres puertos, se pueden definir los siguientes tres aislamientos mostrados en la figura 27.

Figura 27. Aislamientos entre puertos en un mezclador



De forma analítica, los aislamientos entre los puertos de un mezclador se definen de la manera siguiente:

- **Aislamiento LO-RF:** es la relación entre el nivel de señal LO aplicado a este puerto, P_{lo} y el nivel de esta señal que aparece por el puerto RF, $P_{lo|r}$:

$$I_{lo-r} = 10 \log \left(\frac{P_{lo}}{P_{lo|r}} \right) \quad 5.61$$

- **Aislamiento LO-IF:** es la relación entre el nivel de señal LO aplicado a este puerto, P_{lo} y el nivel de esta señal que aparece por el puerto IF, $P_{lo|if}$:

$$I_{lo-if} = 10 \log \left(\frac{P_{lo}}{P_{lo|if}} \right) \quad 5.62$$

- **Aislamiento RF-IF:** es la relación entre el nivel de señal RF aplicado a este puerto, P_r y el nivel de esta señal que aparece por el puerto IF, $P_r|if$:

$$I_{r-if} = 10 \log \left(\frac{P_r}{P_r|if} \right) \quad 5.63$$

Es importante que los aislamientos sean lo más elevados posible, pues cualquier pequeña desadaptación hace que muchos armónicos y productos de intermodulación sean reflejados y regresen de vuelta al mezclador, que a su vez generará nuevos espurios. Además, amplificadores de etapas posteriores

pueden verse afectados por estas señales que, aunque estén fuera de la banda de trabajo, pueden provocar intermodulaciones que sí caigan en la banda de interés. También, en receptores es importante el aislamiento *LO-RF* para evitar radiar con la antena receptora la frecuencia del oscilador local e interferir a otros sistemas de comunicación RF.

4.3.3. Adaptación

En un mezclador es muy importante conseguir una buena adaptación de impedancias en sus puertos a sus respectivas frecuencias de trabajo, para evitar reflexiones que, debido a la naturaleza no lineal del dispositivo, puedan provocar intermodulaciones en la banda de trabajo.

4.3.4. Factor de ruido

El factor de ruido de un mezclador se define como la relación entre la relación señal a ruido, *SNR*, a su entrada y la *SNR* a su salida:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad 5.64$$

Debido al fenómeno de la frecuencia imagen, en un mezclador, además del ruido de la banda de trabajo, se nos añade el ruido existente en la banda de la frecuencia imagen, y esto no es posible evitarlo por la dificultad de hacer un filtro tan selectivo. Por este motivo, el mejor de los mezcladores nunca tendrá un factor de ruido mejor a 3 dB.

Así, por ejemplo, para el caso de un conversor a baja frecuencia o *downconverter* deberemos considerar el ruido de la banda centrada a f_r que será:

$$P_{Ninput} = K(T_0 + T_e)BG \quad 5.65$$

Pero además tendremos la misma aportación de ruido por parte de la frecuencia imagen, sumándose ambas potencias equivalentes de ruido en la banda f_{if} .

Por tanto el factor de ruido a f_{if} será:

$$F_{if} = \frac{2K(T_0 + T_e)BG}{KT_0BG} = 2F_{MIXER} \quad 5.66$$

Es decir, aunque consiguiéramos hacer un mezclador perfecto con componentes de factor de ruido 0 dB, el factor de ruido del mezclador sería como mínimo 3 dB.

Ved también

Se trata del mismo concepto que ya vimos en el módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico.

Ved también

Véase el apartado "Figuras de mérito de amplificadores" del "Anexo" de este material didáctico.

El factor de ruido de un mezclador es importante dado que este dispositivo acostumbra a ser uno de los primeros circuitos en la cadena receptora, por lo que tendrá mucha influencia en las características finales del receptor.

4.3.5. Nivel de cancelación de modulación AM en el oscilador local

Otra figura de mérito importante en un mezclador es la que mide su estabilidad en su comportamiento y características ante cambios en el nivel de señal a la entrada de sus puertos. Generalmente, en los mezcladores las señales útiles serán la del puerto *RF* y la del puerto *IF*. El puerto de oscilador local se excitará con una señal que por sí misma no contiene información, simplemente la usamos a modo de "palanca" para desplazar, bien la señal de *RF* a una frecuencia *IF* menor (en modo *downconverter*), o bien la señal de *IF* a una frecuencia *RF* mayor (en modo *upconverter*). Esta señal de *LO* debe tener un nivel adecuado para hacer trabajar al dispositivo no lineal (diodo, transistor, etc.) en una zona determinada de trabajo. Si su nivel de potencia varía con el tiempo, o por ejemplo, tiene asociada una modulación de AM, esto hará que el dispositivo no lineal trabaje en diferentes zonas, afectando de distinta manera a la conversión de frecuencia de la señal y, por tanto, distorsionándola.

Con objeto de minimizar estos efectos, aparte de, obviamente, procurar aplicar una señal con un nivel lo más constante posible al puerto *LO*, se recurre también a arquitecturas circuitales que minimicen este fenómeno, como pueden ser los llamados **mezcladores equilibrados** los cuales analizaremos más adelante.

4.3.6. Nivel de intermodulación

Por último, dada la naturaleza no lineal que le estamos exigiendo al mezclador para poder realizar la conversión de frecuencias, se generarán además multitud de armónicos y productos de intermodulación adicionales no deseados, que harán perder ganancia de conversión pero que, además, también pueden llegar a distorsionar la señal debido a que algunos de ellos pueden caer en la banda de la señal útil. Este fenómeno no es solo característico de los mezcladores sino que aparece en cualquier dispositivo activo no lineal, que son todos. Así, para un dispositivo no lineal podemos escribir su función de transferencia en tensión como una serie de Taylor:

$$v_o = k_0 + k_1 v_i + k_2 v_i^2 + k_3 v_i^3 + \dots \quad 5.67$$

donde podemos apreciar que la aportación de cada término v_i^n depende del valor de su constante k_n .

Ved también

Véase el módulo "Amplificadores lineales de microondas" y el "Anexo" del material didáctico.

Para un amplificador ya vimos que interesa que k_1 (que es su ganancia) predomine respecto a todos los demás (idealmente, todos cero excepto este), de manera que tengamos a la salida una réplica exacta de la entrada, amplificada por un valor k_1 .

En un mezclador, en cambio, no interesa tener el término lineal $k_1 v_i$ y, en cambio, normalmente interesa tener solamente el término cuadrático (en algunos casos como en mezcladores subarmónicos interesa el término cúbico), es decir, que k_2 predomine ampliamente sobre el resto de constantes k_j ($j \neq 2$). Idealmente interesaría que el resto fueran nulas, incluida k_1 que, en un mezclador, no interesa dado que provoca un bajo aislamiento entre puertos. Es más, de los armónicos producidos por el término cuadrático, tan solo nos interesará uno (caso de modulador *SSB*) o como mucho dos (caso de modulador *DSB*).

En general, dados dos tonos a la entrada de un dispositivo no lineal, se generarán infinitos armónicos de la forma:

$$\pm m\omega_r \pm n\omega_{lo} \quad 5.68$$

de los que, en un amplificador, solo interesarán los armónicos ω_r y ω_{lo} mientras que, en un mezclador, normalmente solo interesará el producto $\omega_r - \omega_{lo}$ en el caso de un *downconverter*, o el $\omega_r + \omega_{lo}$ en el caso de *upconverter* (véase la figura 26).

Por tanto, para el caso de un mezclador, tendremos que considerar también la figura de mérito del **nivel de intermodulación**, que se medirá con los denominados **puntos de intercepción**, de forma análoga a como lo hacemos para los amplificadores.

Del mismo modo que ocurría en los amplificadores, se podrán definir también otras dos figuras de mérito en los mezcladores. Son el **punto de compresión a -1 dB** y el **margen dinámico libre de espurios (SFDR)**.

La figura 28 muestra diferentes implementaciones de mezcladores comerciales, desde los encapsulados conectorizados (conector SMA), los de tipo Min-Pac, los encapsulados MMIC de montaje superficial SMD, o los de soldadura directa sobre la oblea de silicio de dimensiones inferiores al milímetro, que requieren de la técnica de soldadura microscópica conocida como *wire bonding*.

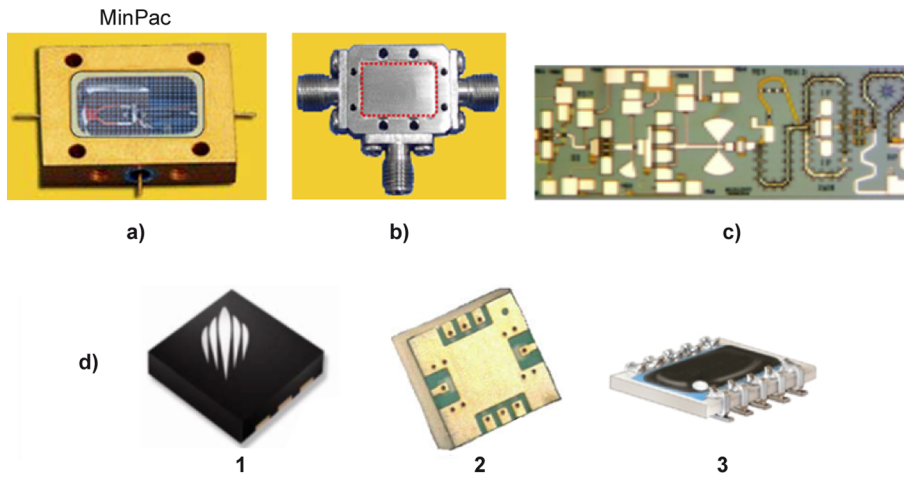
Ved también

Véase el módulo "Amplificadores lineales de microondas" y el "Anexo" del material didáctico.

Ved también

Su significado es el mismo que en el módulo "Amplificadores lineales de microondas" y el "Anexo" del material didáctico.

Figura 28. Diferentes implementaciones de mezcladores comerciales. a) En formato MinPac. b) Conectorizados con conectores SMA. c) Micrométrico directamente en oblea de silicio. d) En formato MMIC SMD



Ejemplo 7

Dado el mezclador PE4140 con las características de la tabla 1, se desea realizar una conversión de frecuencia desde el puerto de RF a 2.070 MHz al puerto IF a 70 MHz. Se pide:

- 1) Cuál será el máximo nivel de señal que es posible obtener en el puerto IF a 70 MHz antes de llegar al nivel de compresión a menos 1 dB.
- 2) Cuál será el nivel de señal del oscilador local a 2.000 MHz que se obtiene a la salida IF suponiendo que la potencia de oscilador local es de +17 dBm.
- 3) Determinar cuál será el SFDR del mezclador si sabemos que su factor de ruido SSB es $N_{FSB} = 9$ dB, el ancho de banda de la señal es $B = 10$ MHz y la temperatura ambiente es $T = 298$ K.

Tabla 1. Características del mezclador comercial PE4140

Parameter	Minimum	Typical	Maximum	Units
Frequency Range**				
LO	1630	—	2130	MHz
RF	1700	—	2200	MHz
IF		70		MHz
Conversion Loss** (Includes balun losses)		8,5		dB
Isolation**				
LO-RF		36		dB
LO-IF		26		dB
Input IP3**		32		dBm
Input 1 DB Compression**		22		dBm

Fuente: Extraído de Peregrine Semiconductor (2005-2009). Peregrine Semiconductor Corp. PE4140. Document Number 70-0089-09.

Solución

1) De la tabla 1 de datos del mezclador sabemos que $P_{r-1dB} = 22$ dBm. Este será el máximo nivel de la señal RF a 2.070 MHz que podremos inyectar a la entrada del mezclador antes de entrar en compresión. Por otro lado, las pérdidas de conversión son $L_c = 8,5$ dB, lo que significa que a la salida del puerto IF tendremos una señal de 70 MHz con un nivel:

$$P_{if-1dB} = P_{r-1dB} - L_c = 22 \text{ dBm} - 8,5 \text{ dB} = 13,5 \text{ dBm} \quad 5.69$$

2) Por un lado la potencia de oscilador local es $P_{lo} = +17$ dBm. Por otro lado el aislamiento típico entre los puertos LO e IF es de 26 dB. Por lo tanto, el nivel de señal LO a la salida IF será:

$$[P_{lo}]_{if} = P_{lo} - I_{lo-if} = +17 \text{ dBm} - 26 \text{ dB} = -9 \text{ dBm} \quad 5.70$$

3) Para calcular el *SFDR* necesitamos conocer dos parámetros: el nivel de ruido a la entrada *RF* y el nivel de señal a la entrada *RF* para el cual el nivel de la intermodulación de tercer orden a la salida del puerto *IF* iguale al nivel de ruido en ese puerto.

El nivel de ruido a la entrada *RF* será:

Ved también

Las ecuaciones las encontraréis en el subapartado "Figura de ruido" del "Anexo" del material didáctico.

$$N_r = kT_0B = 1,38 * 10^{-23} \text{ J/K} * 298 \text{ K} * 10^7 \text{ Hz} = 4,11 * 10^{-14} \text{ W} = 103,86 \text{ dBm} \quad 5.71$$

Y ahora calculamos el nivel de ruido a la salida *IF*:

$$N_{if} = N_r - L_c + NF_{SSB} + 3 \text{ dB} = 103,86 \text{ dBm} - 8,5 \text{ dB} + 9 \text{ dB} + 3 \text{ dB} = -100,36 \text{ dBm} \quad 5.72$$

Notar cómo hemos añadido 3 dB al ruido SSB de la entrada, debido a que debemos considerar que se añadirá a la salida *IF* el mismo nivel de ruido debido a la frecuencia imagen ubicada en:

$$f_i = 2.000 \text{ MHz} - 70 \text{ MHz} = 1.930 \text{ MHz} \quad 5.73$$

Ahora ya no queda más que averiguar cuál es el nivel de señal a la entrada *RF* para el cual a la salida *IF* obtenemos $-100,36 \text{ dBm}$ de intermodulación de tercer orden.

De la tabla 1 sabemos que $IIP_3 = 32 \text{ dBm}$. Entonces debe cumplirse:

$$OIP_3 = IIP_3 - L_c = 32 \text{ dBm} - 8,5 \text{ dB} = 23,5 \text{ dBm} \quad 5.74$$

$$OIP_3 - N_{if} = m * (IIP_3 - P_r) \quad 5.75$$

donde $m = 3$, dado que es la intermodulación de tercer orden.

Despejando P_r :

$$P_r = IIP_3 - \frac{OIP_3 - N_{if}}{m} = 32 \text{ dBm} - \frac{23,5 \text{ dBm} - (-100,36 \text{ dBm})}{3} = -9,28 \text{ dBm} \quad 5.76$$

Finalmente, podemos obtener ya el *SFDR*:

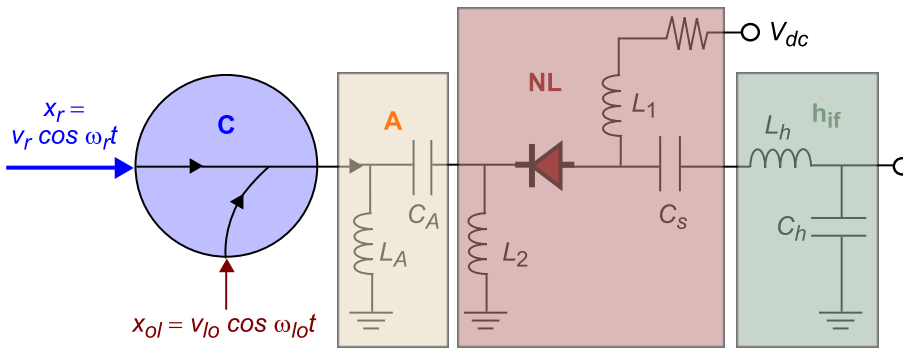
$$SFDR = P_r - N_r = -9,28 \text{ dBm} - (-103,86 \text{ dBm}) = 94,57 \text{ dB} \quad 5.77$$

4.4. Mezclador simple con diodo

El mezclador más simple que se puede implementar incorpora un simple diodo como dispositivo no lineal. Esta estructura de mezclador normalmente formará parte de estructuras más complejas, pero puede ser suficiente en algunos casos donde la frecuencia de trabajo sea muy elevada y, por tanto, se requiera la máxima simplicidad de circuitos, o donde el coste sea un aspecto completamente prioritario.

En la figura 29 podemos ver un esquema de este mezclador simple.

Figura 29. Mezclador simple con diodo. Distinguimos un subcircuito combinador, C, red de adaptación, A, circuito no lineal, NL, y filtro, h_{if}



Sean las señales de entrada al mezclador:

$$x_r = v_r \cos \omega_r t \text{ y } x_{ol} = v_{lo} \cos \omega_{lo} t \tag{5.78}$$

Se combinan inicialmente por medio de un subcircuito combinador (C) y se adaptan a la impedancia del diodo mediante una red de adaptación (A), de manera que a la entrada del diodo tendremos la suma de las dos señales:

$$v = v_r \cos \omega_r t + v_{lo} \cos \omega_{lo} t \tag{5.79}$$

El diodo se polariza adecuadamente con una corriente, I_0 , mediante una resistencia y la tensión continua V_{dc} , inyectada a través de las bobinas de choque L_1 y L_2 o bien utilizando las técnicas de polarización *microstrip*, para que trabaje en una zona no lineal, buscando potenciar el término cuadrático para generar la frecuencia intermedia deseada, por ejemplo $\omega_r - \omega_{lo}$.

Según la aproximación de pequeña señal del diodo tenemos que la corriente que atraviesa el diodo, I , cumple la ecuación:

$$I(V) = I_0 + i = I_0 + v g_d + \frac{v^2}{2} g'd + \dots \tag{5.80}$$

Tendrá, pues, una componente continua, I_0 (la polarización) fácilmente eliminable mediante un condensador de desacoplo en serie C_s , los armónicos ω_r y ω_{lo} debidos al término lineal, $v g_d$ que también se podrán filtrar sin dificultad, y además tendremos el término cuadrático, que es el que nos interesa:

$$i = \frac{v^2}{2} g'd \tag{5.81}$$

Sustituyendo v por la ecuación 5.79:

$$i = \frac{g'd}{4} \left[v_r^2 + v_{lo}^2 + v_r^2 \cos 2\omega_r t + v_{lo}^2 \cos 2\omega_{lo} t + 2v_r v_{lo} \cos (\omega_r - \omega_{lo})t + 2v_r v_{lo} \cos (\omega_{lo} + \omega_r)t \right] \tag{5.82}$$

Ved también

Las técnicas de polarización *microstrip* se describen en el apartado "Técnicas de polarización de transistores de microondas", del módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico.

Ved también

La aproximación de pequeña señal del diodo se analiza en el apartado "Unión P-N" del "Anexo" del material didáctico.

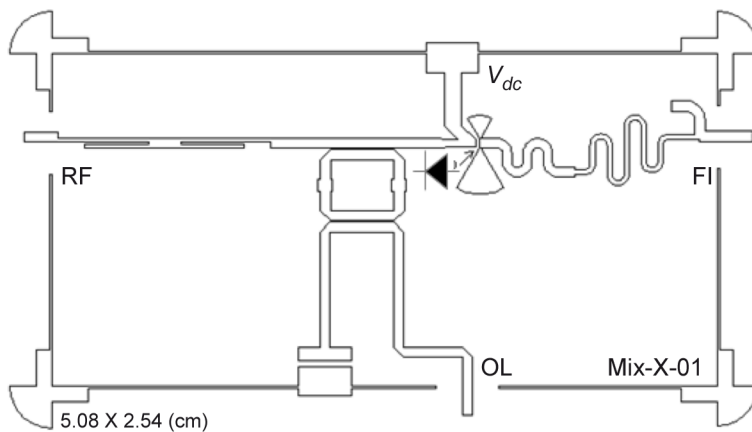
Mediante un sencillo filtro paso-bajo, de respuesta h_{fi} , podremos seleccionar tan solo el término de frecuencia intermedia deseado, $\omega_r - \omega_{lo}$ y rechazar todos los demás, gracias a su lejanía: el de continua, el $(\omega_{lo} + \omega_r)$ y los de frecuencia doble $2\omega_r$ y $2\omega_{lo}$, todos ellos situados a una octava o, en el caso de la continua, fácilmente eliminable mediante el condensador de desacoplo C_s .

Por tanto nos quedamos solo con el término:

$$\frac{g'd}{2} v_r v_{lo} \cos(\omega_r - \omega_{lo})t \quad 5.83$$

La figura 30 muestra un ejemplo de implementación física de mezclador simple con diodo, donde se aprecia que el combinador se ha realizado mediante un acoplador híbrido con tecnología *microstrip* y la alimentación del diodo utiliza *stubs* de baja impedancia también *microstrip*. La salida a frecuencia intermedia implementa un filtro también con esta tecnología.

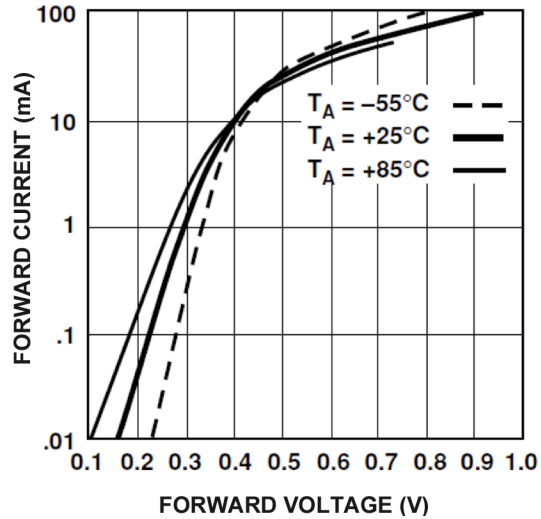
Figura 30. Ejemplo de implementación *microstrip* de mezclador simple con diodo



Ejemplo 8

Sea un mezclador simple como el de la figura 29 implementado con el diodo de microondas HSMS-286B. Dada su característica $I-V$ extraída de su hoja de datos según se ve en la figura 31, seleccionar un punto de trabajo para conseguir que su comportamiento sea útil como mezclador, teniendo en cuenta que queremos convertir una señal de 3 GHz a 200 MHz y la tensión de alimentación es $5 V_{dc}$. Deducir la corriente de microondas generada en el diodo a la frecuencia intermedia de 200 MHz para una señal de RF a la entrada de -60 dBm, suponiendo que existe adaptación de impedancias a 50Ω . Despreciar los efectos parásitos del diodo, así como su resistencia interna y considerar bobinas de choque, combinador y filtro ideales, sin influencia sobre la señal útil. La potencia de señal del oscilador local es de $+7$ dBm.

Figura 31. Característica I - V del diodo comercial HSMS-286B



Fuente: Extraído de (2001) *HSMS-286x Series Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes Technical Data*. Agilent Technologies, Inc. 5988-0970EN.

Solución

Dada la característica I - V de este diodo seleccionaremos un punto de polarización donde esta sea poco lineal, con objeto de generar armónicos y así obtener la mezcla deseada. Un punto que parece razonablemente no lineal a cualquier temperatura es el $I_0 = 10$ mA, $V_0 = 0,4$ V, que está ubicado en la zona de codo de la respuesta I - V . Por tanto, vamos a calcular primero el circuito de polarización para este punto de trabajo:

$$I_0 = \frac{V_{dc} - V_0}{R} \quad 5.84$$

$$R = \frac{V_{dc} - V_0}{I_0} = \frac{5 \text{ V} - 0,4 \text{ V}}{0,01 \text{ A}} = 460 \Omega \quad 5.85$$

Ya tenemos calculada la resistencia de polarización. Ahora, para averiguar la corriente de frecuencia intermedia generada, recurrimos a la ecuación 5.83:

$$i = \frac{g'_d}{2} v_r v_{l0} \cos(\omega_r - \omega_{l0})t = \frac{16A}{2V^2} * 2,510^{-9}V * 0,5V * \cos(2\pi 200 * 10^6)t = 10^{-8}A * \cos(2\pi 200 * 10^6)t \quad 5.86$$

donde:

$$v_r = 2,5 \text{ nV}, \quad 5.87$$

pues:

$$P_r = -60 \text{ dBm} = 1 \mu\text{W} \quad 5.88$$

y:

$$P_r = v_r^2 / Z_{l0} \quad 5.89$$

donde hemos supuesto $Z_{l0} = 50 \Omega$.

Tenemos que $f_r = 3$ GHz y $f_{l0} = 2,8$ GHz, dado que queremos $f_{if} = 200$ MHz.

Por otro lado:

$$v_{lo} = 0,5 \text{ V} \quad 5.90$$

pues:

$$P_{lo} = +7 \text{ dBm} = 5 \text{ mW} \quad 5.91$$

y:

$$P_{lo} = v_{lo}^2 / Z_{lo} \quad 5.92$$

donde hemos supuesto $Z_{lo} = 50 \Omega$.

Según las ecuaciones del apartado "Unión P-N" del "Anexo" del material didáctico:

$$g_d = g(V_0) = \frac{q}{KT} I_0 = \left(\frac{1}{0,025V} \right) * 0,01A = 0,4A/V \quad 5.93$$

$$g'd = \left. \frac{\partial g_d}{\partial V} \right|_{V_0} = \frac{q}{KT} g_d = \left(\frac{1}{0,025V} \right) * \frac{0,4A}{V} = 16 \text{ A/V}^2 \quad 5.94$$

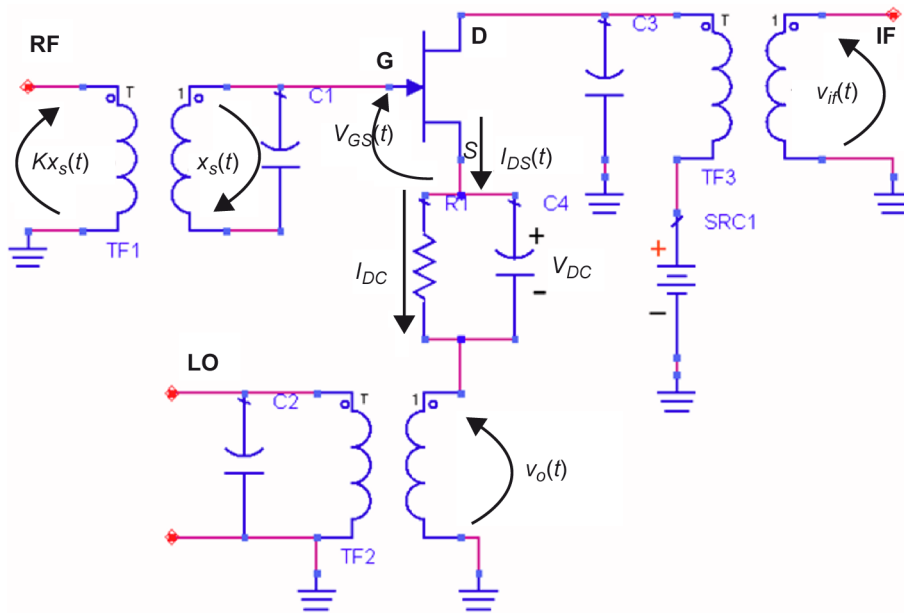
Se genera, pues, en el diodo una corriente de amplitud 10 nA a la frecuencia deseada de 200 MHz, cuando a la entrada aplicamos una señal de RF de -60 dBm a 3 GHz.

4.5. Mezclador simple con transistor MESFET

Hemos visto anteriormente que el dispositivo no lineal de un mezclador simple puede ser un diodo, pero también puede ser un transistor FET o MESFET si es debidamente polarizado, más aprovechando que este tipo de transistor tiene una característica I - V semicuadrática muy bien definida, a diferencia del transistor bipolar en la que es predominantemente exponencial, tal y como veremos en el apartado siguiente.

La figura 32 muestra una posible configuración del transistor MESFET para ser utilizado como un mezclador simple.

Figura 32. Esquema de mezclador simple con transistor MESFET



4.5.1. Análisis funcional del circuito

Antes de entrar en el análisis del circuito, vamos a hacer primero un análisis funcional de sus diferentes partes.

Por un lado, vemos que en esta estructura entramos la señal que queremos trasladar en frecuencia, esto es, el puerto *RF*, por la puerta del transistor, *G* (*Gate*). En este puerto, como en los otros dos, tendremos un circuito adaptador para acoplar la señal al circuito, representado por un transformador y un condensador de sintonización, en el caso del puerto *RF* es el condensador $C_1 = C_{RF}$. A frecuencias elevadas de microondas, ya no es posible utilizar este tipo de componente, transformador o balun, y se recurre a acopladores híbridos y/o direccionales, que desempeñan la misma función.

En cualquier caso, este acoplador o transformador debe estar diseñado para estar sintonizado a la frecuencia de la señal que pretendemos inyectar. En el esquema, esta sintonización se representa con el condensador C_{RF} , de manera que la inductancia del transformador en paralelo con esta capacidad presentará una impedancia elevada a la frecuencia de la señal *RF*, rechazando el resto del espectro. De esta manera conseguimos inyectar la señal a la puerta del transistor. Nótese que, analizando el circuito en continua, la bobina del transformador fuerza la puerta del transistor a masa.

Por otro lado, la señal de oscilador local *LO* se introduce por el terminal de surtidor *S*. También se recurre a la misma estrategia del transformador o acoplador, pero esta vez sintonizado a la frecuencia *LO* mediante el condensador $C_2 = C_{LO}$. A diferencia de los otros puertos, en este se ha añadido la red de polarización del transistor, formada por la resistencia R_1 y el condensador de

desacoplo $C4 = C_{DC}$. Si analizamos en continua, este condensador se verá como un circuito abierto y la resistencia R regulará la corriente de polarización deseada, pues queda conectada a masa por la bobina del transformador.

Por el contrario, si analizamos en pequeña señal a frecuencia de microondas, el condensador C_{DC} , que se elige de valor elevado, se verá como un cortocircuito, debido a su baja impedancia a frecuencias elevadas, haciendo que la resistencia R no afecte para nada a la señal a frecuencia LO , por lo que solo intervendrá el circuito resonante formado por C_{OL} y la bobina que actúan como filtro selectivo a esta frecuencia.

Por último, la señal de frecuencia intermedia, IF , se extrae por el mismo método del transformador o acoplador, sintonizado en esta ocasión mediante $C_3 = C_{IF}$. Es en este puerto por donde inyectamos la fuente de tensión $SRC1$, con una tensión V_{DD} para polarizar el transistor en continua. La bobina secundaria del transformador actúa al mismo tiempo de choque de radiofrecuencia, haciendo que la fuente de tensión no cargue al circuito a la frecuencia IF .

4.5.2. Transconductancia de conversión

Una vez analizado funcionalmente el circuito, vamos a proceder ahora a su estudio analítico. Si queremos mezclar dos señales tales como:

$$x_s(t) = v_s(t) \cos \omega_s t \text{ y } v_o(t) = v_{lo} \cos \omega_{lo} t \quad 5.95$$

donde $x_s(t)$ es la señal de RF que queremos convertir de frecuencia, y está modulada en amplitud con una señal de información $v_s(t)$, y $v_o(t)$ tiene amplitud constante v_{lo} que es mucho mayor a la amplitud de $x_s(t)$.

De la polarización del transistor se encarga la resistencia R , que le confiere un punto de trabajo. La caída de tensión en la resistencia será:

$$V_{DC} = I_{DC} R \quad 5.96$$

Por otro lado, según vimos al analizar el transistor MESFET de canal N , la corriente I_{DS} tiene una relación semicuadrática con la tensión aplicada V_{GS} , según vimos en la ecuación 5.36 y la figura 16.

Aplicando la ley de Kirchhoff al circuito de la figura 32, deberá cumplirse que:

$$V_{GS}(t) = -V_{DC} - x_s(t) - v_o(t) = -[V_{DC} + x_s(t) + v_o(t)] \quad 5.97$$

Sustituyendo $V_{GS}(t)$ en 5.36 y desarrollando la expresión cuadrática obtendremos varios términos, uno de continua, otro a frecuencia ω_s , otro a ω_{lo} , a $2\omega_s$, a $2\omega_{lo}$, a $\omega_{lo} - \omega_s$ y a $\omega_{lo} + \omega_s$.

Ved también

El transistor MESFET se expuso en el subapartado "Característica I - V del transistor MESFET" del presente módulo.

Si lo comparamos con un transistor bipolar, el transistor MESFET genera muchas menos señales espurias y son de fácil filtrado por ubicarse entre ellas a una octava de distancia, y esto es debido a su característica cuadrática. Este es uno de los principales motivos por los que en microondas casi siempre se utilizan los MESFET, si bien la ganancia de conversión acostumbra a ser menor que la de un bipolar.

Si analizamos las amplitudes de los términos de interés del desarrollo tendremos que:

- Término en ω_{lo} :

$$I_{DSS} \frac{2v_{lo}}{V_{off}} \left(\frac{V_{DC}}{V_{off}} - 1 \right) \quad 5.98$$

- Término en ω_s :

$$I_{DSS} \frac{2v_s(t)}{V_{off}} \left(\frac{V_{DC}}{V_{off}} - 1 \right) \quad 5.99$$

- Término en $\omega_{if} = \omega_{lo} - \omega_s$:

$$I_{DSS} \frac{v_{lo}v_s(t)}{|V_{off}|^2} \quad 5.100$$

Se define **transconductancia de conversión** como la relación entre la corriente existente a la salida a frecuencia intermedia y la tensión de señal a la entrada a frecuencia RF:

$$G_C = \frac{I_d(t)|_{\omega_{if}}}{v_s(t)} = I_{DSS} \frac{v_{lo}}{|V_{off}|^2} \quad 5.101$$

Trabajamos mejor con transconductancia en lugar de con ganancia para así independizar los resultados de la topología y del nivel de adaptación de los circuitos resonantes en cada puerto.

Vemos que la ganancia del mezclador no solo depende de las características del transistor ($V_{GS_{off}}$ e I_{DSS}) sino también de la tensión de oscilador local v_{lo} .

Veamos entonces cuál será el valor óptimo de v_{lo} . Para ello, vamos a tener en cuenta que $V_{GS}(t)$ está limitada al margen:

$$V_{GS_{off}} \leq V_{GS}(t) \leq 0 \quad 5.102$$

que es donde se cumple la ecuación 5.36 y fuera de este rango el transistor está en corte o saturación.

Sustituyendo 5.97 en 5.102:

$$V_{GS_{\text{off}}} \leq -[V_{DC} + x_s(t) + v_o(t)] \leq 0 \quad 5.103$$

$$V_{GS_{\text{off}}} \leq -[V_{DC} + v_s(t) \cos \omega_s t + v_{lo} \cos \omega_{lo} t] \leq 0 \quad 5.104$$

Veamos, pues, las condiciones para que se cumplan ambas desigualdades, poniéndonos en las peores condiciones, es decir, cuando $x_s(t)$ y $v_o(t)$ sean máximas o mínimas:

- cota inferior:

$$V_{GS_{\text{off}}} \leq -[V_{DC} + v_s(t)|_{\text{máx}} + v_{lo}] \quad 5.105$$

- cota superior:

$$-[V_{DC} - v_s(t)|_{\text{máx}} - v_{lo}] \leq 0 \quad 5.106$$

Tenemos dos inecuaciones, 5.105 y 5.106, con tres incógnitas, por lo que el sistema es irresoluble. Sin embargo podemos imponer una tercera condición, y es la que al principio ya hemos sugerido sobre $v_o(t)$, que tenga amplitud constante v_{lo} y sea mucho mayor a la amplitud de $x_s(t)$. En estas condiciones podremos hacer una aproximación razonable despreciando $x_s(t)$ dado que $x_s(t) \ll v_{lo}$ de manera que, haciendo esta aproximación, nos quedará el sistema de la manera siguiente:

- cota inferior:

$$V_{GS_{\text{off}}} \leq -[V_{DC} + v_{lo}] \quad 5.107$$

- cota superior:

$$-[V_{DC} - v_{lo}] \leq 0 \quad 5.108$$

En estas condiciones, ahora sí podremos resolver el sistema:

$$v_{lo}|_{\text{óptima}} = \frac{|V_{GS_{\text{off}}}|}{2} \quad 5.109$$

$$V_{DC}|_{\text{óptima}} = \frac{|V_{GS_{\text{off}}}|}{2} \quad 5.110$$

Es decir, debemos polarizar el transistor de manera que V_{DC} esté justo a la mitad del valor de $V_{GS_{\text{off}}}$ y el oscilador local debe excitarse con una señal de amplitud de ese mismo valor. En estas condiciones de polarización, tendremos que la transconductancia de conversión óptima toma el valor siguiente:

$$G_{C|_{\text{óptima}}} = \frac{I_{DSS}}{2|V_{\text{off}}|} \quad 5.111$$

Y ahora sí, solo depende de los parámetros del transistor.

Vamos a comparar G_C con las transconductancias de pequeña y gran señal:

- **Gran señal:** estaremos en esta situación para ω_{lo} :

$$G_{\omega_o} = \frac{I_d(t)|_{\omega_{lo}}}{v_o(t)} = \frac{2I_{DSS}}{|V_{\text{off}}|} \left(\frac{V_{DC}}{|V_{\text{off}}|} - 1 \right) \dots \dots > G_{\omega_o|_{\text{óptima}}} = \frac{I_{DSS}}{|V_{\text{off}}|} \quad 5.112$$

Por tanto, en un transistor MESFET, la ganancia en gran señal tiene un valor doble a la ganancia de conversión:

$$G_{\omega_o|_{\text{óptima}}} = 2G_{C|_{\text{óptima}}} \quad 5.113$$

- **Pequeña señal:** estaremos en esta situación para ω_s :

$$G_{\omega_s} = \frac{I_d(t)|_{\omega_s}}{v_s(t)} = \frac{2I_{DSS}}{|V_{\text{off}}|} \left(\frac{V_{DC}}{|V_{\text{off}}|} - 1 \right) \dots \dots > G_{\omega_s|_{\text{óptima}}} = \frac{I_{DSS}}{|V_{\text{off}}|} \quad 5.114$$

Conclusión importante: un mezclador simple con transistor MESFET posee el mismo valor de ganancia en pequeña señal que en gran señal cuando se polariza en el punto de trabajo óptimo y su valor duplica al de la ganancia de conversión.

Ejemplo 9

Se quiere construir un mezclador con transistor FET simple según el circuito de la figura 32 con el transistor comercial NE3517S03, que según su hoja de datos posee una $I_{DSS} = 40$ mA para una $V_{DS} = 2$ V, y una $V_{\text{off}} = -0,7$ V. Calcular el circuito de polarización para trabajar en el punto óptimo que maximice la excursión de una señal a la entrada de 20 GHz, que se quiere trasladar en frecuencia a 500 MHz. Calcular el nivel de señal de oscilador local óptimo y la ganancia de conversión óptima del mezclador. Suponer todos los transformadores ideales y con relación 1:1.

Solución

En primer lugar, calculamos el circuito de polarización.

Según la ecuación 5.110, la caída de tensión óptima en la resistencia, R , de polarización debe ser:

$$V_{DC|_{\text{óptima}}} = \frac{|V_{GS_{\text{off}}}|}{2} = \frac{0,7 \text{ V}}{2} = 0,35 \text{ V} \quad 5.115$$

Dado que $V_{DS} = 2$ V, habrá que alimentar al circuito con una tensión de alimentación:

$$V_{DD} = 2 \text{ V} + 0,35 \text{ V} = 2,35 \text{ V} \quad 5.116$$

Por otro lado, dado que, según la ecuación 5.109 debe cumplirse:

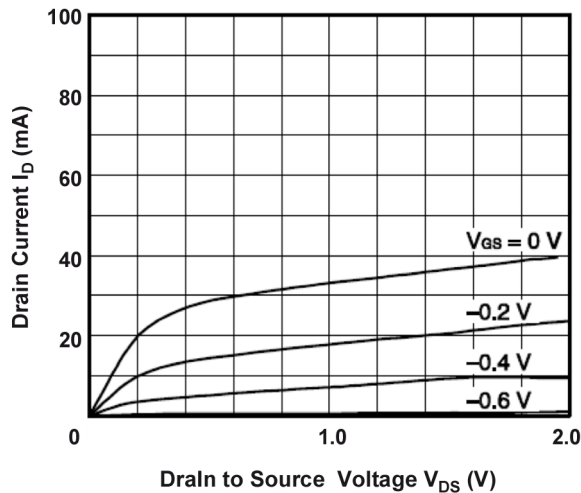
$$v_{Id}^{\text{óptima}} = \frac{|V_{GS_{\text{off}}}^I|}{2} = \frac{0,7 \text{ V}}{2} = 0,35 \text{ V} \quad 5.117$$

Por tanto deberemos hacer que el punto de trabajo de V_{GS} sea:

$$V_{GS} = -\frac{|V_{GS_{\text{off}}}^I|}{2} = -0,35 \text{ V} \quad 5.118$$

De la figura 33, extraída de la hoja de datos del transistor, se desprende que para $V_{DS} = 2 \text{ V}$ y $V_{GS} = -0,35 \text{ V}$ la corriente I_D es aproximadamente 18 mA.

Figura 33. Característica I_D versus V_{DS} del transistor NE3517S03



Fuente: Extraído de NEC (2009) NE3517S03 *Hetero Junction Field Effect Transistor*. Document Number PG10787EJ01V0DS. California Eastern Laboratories.

Por tanto, la resistencia R de polarización deberá ser:

$$R = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} = \frac{0,35 \text{ V}}{0,018 \text{ A}} = 19,4 \ \Omega \quad 5.119$$

Por tanto, tenemos ya diseñado el circuito de polarización.

Ahora, la ganancia de conversión óptima la calculamos aplicando la ecuación 5.111:

$$G_{C}^I{}_{\text{óptima}} = \frac{I_{DSS}}{2|V_{\text{off}}^I|} = \frac{0,04 \text{ A}}{2|-0,7 \text{ V}|} = 0,114 = -9,42 \text{ dB} \quad 5.120$$

Por último, calculada la tensión óptima de oscilador local, 0,35 V, el nivel de potencia óptimo de oscilador local, suponiendo adaptación de impedancias a $50 \ \Omega$, será:

$$P_{Id}^I{}_{\text{óptima}} = \frac{(v_{Id}^I{}_{\text{óptima}})^2}{50 \ \Omega} = \frac{(0,35 \text{ V})^2}{50 \ \Omega} = 2,45 \text{ mW} = 3,89 \text{ dBm} \quad 5.121$$

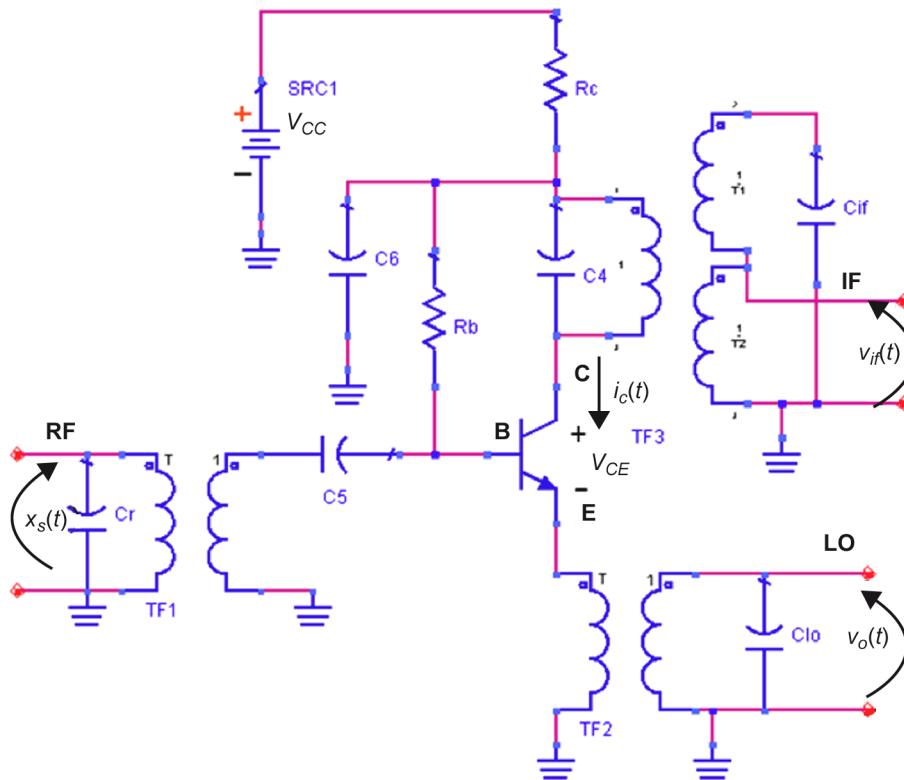
4.6. Mezclador simple con transistor bipolar BJT

Hasta aquí hemos visto mezcladores simples con diodo o con transistor MES-FET. Pero también podemos plantearnos implementar un circuito mezclador utilizando un transistor bipolar, si bien, como ya hemos comentado, estos transistores son más limitados en frecuencia y son más ruidosos que los MES-

FET, pero a bajas frecuencias pueden ser competitivos debido a su mayor ganancia y bajo coste. Sin embargo, siempre tendrán la desventaja de generar más espurios debido a su característica $I-V$ de tipo exponencial.

En la figura 34 se presenta un posible circuito mezclador simple implementado con un **transistor bipolar BJT**, y a continuación haremos un análisis sobre este circuito concreto para averiguar sus parámetros más importantes.

Figura 34. Mezclador simple con transistor bipolar



4.6.1. Análisis funcional del circuito

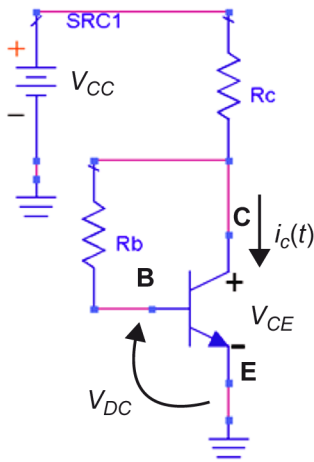
Al igual que hacíamos con el transistor MESFET, aquí también utilizaremos transformadores sintonizados (o bien acopladores híbridos a frecuencias elevadas) para inyectar o extraer las señales de RF .

Ahora, la señal a trasladar en frecuencia RF se entra por la zona de la base del transistor, B . El condensador C_r sintoniza a esta frecuencia de RF , mientras que C_5 bloquea en continua la corriente de polarización de la base i_b obligándola a fluir por el transistor y, al mismo tiempo es visto como un cortocircuito a la frecuencia RF , pues se elige con una capacidad suficientemente elevada. El circuito sintonizado a LO es visto como un cortocircuito a f_{RF} , por lo que el emisor se ve a masa a esta frecuencia. La señal de oscilador local LO se entra por la zona del emisor, E , utilizando la misma técnica de siempre, en este caso C_{10} sintoniza a frecuencia f_{lo} , y, a nivel de continua, el emisor E está a masa.

Analizando a frecuencia f_{lo} , la base se ve a masa pues C_5 y el resonador a RF son un cortocircuito. Por último, la señal de frecuencia intermedia, IF , se extrae por la zona de colector, C , mediante otro transformador que C_{if} sintoniza a f_{if} . Es en esta rama del circuito donde se inyecta la corriente continua de polarización del transistor, $i_C(t)$, siendo la resistencia R_C quien la controla, juntamente con R_b . El condensador C_6 se encarga de hacer que la señal a f_{if} vea este punto como masa.

La figura 35 muestra el circuito que se vería en continua.

Figura 35. Circuito equivalente de polarización en continua del mezclador simple con transistor bipolar



4.6.2. Transconductancia de conversión

Una vez analizado funcionalmente el circuito, vamos a realizar su análisis. Queremos mezclar dos señales tales como 5.95, del mismo modo a como hicimos con el mezclador simple con MESFET. Ahora, sin embargo, tendremos que en un transistor bipolar la relación I - V es de tipo exponencial, según vimos en las ecuaciones 5.48 y 5.49.

Por otro lado, teniendo en cuenta el análisis funcional del apartado anterior podemos decir que la tensión base-emisor V_{BE} se puede escribir como:

$$V_{BE}(t) = V_{DC} + x_s(t) + v_o(t) \quad 5.122$$

Luego sustituyendo en la ecuación 5.48, nos queda que:

$$i_C(t) = I_{dc} e^{\left[\frac{x_s(t)}{V_T}\right]} e^{\left[\frac{v_o(t)}{V_T}\right]} \quad 5.123$$

siendo:

$$I_{dc} = I_{CSS} e^{\left[\frac{V_{DC}}{V_T} \right]} \quad 5.124$$

la corriente de polarización del transistor BJT y V_{DC} la tensión base-emisor en continua.

Por tanto, podremos describir la ecuación 5.48 de esta otra manera:

$$i_C(t) = I_{dc} e^{[v_{sT}(t) \cos \omega_s t]} e^{[Y \cos \omega_{lo} t]} \quad 5.125$$

donde:

$$v_{sT}(t) = \frac{v_s(t)}{V_T} \text{ e } Y = \frac{V_{lo}}{V_T} = \text{cte.} \quad 5.126$$

- El término $e^{[Y \cos \omega_{lo} t]}$ es una función periódica de periodo $1/f_{lo}$, por lo que podrá desarrollarse como serie de Fourier, de forma genérica:

$$e^{[A \cos \omega_a t]} = I_0(A) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(A) \cos [n \omega_a t] \quad 5.127$$

- el término $e^{[v_{sT}(t) \cos \omega_s t]}$ sin embargo, no es una señal periódica, pues depende de una señal de información, $v_s(t)$. Pero podremos hacer la **aproximación de cuasiestática**, pues esta señal es de variación muy lenta comparado con $\cos \omega_s t$ por lo que podemos aproximar su desarrollo en serie de Fourier. Por tanto, podremos escribir la corriente de colector, $i_C(t)$, como:

$$i_C(t) = I_{DC} \left[1 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{I_m(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \cos [m \omega_s t] \right] \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n(Y)}{I_0(Y)} \cos [n \omega_{lo} t] \right] \quad 5.128$$

donde:

$$I_{DC} = I_{dc} I_0(v_{sT}(t)) I_0(Y) \quad 5.129$$

es la corriente en "continua", suponiendo $v_{sT}(t)$ de variación lenta, por lo que $I_0(v_{sT}(t))$ es también de variación lenta y por tanto, podemos considerar $I_{DC} \approx$ continua.

Nótese que:

$$I_{dc}(\text{corriente de polarización}) \neq I_{DC}(\text{corriente en continua}) \quad 5.130$$

Solo coinciden $I_{dc} = I_{DC}$ cuando:

$$v_{sT}(t) = 0 \text{ e } Y = 0 \quad 5.131$$

Por tanto, de la ecuación 5.128 concluimos que $i_c(t)$ tiene infinitas componentes armónicas y productos de intermodulación $mf_s \pm nf_{io}$, de entre los cuales elegiremos **solo uno** como señal *IF* mediante un filtro, o dos si es el caso de sistema *DSB*.

Normalmente se elegirá $m = 1$ y $n = 1$, pues a medida que aumentamos el orden de la función de Bessel modificada su amplitud es menor, y por tanto, obtendríamos menor ganancia de conversión. De ahí que se seleccione bien $f_{io} - f_s$ en un *downconverter* o bien $f_{io} + f_s$ en el caso de un *upconverter*.

No analizaremos, pues, todos los términos, que son infinitos y sería absurdo. Nos centraremos solo en aquellos 4 que nos afectan y suponemos el resto rechazados por filtrado:

1) Término de continua *DC*:

$$I_{DC} = I_{dc} I_0(v_{sT}(t)) I_0(Y) \quad 5.132$$

2) Término de *RF*(ω_s):

$$2I_{DC} \frac{I_1(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \quad 5.133$$

3) Término de *LO*(ω_{io}):

$$2I_{DC} \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \quad 5.134$$

4) Término de *IF*(ω_{if}):

$$2I_{DC} \frac{I_1(v_{sT}(t)) I_1(Y)}{I_0(v_{sT}(t)) I_0(Y)} \quad 5.135$$

Vamos a analizar ahora cuál es la **transconductancia de conversión**:

$$G_C = \frac{i_c(t)|_{\omega_{if}}}{v_s(t)} \quad 5.136$$

Dado que $i_c(t)$ a frecuencia intermedia no es directamente proporcional a $v_{sT}(t)$ sino a $I_1(v_{sT}(t))$ aproximaremos $I_1(v_{sT}(t))$ por un desarrollo en serie de Taylor alrededor de $v_{sT}(t)$:

$$\frac{I_1(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \approx \frac{v_{sT}(t)}{2} - \frac{v_{sT}^3(t)}{16} + \dots \quad 5.137$$

El término *cúbico* es el que nos va a provocar intermodulación de tercer orden, y por el cual deberemos asignar un punto de intercepción al mezclador. Este es el precio de utilizar un único transistor bipolar.

Con todo esto, deberemos marcarnos varias condiciones de diseño:

1) **Nivel de distorsión:** Si queremos garantizar que el mezclador a diseñar tenga un nivel máximo de distorsión, esto nos marcará una **primera condición de diseño**.

Ejemplo 10

Se desea que nuestro mezclador simple con BJT tenga un nivel de distorsión menor al 2%. Obtener una primera condición de diseño del mezclador para garantizar que se cumpla este requisito. Calcular la transconductancia de conversión G_C .

Solución

De la ecuación 5.137 se deduce que deberemos cumplir lo siguiente:

$$0,02 \frac{v_{sT}(t)}{2} \geq \frac{v_{sT}^3(t)}{16} \Rightarrow v_{sT}(t) \leq 4 \Rightarrow \left| v_s(t) \right| \leq 10\text{mV} \quad 5.138$$

Por tanto, ya tenemos un primer condicionante para el mezclador, no podremos utilizar señales de nivel superior a 10 mV si queremos garantizar un nivel de distorsión menor al 2%.

Ahora, con esta primera condición de diseño podemos decir que:

$$\frac{I_1(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \approx \frac{v_{sT}(t)}{2} \quad 5.139$$

Por lo tanto, podemos plantear el cálculo de la transconductancia de conversión, G_C :

$$G_C = \frac{i_c(t)_{\text{out}}}{v_s(t)} \approx I_{DC} \frac{v_{sT}(t)}{v_s(t)} \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} = \frac{I_{DC}}{V_T} \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} = g_m \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \quad 5.140$$

2) Se aprecia que la G_C depende ahora de la amplitud Y de la señal de oscilador local LO . Por tanto, esto nos fijará una **segunda condición de diseño**, ya que habrá que buscar la amplitud de oscilador local que me maximice la G_C .

Según el comportamiento de las funciones de Bessel:

$$\lim_{Y \rightarrow \infty} \left(\frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \right) \approx 1 \quad 5.141$$

De aquí deducimos que interesará Y lo mayor posible para acercarnos a $G_C \approx g_m$.

Pero aquí chocamos con la limitación de cualquier dispositivo activo. No podemos aplicar una señal tan grande como queramos, pues llegará un momento en que el dispositivo entrará en su zona de saturación, la cual no puede ser

sobrepasada. Además, si bien la señal de LO está convenientemente filtrada a la salida IF , si hacemos la señal de LO demasiado grande, llegará un momento que el aislamiento entre puertos $LO-IF$ no podrá evitar que la señal LO a la salida IF sea de un nivel comparable o incluso superior a la de IF . Por tanto, la segunda condición de diseño deberá cumplir, por un lado, maximizar Y , y por otro, no llegar a un nivel demasiado elevado que nos empiece a provocar estos problemas.

Un compromiso empírico generalmente aceptado en transistores bipolares BJT es escoger $Y \simeq 6$. Para este valor de Y tenemos que:

$$\frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \simeq 0,91 \quad 5.142$$

es decir, $G_C \simeq g_m$, que es casi el máximo que se podía conseguir, pues sabemos que la máxima ganancia que se puede obtener de un transistor es la de pequeña señal. Todo lo cual es un muy buen compromiso y no tendría sentido aumentar más Y a cambio de aumentar muy poco G_C y, por el contrario, comenzar a tener, entre otros, muchos problemas de acoplo $LO-IF$.

Ejemplo 11

Para el mezclador simple con transistor BJT analizado, calcular cuál es el nivel óptimo de la señal de oscilador local para cumplir con la segunda condición de diseño planteada sobre la maximización de G_C . Comparar el resultado con el obtenido en el ejemplo 10.

Solución

Ya hemos visto que una condición empírica para maximizar la G_C es hacer que $Y = 6$. Para este valor de Y , según la ecuación 5.126 tendremos que:

$$v_{lo} = Y * V_T \approx 6 * 0,025 \text{ V} = 150 \text{ mV} \quad 5.143$$

Si comparamos este resultado con el obtenido en el ejemplo 10, se aprecia que la primera condición de diseño es de pequeña señal $|v_s(t)| \leq 10 \text{ mV}$ mientras que la segunda condición, obtenida en este ejemplo 11, es de gran señal: $v_{lo} \approx 150 \text{ mV}$.

Finalmente, vamos a ver qué valor se obtendría de las transconductancias a frecuencia RF y a frecuencia LO para comparar con la que hemos obtenido de IF :

- Transconductancia a frecuencia $RF(\omega_s)$:

$$G_{\omega_s} = \frac{I_C(t)_{\omega_s}}{v_s(t)} \approx I_{DC} \frac{v_{sT}(t)}{v_s(t)} = \frac{I_{DC}}{V_T} = g_m \quad 5.144$$

donde hemos aproximado:

$$2I_{DC} \frac{I_1(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \approx 2I_{DC} \frac{v_{sT}(t)}{2} \quad 5.145$$

Al ser:

$$v_s(t) \leq 10\text{mV} \quad 5.146$$

- Transconductancia a frecuencia $LO(\omega_{lo})$:

$$G_{\omega_{lo}} = \frac{I_C(t)_{\omega_{lo}}}{v_{lo}} \approx \frac{2I_{DC} I_1(Y)}{v_{lo} I_0(Y)} = \frac{2I_{DC} I_1(Y) V_T}{v_{lo} I_0(Y) V_T} = g_m \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \frac{2}{Y} \quad 5.147$$

Para:

$$Y = 6 \rightarrow G_{\omega_{lo}} \approx g_m \frac{2}{Y} \quad 5.148$$

Vemos que, en gran señal, la transconductancia es menor.

Resumiendo:

$$G_{\omega_{lo}} < G_{\omega_s} = G_C \quad 5.149$$

4.7. Mezclador equilibrado

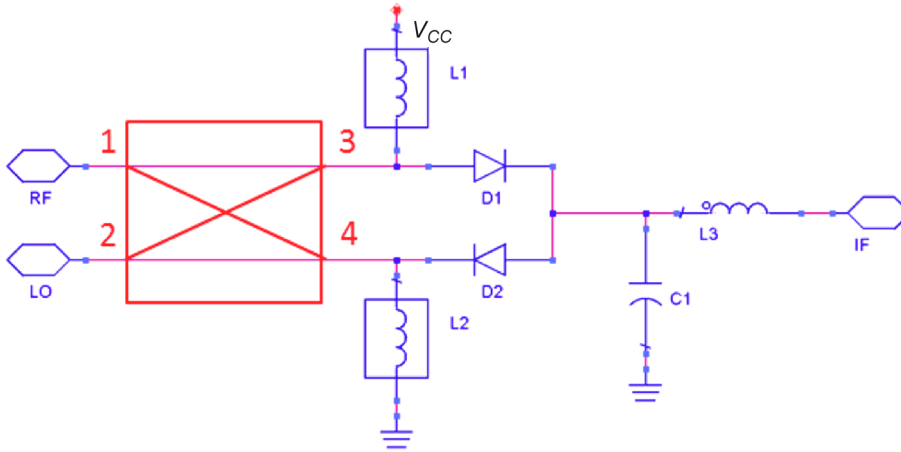
Hasta aquí hemos analizado diferentes tipos de mezclador atendiendo al tipo de dispositivo no lineal utilizado, ya sea un diodo, un transistor MESFET o bien un transistor BJT, todas ellas con un único dispositivo, por lo que se las conoce como **mezcladores simples**.

A partir de ahora veremos varias estructuras compuestas de dos o más de estos mezcladores simples, cuyo objetivo es mejorar alguno de los parámetros del mezclador, ya sea el aislamiento entre algunos de sus puertos, la adaptación de impedancias, la inmunidad a variaciones en el nivel de señal, etc.

En el presente apartado vamos a analizar una estructura de mezclador que se denomina **equilibrada** porque consigue minimizar los efectos indeseados derivados de tener una amplitud variable en el puerto de oscilador local LO , es la denominada **cancelación de modulación AM** en el puerto LO . Esta estructura consiste en combinar dos o más mezcladores simples mediante un acoplador híbrido que, dependiendo de si se escoge de 90° o de 180° , se optimizará bien la **adaptación** o bien el **aislamiento $RF-LO$** respectivamente.

La figura 36 ilustra la estructura básica de un mezclador equilibrado.

Figura 36. Estructura de mezclador equilibrado con diodos



El mezclador equilibrado más común combina dos mezcladores simples, cualesquiera de los que hemos analizado, ya sea de diodo, transistor MESFET o transistor BJT.

Para centrarnos en su análisis, vamos a escoger el que utiliza dos mezcladores simples con diodo como el de la figura 36.

Supongamos que las dos señales que hay que mezclar son las siguientes:

$$x_r(t) = v_r \cos \omega_r t \quad \text{y} \quad x_{lo}(t) = [v_{lo} + v_n(t)] \cos \omega_{lo} t \quad 5.150$$

donde:

$$v_r \ll v_{lo} \quad \text{y} \quad v_n(t) \ll v_{lo} \quad 5.151$$

siendo $v_n(t)$ una señal de ruido aleatorio.

La caída de tensión en los diodos D_1 y D_2 será, para un acoplador híbrido de 90° :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= v_r \cos(\omega_r t - 90) + [v_{lo} + v_n(t)] \cos(\omega_{lo} - 180)t = \\ &= v_r \sin \omega_r t - [v_{lo} + v_n(t)] \cos \omega_{lo} t \end{aligned} \quad 5.152$$

$$\begin{aligned} v_2(t) &= v_r \cos(\omega_r t - 180) + [v_{lo} + v_n(t)] \cos(\omega_{lo} - 90)t = \\ &= -v_r \cos \omega_r t + [v_{lo} + v_n(t)] \sin \omega_{lo} t \end{aligned} \quad 5.153$$

Sabemos que en la característica I - V de un diodo habrá un término cuadrático. Fijémonos solo en este término, que será del que surja la intermodulación que buscamos para IF , despreciando el resto de términos que suponemos podremos rechazar por filtrado. Entonces podremos escribir la corriente que circula por cada diodo como:

Ved también

Podéis consultar el apartado "Unión P-N" del "Anexo" del material didáctico.

$$i_1 = kv_1^2 = k \left[v_r^2 \sin^2 \omega_r t + (v_{lo} + v_n(t))^2 \cos^2 \omega_{lo} t - 2v_r(v_{lo} + v_n(t)) \sin \omega_r t \cos \omega_{lo} t \right] \quad 5.154$$

$$i_2 = -kv_2^2 = -k \left[v_r^2 \cos^2 \omega_r t + (v_{lo} + v_n(t))^2 \sin^2 \omega_{lo} t - 2v_r(v_{lo} + v_n(t)) \cos \omega_r t \sin \omega_{lo} t \right] \quad 5.155$$

Notar que i_2 es negativa porque el diodo 2 está inversamente polarizado respecto al diodo 1 de manera intencionada. Filtrando paso-bajo, nos quedaremos con la componente continua y con la componente IF , que escogemos sea $\omega_{if} = \omega_r - \omega_{lo}$:

$$i_1 = k \left[\frac{1}{2} v_r^2 + \frac{1}{2} (v_{lo} + v_n(t))^2 - v_r(v_{lo} + v_n(t)) \sin \omega_{if} t \right] \quad 5.156$$

$$i_2 = -k \left[\frac{1}{2} v_r^2 + \frac{1}{2} (v_{lo} + v_n(t))^2 + v_r(v_{lo} + v_n(t)) \sin \omega_{if} t \right] \quad 5.157$$

Al combinar ambas corrientes a la salida obtenemos:

$$i_{if} = i_1 + i_2 = -2kv_r(v_{lo} + v_n(t)) \sin \omega_{if} t \simeq -2kv_r v_{lo} \sin \omega_{if} t \quad 5.158$$

dado que hemos supuesto $v_n(t) \ll v_{lo}$.

Este resultado muestra que los términos de primer orden de la tensión de ruido son cancelados por la propia naturaleza de la estructura del mezclador, mientras que las señales IF deseadas se combinan sumándose en fase. Mezcladores equilibrados convencionales suelen ofrecer entre 15 y 30 dB de rechazo al ruido AM existente en el puerto de LO .

4.7.1. Adaptación y aislamiento entre puertos

Como ya hemos avanzado, el mezclador equilibrado también permitirá mejorar una de estas dos características, dependiendo del híbrido escogido para combinar las señales de entrada. Dependerá de la aplicación para la que se diseñe el mezclador que nos interese mejorar una u otra característica.

1) Hagamos un análisis fasorial para ver qué ocurre en los puertos RF y LO de entrada para el caso de un híbrido a 90° :

$$V_{\Gamma 1} = \Gamma V_1 = \frac{\Gamma v_r}{\sqrt{2}} \text{ fasor } RF \text{ reflejado en diodo 1} \quad 5.159$$

$$V_{\Gamma 2} = \Gamma V_2 = -j \frac{\Gamma v_r}{\sqrt{2}} \text{ fasor } RF \text{ reflejado en diodo 2} \quad 5.160$$

Estamos suponiendo ambos diodos con el mismo coeficiente de reflexión, Γ . De la asimetría en este parámetro dependerá en gran medida la capacidad de aislamiento o adaptación del mezclador.

Estos dos fasores reflejados llegarán a cada uno de los puertos de entrada, RF y LO , combinándose con las amplitudes siguientes:

$$V_{\Gamma}^{RF} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} - j\frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2}\Gamma v_r - \frac{1}{2}\Gamma v_r = 0 \quad 5.161$$

$$V_{\Gamma}^{LO} = \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} - j\frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} = -\frac{1}{2}j\Gamma v_r - \frac{1}{2}j\Gamma v_r = -j\Gamma v_r \quad 5.162$$

Por tanto, el puerto RF está perfectamente adaptado pero al mismo tiempo, la señal RF reflejada aparece de lleno en el puerto LO . Es decir, que los puertos RF y LO de un mezclador que utilice un híbrido de 90° tendrán una excelente adaptación pero el aislamiento entre ambos puertos será muy pobre.

2) Veamos qué ocurre si el híbrido es de 180° y aplicamos RF al puerto suma y LO al puerto diferencia. Los fasores RF reflejados en cada diodo serán ahora:

$$V_{\Gamma 1} = V_{\Gamma 2} = \frac{\Gamma v_r}{\sqrt{2}} \quad 5.163$$

Por tanto, las señales reflejadas que aparecen en cada puerto serán:

$$V_{\Gamma}^{RF} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} + \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = \Gamma v_r \quad 5.164$$

$$V_{\Gamma}^{LO} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} - \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = 0 \quad 5.165$$

Por otro lado, los fasores LO reflejados serán:

$$V_{\Gamma 1} = -V_{\Gamma 2} = \frac{\Gamma v_r}{\sqrt{2}} \quad 5.166$$

Y de ahí:

$$V_{\Gamma}^{RF} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} + \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = 0 \quad 5.167$$

$$V_{\Gamma}^{LO} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} - \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = \Gamma v_r \quad 5.168$$

En ambos casos, pues, aparece la misma desadaptación mientras que el aislamiento entre puertos es perfecto.

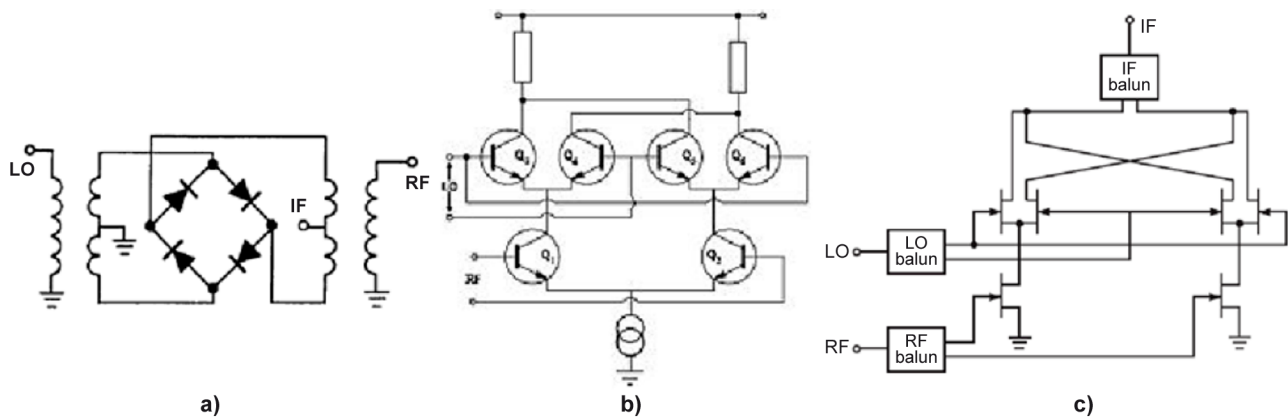
4.8. Mezclador doblemente equilibrado

El mezclador simple hemos visto que genera infinitos armónicos a la salida *IF*. La estructura equilibrada con acoplador híbrido de 180° permite mejorar parcialmente este aspecto, gracias a su capacidad de cancelación de los armónicos impares generados por el puerto *LO*. Ahora, con la estructura doblemente equilibrada, conseguiremos eliminar los armónicos impares de ambos puertos *LO* y *RF*. Además, gracias a la utilización de dos acopladores híbridos de 180° , la estructura doblemente equilibrada proporciona un excelente aislamiento entre los puertos *LO* y *RF*.

Sin embargo, la adaptación de impedancias de estos puertos no será muy buena, como ya hemos analizado para el mezclador equilibrado, ni tampoco la ganancia de conversión.

La figura 37 muestra varias posibles implementaciones de un mezclador doblemente equilibrado, ya sea utilizando diodos, transistores bipolares o transistores MESFET.

Figura 37. Diferentes implementaciones de mezclador doblemente equilibrado: a) mediante diodos, b) transistores BJT o c) MESFET

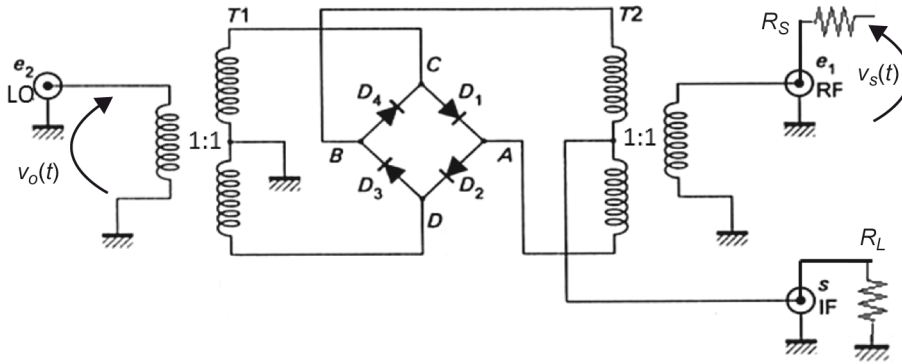


El ejemplo clásico de mezclador doblemente equilibrado es el implementado con 4 diodos en anillo, si bien pueden configurarse también en estrella.

4.8.1. Mezclador pasivo mediante puente de diodos

Este mezclador consta de 4 diodos en anillo (o estrella) y dos acopladores híbridos (en la figura transformadores) de 180° , tal como se muestra en la figura 38.

Figura 38. Mezclador doblemente equilibrado a puente de diodos en anillo



Vamos a analizar el circuito para averiguar su ganancia de conversión, G_C .

Supongamos las señales siguientes en los puertos LO y RF:

$$v_s(t) = g(t) \cos \omega_s t \text{ y } v_o(t) = V \text{sign} [\cos(\omega_{lo} t)] \quad 5.169$$

donde supondremos que se cumple:

$$V \gg v_s(t)|_{\text{máx}} \quad 5.170$$

para garantizar que la condición corte-saturación de los diodos venga determinada solamente por $v_o(t)$.

Suponemos diodos ideales que en corte, $V_d \leq 0$, presentan impedancia infinita y en saturación, $V_d > 0$, se comportan como una resistencia dinámica de valor R_d .

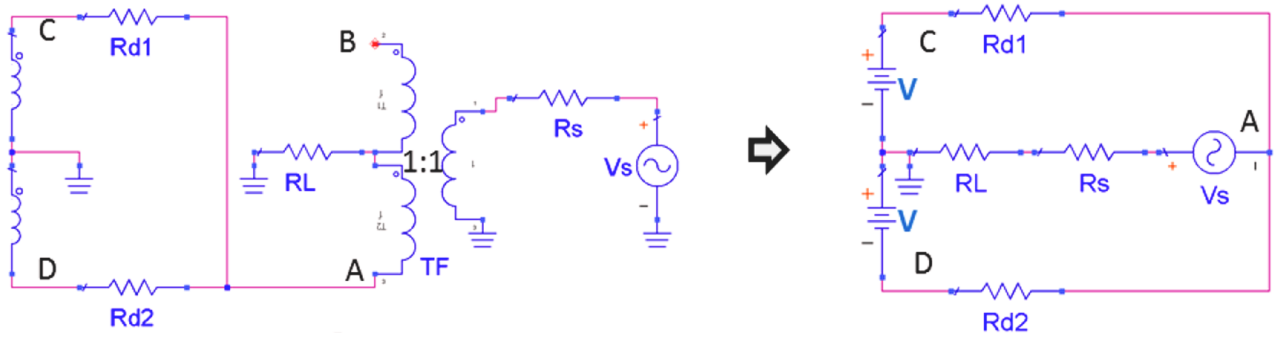
Analicemos qué ocurre para $v_o(t) = +V$ y para $v_o(t) = -V$:

1) $v_o(t) = +V$

En estas condiciones D_1 y D_2 conducen (ON) y D_3 y D_4 están en corte (OFF), pues $V_C = +V$ y $V_D = -V$.

Por tanto, el circuito equivalente que nos queda será el de la figura 39.

Figura 39. Circuito equivalente para $v_o(t) = +V$



La caída de tensión en la resistencia R_L será la tensión de frecuencia intermedia, $v_{if}(t)$:

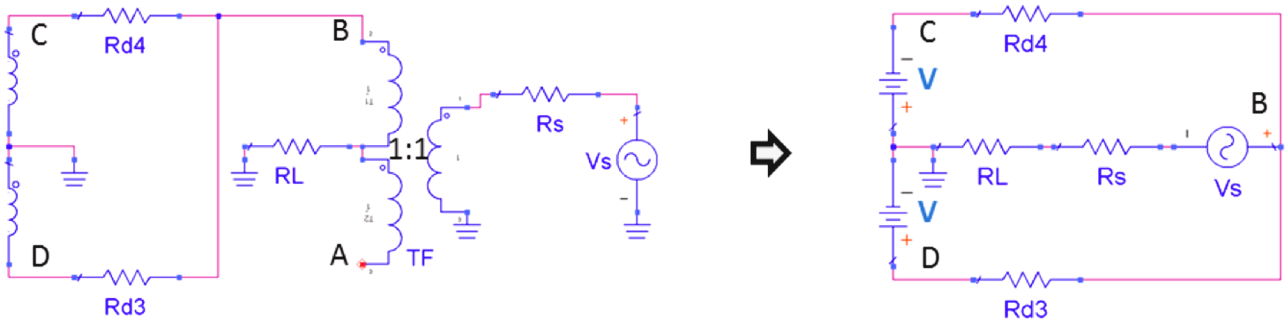
$$v_{if}(t) = \frac{v_s(t)R_L}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \quad 5.171$$

2) $v_o(t) = -V$

En estas condiciones D_3 y D_4 conducen (ON) y D_1 y D_2 están en corte (OFF), pues $V_C = -V$ y $V_D = +V$.

Por tanto, el circuito equivalente que nos queda será el de la figura 40.

Figura 40. Circuito equivalente para $v_o(t) = -V$



La caída de tensión en la resistencia R_L será ahora:

$$v_{if}(t) = -\frac{v_s(t)R_L}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \quad 5.172$$

Por tanto, de 5.171 y 5.172 podemos expresar la señal de IF como:

$$v_{if}(t) = \frac{v_s(t)R_L}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \text{ sign}[v_o(t)] \quad 5.173$$

La función sign es lógicamente periódica, por lo que podrá desarrollarse en serie de Fourier:

$$\text{sign} [v_o(t)] = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\cos[(2n+1)\omega_{lo}t]}{2n+1} \quad 5.174$$

Nótese que, debido a que se trata de una señal cuadrada, tan solo tenemos armónicos impares en el desarrollo de Fourier.

Ahora, teniendo en cuenta 5.169 y, sustituyendo 5.174 en 5.173:

$$v_{if}(t) = \frac{2R_L g(t)}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\cos[(2n+1)\omega_{lo}t - \omega_s t] + \cos[(2n+1)\omega_{lo}t + \omega_s t]}{2n+1} \quad 5.175$$

Nótese que no aparecen armónicos ni a ω_{lo} ni a ω_s , lo cual implica que habrá un aislamiento infinito entre puertos, aunque esto es solo la teoría de una situación ideal, en la realidad las imperfecciones de los diodos hacen que no sean iguales entre sí y haya un cierto desequilibrio haciendo que aparezca un cierto nivel de esos armónicos.

Por tanto, en la situación ideal solo tendremos los armónicos:

$$(2n+1)\omega_{lo} \pm \omega_s \quad 5.176$$

De ellos, interesará tomar el armónico con una n pequeña, pues el nivel va decayendo debido al $(2n+1)$ del denominador de la ecuación 5.175. Por lo tanto, tomaremos como frecuencia intermedia aquel armónico para $n=0$, es decir:

$$f_{fi} = f_{lo} - f_s \quad 5.177$$

Para calcular la ganancia de conversión, G_C , tomaremos la amplitud para este armónico y la relacionaremos con la amplitud de señal RF a la entrada:

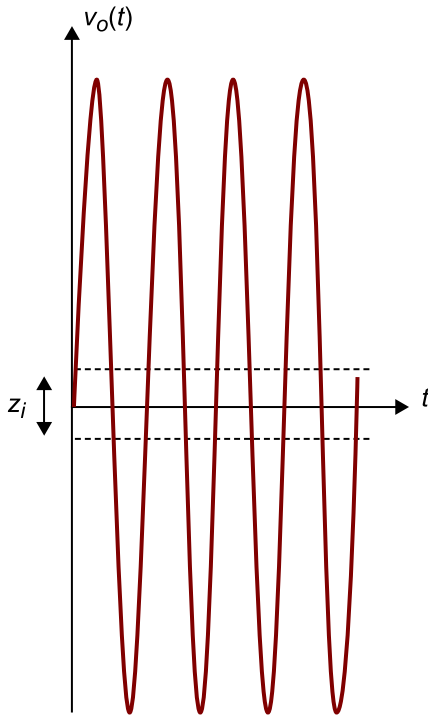
$$V_{RF} = v_s(t) \frac{R_L}{R_L + R_S} \quad 5.178$$

$$G_C = \frac{\frac{2R_L g(t)}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \frac{1}{\pi}}{g(t) \frac{R_L}{R_L + R_S}} = \frac{R_L + R_S}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \frac{2}{\pi} \quad 5.179$$

En la práctica no se suele utilizar una señal cuadrada en el oscilador local, entre otros motivos porque generar una señal cuadrada a alta frecuencia requeriría de un gran ancho de banda. Entonces, para garantizar que tendremos los diodos ON y OFF en cada semiciclo alternándose, se recurre a utilizar una señal de oscilador local con una amplitud mucho mayor a la tensión umbral de los diodos, reduciéndose así la zona de incertidumbre de su estado a pequeños instantes, de manera que nuestro modelo de onda cuadrada puede conside-

rarse más que correcto. Sin embargo, esta zona de incertidumbre se traducirá, por un lado, en una reducción de la ganancia de conversión, G_C , y, por otro lado, debido a la característica no lineal de los diodos reales en su zona de incertidumbre, tendremos intermodulación con el correspondiente IIP_3 del mezclador.

Figura 41. $v_o(t)$ elevada y zona de incertidumbre, z_i , de diodos



Ejemplo 12

Calcular la ganancia de conversión, G_C , de un mezclador doblemente equilibrado en un puente de diodos en el que los cuatro diodos son idénticos y están polarizados en un punto de trabajo $I_{DQ} = 10$ mA. Suponer resistencias de fuente, R_s , y de carga, R_L , de 50Ω .

Solución

Primero calcularemos la resistencia dinámica del diodo:

$$R_d = \left[\frac{dV}{dI} \right]_Q = \frac{1}{\left[\frac{dI}{dV} \right]_Q} = \frac{V_T}{\left[I_S e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} \right]} = \frac{V_T}{I_{DQ}} \quad 5.180$$

donde hemos utilizado la ecuación del diodo del apartado "Unión P-N" del "Anexo" del material didáctico.

Utilizando la información del "Anexo", sabemos que a temperatura ambiente $V_T \approx 25$ mV.

Por tanto:

$$R_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{0,025V}{0,010A} = 2,5 \Omega \quad 5.181$$

Ya solo queda aplicar la ecuación 5.179:

$$G_C = \frac{R_L + R_S}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \frac{2}{\pi} = \frac{50 \Omega + 50 \Omega}{50 \Omega + 50 \Omega + \frac{2,5 \Omega}{2}} \frac{2}{\pi} = 0,628 = -4 \text{ dB} \quad 5.182$$

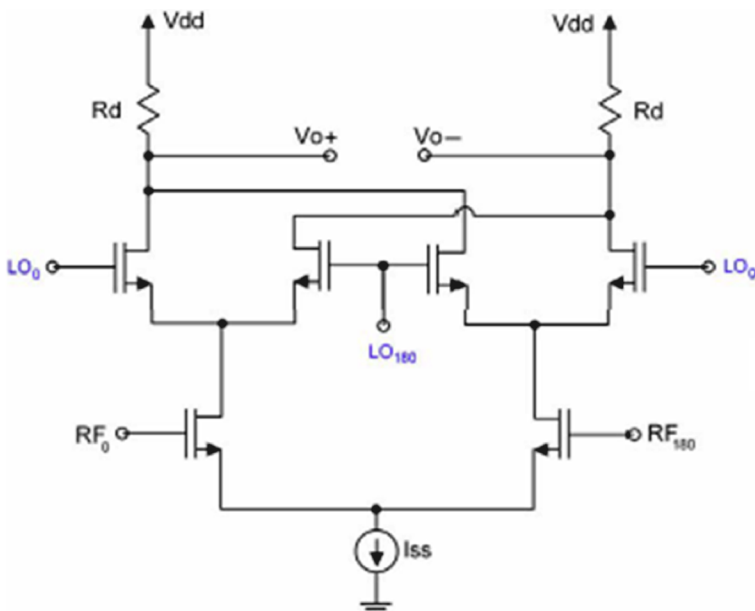
Vemos que tenemos pérdidas, como es lógico en un mezclador pasivo. Esta es la ganancia de conversión típica de un mezclador en puente de diodos, si bien, debido a la zona de incertidumbre comentada anteriormente, se obtendrán valores algo inferiores, del orden de -6 dB.

4.8.2. Célula de Gilbert

Si el mezclador mediante puente de diodos descrito en el apartado anterior es el ejemplo clásico de mezclador pasivo doblemente equilibrado, la **célula de Gilbert** es la estructura clásica activa de esta clase de mezcladores.

La figura 42 muestra la estructura típica de este tipo de mezcladores.

Figura 42. Esquema de mezclador del tipo célula de Gilbert



Consiste en dos pares diferenciales mediante transistores FET o MESFET, conectados de tal manera que los diferentes puertos están aislados entre sí. La señal RF se inyecta a través de las puertas de los transistores de abajo en contrafase. La señal LO se inyecta a través de las puertas de los transistores de arriba, también en contrafase. Los transistores de abajo se hacen trabajar en saturación para amplificar la señal RF , hecho que conferirá a la estructura una cierta ganancia de conversión, G_C . La mezcla con la señal LO se produce en los transistores de arriba.

Se puede ver como un amplificador, que son los transistores de abajo, seguido de un conmutador inversor de fase, que son los pares diferenciales de arriba. La salida de IF (V_o en la figura 42), al ser también diferencial, elimina los armónicos impares debidos a la no linealidad de los transistores. La linealidad

también se ve mejorada por el hecho de que cada transistor de cada par diferencial procesa la mitad de la señal IF , por tanto, soportará el doble de nivel de señal RF que un mezclador con un único transistor.

4.9. Otros tipos de mezcladores y aplicaciones

En este apartado vamos a describir otros tipos de mezcladores utilizados para mejorar alguna característica que, debido a la aplicación específica, sea necesario reforzar, y veremos, a nivel descriptivo, diferentes aplicaciones en las que el mezclador es la pieza clave del sistema.

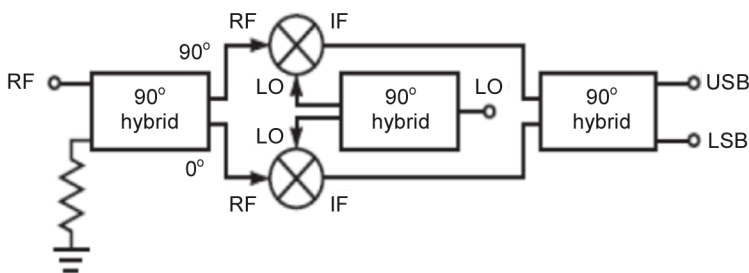
4.9.1. Mezclador con rechazo a la frecuencia imagen

En algunas aplicaciones será importante evitar la interferencia de la frecuencia imagen del mezclador. Esto sucede, por ejemplo, en sistemas de comunicaciones que utilizan una banda de frecuencias para emitir diversos canales de un cierto ancho de banda, uno al lado de otro. En estos casos será interesante recurrir a estructuras que, por su propia naturaleza, impongan un rechazo importante a la señal de frecuencia imagen, sin necesidad de recurrir a complicados y costosos filtros que deberían ser altamente selectivos para poder rechazarla.

Este tipo de mezcladores consiste en interconectar un par de mezcladores equilibrados. La señal de LO se inyecta en fase en ambos mezcladores, mientras que la señal RF se inyecta desfasada 90° por medio de un acoplador híbrido. Las salidas de IF pasan a través de otro acoplador híbrido de 90° que se encarga de separar la USB de la LSB , y de ellas, una será considerada la señal útil y la otra la señal indeseada a frecuencia imagen.

La figura 43 muestra el diagrama de bloques de este tipo de mezcladores.

Figura 43. Esquema de mezclador con rechazo a la frecuencia imagen



Vamos a analizar este mezclador. Supongamos la siguiente señal a la entrada RF :

$$x_r(t) = x_U \cos(\omega_{lo} + \omega_{if})t + x_L \cos(\omega_{lo} - \omega_{if})t \quad 5.183$$

Entonces, la señal de entrada a cada uno de los mezcladores 1 y 2 será:

$$x_{r1}(t) = \frac{x_U}{\sqrt{2}} \cos(\omega_{lo} + \omega_{if})t + \frac{x_L}{\sqrt{2}} \cos(\omega_{lo} - \omega_{if})t \quad 5.184$$

$$x_{r2}(t) = \frac{x_U}{\sqrt{2}} \cos[(\omega_{lo} + \omega_{if})t - 90^\circ] + \frac{x_L}{\sqrt{2}} \cos[(\omega_{lo} - \omega_{if})t - 90^\circ] \quad 5.185$$

Y la señal de salida de cada mezclador, tras filtrar armónicos:

$$x_{if1}(t) = \frac{kx_U}{2\sqrt{2}} \cos\omega_{if}t + \frac{kx_L}{2\sqrt{2}} \cos\omega_{if}t \quad 5.186$$

$$x_{if2}(t) = \frac{kx_U}{2\sqrt{2}} \cos(\omega_{if}t - 90^\circ) + \frac{kx_L}{2\sqrt{2}} \cos(\omega_{if}t + 90^\circ) \quad 5.187$$

Combinando ambas señales en el acoplador direccional de 90° de la salida tendremos:

$$x_1(t) = \frac{k}{4} [x_U \cos\omega_{if}t + x_L \cos\omega_{if}t + x_U \cos(\omega_{if}t - 180^\circ) + x_L \cos\omega_{if}t] = \frac{kx_L}{2} \cos\omega_{if}t \quad 5.188$$

$$x_2(t) = \frac{k}{4} [x_U \cos(\omega_{if}t - 90^\circ) + x_L \cos(\omega_{if}t + 90^\circ) + x_U \cos(\omega_{if}t - 90^\circ) + x_L \cos(\omega_{if}t - 90^\circ)] = \frac{kx_U}{2} \sin\omega_{if}t \quad 5.189$$

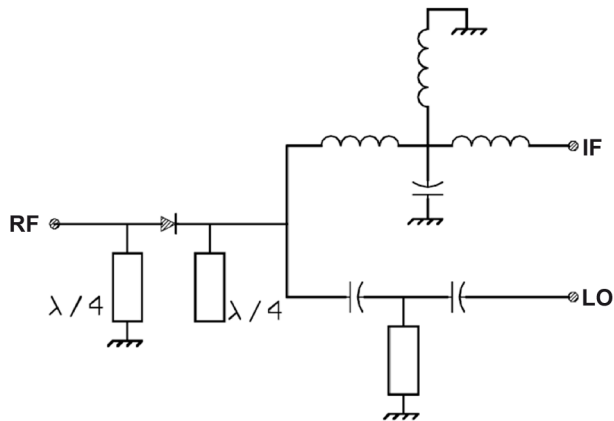
donde $x_1(t)$ es la componente *LSB* y $x_2(t)$ es la componente *USB*. Dependerá de la aplicación que una sea considerada la señal útil y la otra la señal a frecuencia imagen. Con esta estructura se consiguen rechazos a la frecuencia imagen típicamente de 20 dB.

4.9.2. Mezclador subarmónico

Esta clase de dispositivos tratan de mezclar una señal de alta frecuencia *RF* con la señal de un oscilador local *LO* de una frecuencia mucho menor, obteniéndose a la salida *IF* una señal cuya frecuencia es la diferencia entre la de un armónico de la señal de *LO* y la de la señal de *RF*. Históricamente esta técnica se ha utilizado principalmente en las bandas más altas de las microondas donde la implementación de osciladores estables y fiables es imposible o de un coste prohibitivo.

Si bien en teoría podemos aprovechar cualquier armónico de la señal *LO*, en la práctica se suelen utilizar los primeros armónicos, el segundo o el tercero, pues los más elevados suelen implicar mayores pérdidas de conversión. Los dispositivos no lineales más utilizados son los diodos Schottky y los transistores FET (MESFET o HEMTS). La figura 44 muestra un esquema de la implementación más simple de este tipo de mezcladores, compuesto por un único elemento no lineal, en este caso un diodo, se trata del **mezclador armónico simple con diodo**.

Figura 44. Esquema de mezclador armónico simple con diodo



Para conseguir las mínimas pérdidas de conversión posibles, se utilizan los *stubs* en $\lambda/4$ para suprimir la mezcla del armónico fundamental. El *stub* en cortocircuito está diseñado para tener una longitud $\lambda_R/4$, es decir, a la frecuencia RF se verá como un circuito abierto y, por consiguiente, esta señal no se verá afectada, mientras que el resto de señales, LO e IF , que son de mucha menor frecuencia, verán un cortocircuito.

Por otro lado, el *stub* en circuito abierto en el cátodo del diodo se diseña también de longitud $\lambda_R/4$, es decir, a la frecuencia RF se verá como un cortocircuito, eliminándose por tanto esta señal en este punto, mientras que el resto de señales, LO e IF , que son de mucha menor frecuencia, seguirán viendo un circuito abierto, no afectándoles para nada. Finalmente en el puerto LO se coloca un filtro paso-alto, que deja pasar la señal a f_{LO} pero bloquea la señal de f_{IF} , mientras que en el puerto de IF se coloca un filtro paso-bajo, con el objetivo contrario al anterior. Nótese que la bobina a masa podrá utilizarse como retorno de la corriente de polarización del diodo, cuyo circuito se ha obviado para no complicar la explicación.

Ejemplo 13

Supongamos un sistema donde $f_{RF} = 12,3$ GHz, $f_{LO} = 1,8$ GHz y $f_{IF} = 300$ MHz. Se utiliza el séptimo armónico de LO (12,6 GHz) para generar la mezcla. Es obvio que el *stub* diseñado a 12,3 GHz se verá transparente a 1,8 GHz y aún más a 300 MHz.

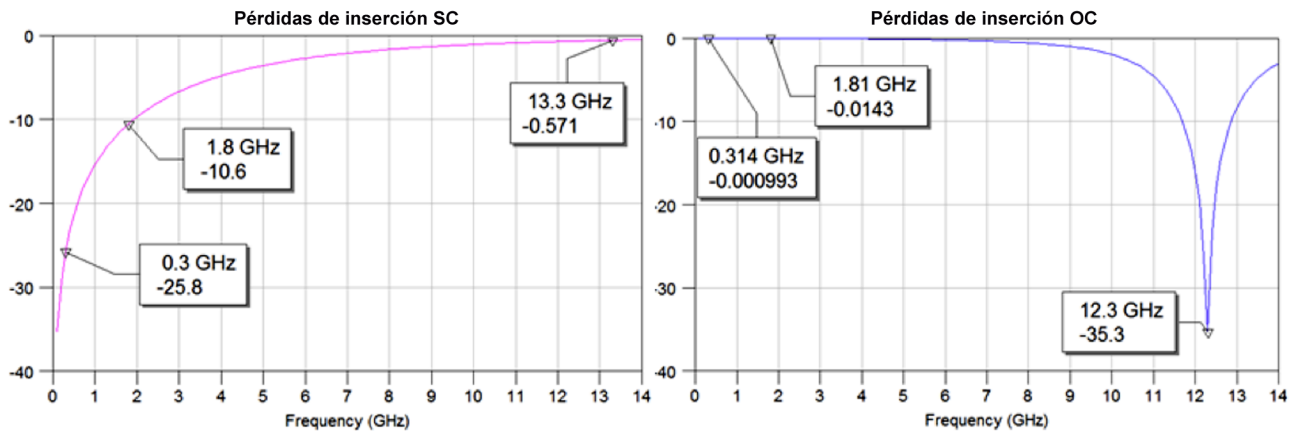
Calcular por simulación cómo afectará un *stub* en cortocircuito de 1 mm de longitud y un *stub* en circuito abierto de longitud $\lambda_R/4 = 3,2$ mm a las diferentes señales RF , IF y LO .

Suponer sustrato FR4 de $\epsilon_r = 4,6$, grosor del dieléctrico de 0,813 mm y grosor de las pistas de cobre de 35 μm .

Solución

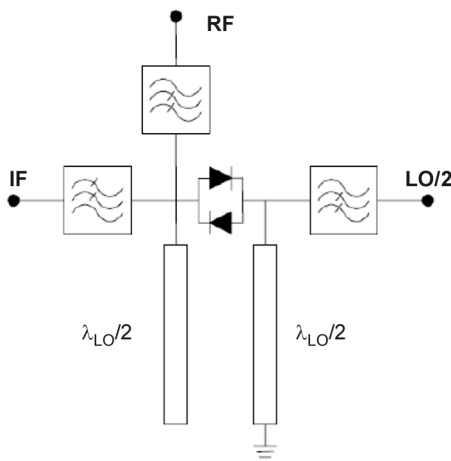
Introducidos los datos en el simulador, observamos que, para el caso de *stub* en cortocircuito, es preferible sacrificar un poco la señal de RF , menos de 1 dB, con objeto de maximizar las pérdidas a la frecuencia de 1,8 GHz de la señal LO , a un mínimo de 10 dB. Para el caso de *stub* en circuito abierto, lo ajustamos exactamente a $\lambda_R/4$, obteniendo unas pérdidas a 12,3 GHz superiores a 30 dB, mientras que las pérdidas a LO e IF son totalmente despreciables, tal y como se muestra en la figura 45.

Figura 45. Pérdidas de inserción simuladas debidas a *stub* de 1 mm en cortocircuito, SC(dB) y a *stub* de 3,2 mm en circuito abierto, OC(dB)



Si bien el mezclador armónico simple consigue maximizar la ganancia de conversión, con objeto de disminuir drásticamente los armónicos generados a la salida *IF*, se suele recurrir a estructuras equilibradas para no generar tantos armónicos. La más utilizada es la técnica del mezclador subarmónico equilibrado mediante par de diodos antiparalelos que podemos ver en la figura 46.

Figura 46. Mezclador subarmónico equilibrado mediante par de diodos antiparalelos



Gracias a su estructura equilibrada se genera una característica *I-V* simétrica, que por un lado maximiza los armónicos impares, y por otro, suprime los armónicos pares y elimina la mezcla fundamental entre *LO* y *RF*, contribuyendo de este modo a mejorar las pérdidas de conversión. También, como ya vimos, la estructura equilibrada ayuda a mejorar mucho la cancelación de AM en la señal de *LO*. Un mezclador similar puede construirse mediante transistores FET en vez de con diodos, en cuyo caso podríamos obtener ganancia positiva de conversión.

En este caso se desea mezclar una señal, *RF*, de alta frecuencia con otra, *LO*, a una frecuencia similar, pero utilizando la frecuencia mitad como oscilador local, con la ventaja que esto supone, dada la mayor estabilidad, fiabilidad y economía de implementar un oscilador cuanto menor sea su frecuencia. Entonces el *stub* de longitud $\lambda_{LO}/2$ en cortocircuito es visto como un circuito

abierto a $f_{LO}/2$, por tanto no afecta a la señal $LO/2$, pero a la frecuencia f_{RF} es visto prácticamente como cortocircuito pues su longitud es aproximadamente $\lambda_{RF}/2$, eliminando de este modo la señal RF de este puerto y mejorando, por tanto, el aislamiento entre $RF-LO$. El *stub* en circuito abierto es visto prácticamente como circuito abierto a la frecuencia f_{RF} , en cambio es visto como un cortocircuito por la señal de frecuencia $f_{LO}/2$. Por otro lado, f_{IF} está suficientemente lejos para que los *stubs* le sean transparentes.

4.9.3. Algunas aplicaciones de los mezcladores

Vamos a describir a continuación diferentes aplicaciones, a nivel funcional, de los mezcladores estudiados en este apartado. Mencionaremos las más usuales aunque la gama de aplicaciones es mucho más variada.

Downconverter

Los mezcladores significaron un paso de gigante en los sistemas de comunicaciones al permitir utilizar la técnica de la conversión de frecuencia. Mediante esta aplicación deja de ser necesario el tratamiento de la señal analógica a altas frecuencias, con la complejidad que ello supone, al tener que amplificar en bandas muy anchas (problemas de intermodulación, respuesta en frecuencia, ruido, etc.), requerir de detectores a altas frecuencias, filtros muy selectivos, etc. Mediante la conversión a bajas frecuencias podemos hacer todo el tratamiento analógico de la señal en banda base, donde los circuitos resultan más sencillos, estables, fiables y económicos. A alta frecuencia tan solo necesitaremos diseñar el propio mezclador y el oscilador local a una frecuencia determinada.

La figura 47 muestra el concepto del mezclador como conversor a baja frecuencia o *downconverter*, donde aparece el mezclador y un filtro paso-bajo (*LPF*) que dejará pasar tan solo la frecuencia convertida f_{if} . En amarillo se ha dibujado la frecuencia imagen.

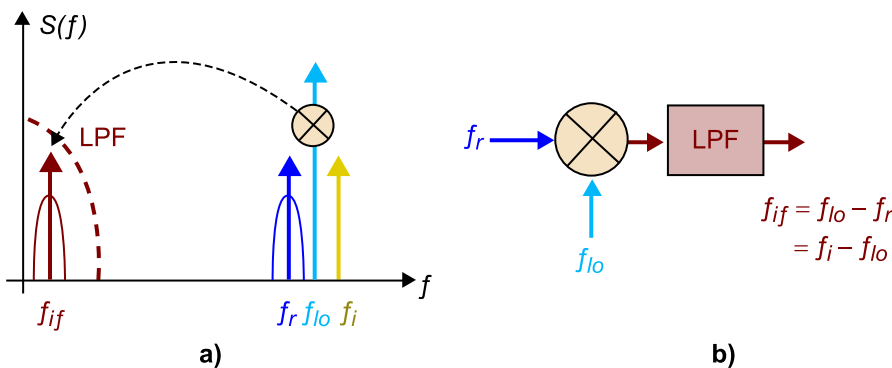
Ved también

En el subapartado "Análisis no lineal" y el ejemplo 6 de este módulo ya hemos visto un análisis del mezclador como *downconverter*, por lo que no vamos a insistir más aquí.

Ved también

La frecuencia imagen se ha analizado en el subapartado "Análisis no lineal" del presente módulo.

Figura 47. Mezclador como *downconverter*. a) Espectro de señales. b) Diagrama de bloques circuital



Demodulador

Ya hemos visto una posible aplicación del mezclador como demodulador analógico que nos separa las dos bandas *LSB* y *USB* en el subapartado "Mezclador con rechazo a la frecuencia imagen". Combinando ambas bandas tendríamos un **demodulador DSB**, mientras que rechazando una de ellas tendríamos un **demodulador SSB**. Como caso particular tendríamos el **mezclador de rechazo a la frecuencia imagen**.

Otro caso es el **demodulador de FM**. Sea una señal, $v_{FM}(T)$, modulada en FM que queremos desmodular. Inyectándola a la entrada RF del mezclador retardada un cierto tiempo t_o , y aplicando como señal de LO esta misma señal modulada en FM desfasada 90° , obtendremos a la salida IF una réplica de la señal moduladora $x(t)$ en banda base:

$$v_{FM}(t) = V \cos \left[\omega_o t + 2\pi f_d \int_0^t x(\tau) d\tau \right] \quad 5.190$$

Definimos:

$$\delta = t + \frac{f_d}{f_o} \int_0^t x(\tau) d\tau \quad \text{y} \quad \delta' = t + \frac{f_d}{f_o} \int_0^{t-t_o} x(\tau) d\tau \quad 5.191$$

Entonces a la entrada RF del mezclador tendremos:

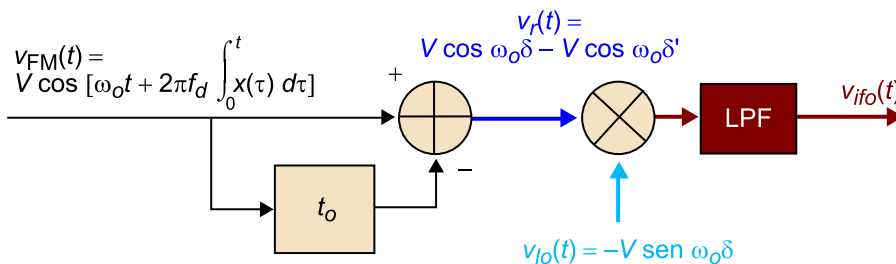
$$v_r(t) = V \cos \omega_o \delta - V \cos \omega_o \delta' \quad 5.192$$

Y a la entrada LO del mezclador:

$$v_{lo}(t) = -A \sin \omega_o \delta \quad 5.193$$

La figura 48 muestra el diagrama de bloques del demodulador de FM.

Figura 48. Mezclador como demodulador de FM



La señal a la salida del mezclador $v_{if}(t)$ será:

$$v_{if}(t) = v_r(t) * v_{lo}(t) = \frac{AV}{2} \left\{ -\text{sen}(4\pi f_o \delta) + \text{sen} \left[2\pi f_o (\delta - \delta') \right] + \text{sen} \left[4\pi f_o (\delta - \delta') \right] \right\} \quad 5.194$$

Después del filtro paso-bajo, *LPF*, habremos eliminado las componentes a $2f_o$:

$$v_{ifb}(t) = \frac{AV}{2} \text{sen} \left[2\pi f_o (\delta - \delta') \right] = \frac{AV}{2} \text{sen} \left[2\pi f_d \int_{t-t_o}^t x(\tau) d\tau \right] \quad 5.195$$

Haciendo las aproximaciones siguientes:

$$\int_{t-t_o}^t x(\tau) d\tau \approx t_o x(t), \quad \text{sen} \left[2\pi f_d t_o x(t) \right] \approx 2\pi f_d t_o x(t) \quad 5.196$$

Se puede demostrar que son aceptables si se cumple que t_o y $x(t)$ son de pequeño valor.

En estas condiciones, la señal a la salida del demodulador, $v_{ifb}(t)$, se puede aproximar:

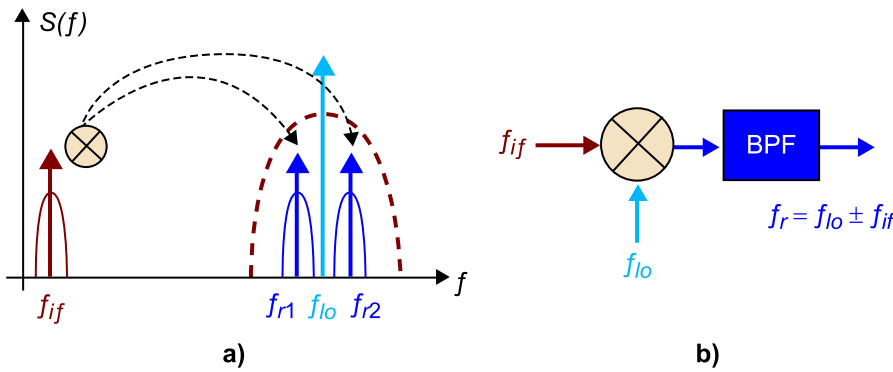
$$v_{ifb}(t) \approx \frac{AV}{2} 2\pi f_d t_o x(t) = Kx(t) \quad 5.197$$

Otras aplicaciones del mezclador como demodulador serían la demodulación de señal portadora, de especial aplicación en demoduladores síncronos, la demodulación de señal digital BPSK o la demodulación de amplitud, entre otras muchas.

Upconverter

La aplicación del mezclador como conversor a frecuencia más elevada *upconverter* es la inversa a la ya vista como *downconverter*, es decir, en lugar de entrar una señal de alta frecuencia por el puerto *RF* ahora entraremos una señal de baja frecuencia por el puerto *IF* y obtendremos la mezcla de *IF* con *LO* a la salida *RF* a una frecuencia más elevada, seleccionándola mediante un filtro paso-banda, *BPF*, que se puede distinguir por la línea roja discontinua de la siguiente figura 49, en la que se ilustra este concepto.

Figura 49. Mezclador como *upconverter*. a) Espectro de señales. b) Diagrama de bloques circuital

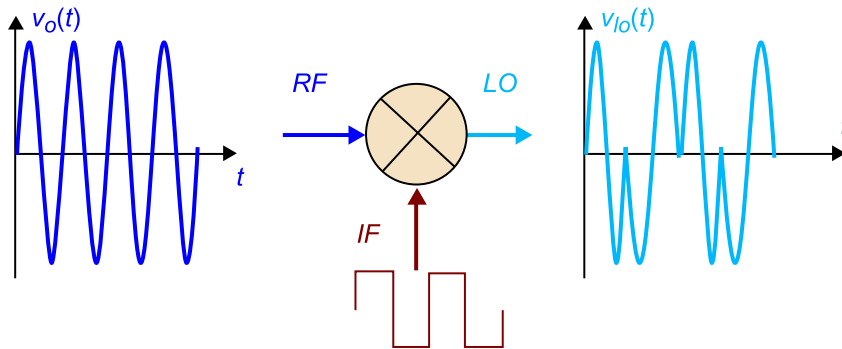


Existe la posibilidad de diseñar moduladores *SSB* o *DSB* como un caso particular de *upconverter*, combinando acopladores híbridos, del mismo modo a como hemos visto para los demoduladores.

Modulador

Una posible aplicación del mezclador es como **modulador BPSK**. Entrando la señal digital por el puerto *IF* de, por ejemplo, un mezclador en puente de diodos en anillo como el visto en el subapartado "Mezclador pasivo mediante puente de diodos" de este módulo, podemos conseguir desfasar 180° o no una señal de *RF* a la salida de *LO*. La figura 50 ilustra el concepto de esta aplicación.

Figura 50. Mezclador como modulador BPSK



Existen muchas otras posibles aplicaciones del mezclador como modulador, como por ejemplo modulador analógico de amplitud *AM*, con portadora suprimida o no.

Detector de fase

Otra aplicación interesante de los mezcladores es su capacidad para detectar la diferencia de fase entre dos señales con la misma frecuencia. Generan una señal continua a la salida *IF* que es proporcional al coseno del desfase entre las dos señales de la misma frecuencia inyectadas a las entradas *RF* y *LO*.

El valor es nulo cuando el desfase es:

$$n \cdot \frac{\pi}{2}, \quad \text{con } n = \pm 1, \pm 3, \dots \quad 5.198$$

y obtiene máximos y mínimos para desfases:

$$m \cdot \pi, \quad \text{con } m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad 5.199$$

Sean $x_r(t)$ y $x_{lo}(t)$, dos señales de la misma frecuencia ω_0 pero distintas fases φ_r y φ_{lo} :

$$x_r(t) = v_r \cos(\omega_0 t + \varphi_r) \quad \text{y} \quad x_{lo}(t) = v_{lo} \cos(\omega_0 t + \varphi_{lo}) \quad 5.200$$

El mezclador, con distorsión cuadrática, multiplicará ambas señales, obteniéndose a IF :

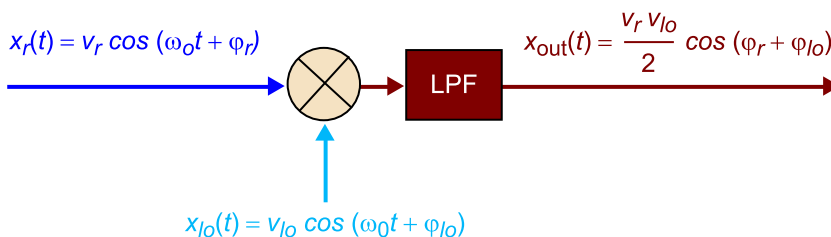
$$x_{if}(t) = v_r \cos(\omega_0 t + \varphi_r) \cdot v_{lo} \cos(\omega_0 t + \varphi_{lo}) = \frac{v_r v_{lo}}{2} [\cos(2\omega_0 t + \varphi_r + \varphi_{lo}) + \cos(\varphi_r - \varphi_{lo})] \quad 5.201$$

Filtrando paso-bajo (*LPF*), nos quedamos solamente con la componente continua:

$$x_{out}(t) = \frac{v_r v_{lo}}{2} \cos(\varphi_r - \varphi_{lo}) \quad 5.202$$

La figura 51 muestra el concepto de mezclador como detector de fase, donde se aprecia que a la salida obtenemos una señal continua cuyo valor depende del desfase entre las señales de entrada.

Figura 51. Mezclador como modulador BPSK



Una de las principales aplicaciones de los detectores de fase la encontramos en los **circuitos PLL**⁹, que han supuesto un gran avance en los sistemas de telecomunicaciones, gracias a su capacidad de generar osciladores con una gran estabilidad, pureza espectral y precisión.

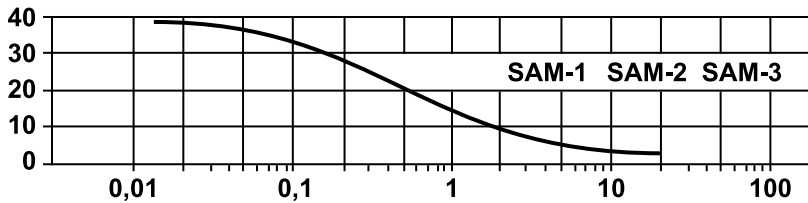
⁽⁹⁾ Acrónimo del inglés *phase locked loop*.

Control automático de ganancia (AGC)

Se basa en la característica que poseen algunos mezcladores como atenuadores controlados por corriente. Dependiendo de la corriente inyectada en el puerto IF , la señal de microondas inyectada por el puerto LO aparece más o menos atenuada en el puerto RF .

La figura 52 muestra la característica de un mezclador real, **SAM-1** del fabricante Minicircuits, donde se puede apreciar el nivel de atenuación en dB, entre los puertos *LO* y *RF* en el eje de ordenadas, en función de la corriente, en mA, inyectada al puerto *IF*, en el eje de abscisas.

Figura 52. Mezclador como atenuador por corriente (Familia SAM de Minicircuits)

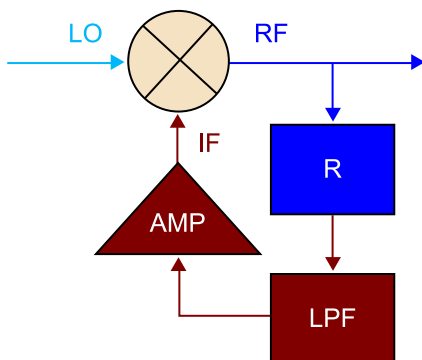


Mediante un mezclador con esta característica podremos construir un circuito de control automático de ganancia, *AGC*, añadiendo un circuito rectificador o detector de envolvente a la salida *RF* del mezclador, de manera que la señal continua que genera sea mayor cuanto mayor sea el nivel de señal de microondas a su entrada. De este modo, atacando adecuadamente al puerto *IF* del mezclador con un amplificador inversor, a mayor nivel a la salida *RF* mayor corriente genera el rectificador y menor es la corriente inyectada al mezclador a través del amplificador inversor y, al disminuir la corriente en el mezclador, aumentamos la atenuación *LO-RF*, disminuyendo así el nivel a la salida *RF*.

Así conseguiremos mantener un nivel de señal de microondas más o menos constante a su salida, es decir, construimos un sistema realimentado negativamente que tiende a mantener constante el nivel de señal a la salida, independientemente de las variaciones de nivel a su entrada.

La figura 53 muestra el diagrama de bloques de un posible diseño de *AGC* mediante mezclador, en el que se puede apreciar el propio mezclador, el rectificador, *R*, un filtro paso-bajo, *LPF*, que hará las funciones de detector de envolvente y un amplificador inversor, *AMP*, que ataca la puerta *IF* del mezclador, controlando su nivel de atenuación entre *LO* y *RF*.

Figura 53. Circuito *AGC* mediante mezclador



Multiplicador de frecuencia

Otra aplicación del mezclador es como multiplicador de frecuencia. En este caso se trata de utilizar una misma señal a una frecuencia determinada para generar armónicos de ella misma, de los que seleccionaremos el que nos interese por medio de un filtro.

Ved también

Dedicaremos todo el apartado "Multiplicadores de frecuencia" a este tipo de dispositivos, por lo que no nos extenderemos más en este apartado.

4.10. Resumen y tabla comparativa

Tras estudiar los parámetros básicos de diodos y transistores en los apartados "Diodos de microondas", "El transistor MESFET" y "El transistor bipolar BJT", en el presente apartado hemos estudiado y analizado una estructura avanzada superior, el mezclador, que se puede implementar en estructura básica con un único diodo o transistor, ya sea bipolar o MESFET, o en estructuras más complejas con una combinación de ellos, de manera que nos permitan mejorar alguna característica del comportamiento de este circuito.

Hemos visto cómo, polarizando adecuadamente en una zona no lineal el dispositivo no lineal (diodo o transistor), se consigue generar armónicos de dos señales a la entrada y optimizar la mezcla deseada que, tras hacer un análisis no lineal, vimos que, en general, se suele escoger la mezcla cuadrática $f_{lo} \pm f_r$, siendo f_{lo} la frecuencia de la señal inyectada en el puerto *LO* y f_r la frecuencia de la señal inyectada en el puerto *RF*.

El mezclador es entonces un conversor a baja o a alta frecuencia dependiendo de la mezcla escogida ($f_{lo} - f_r$ o $f_{lo} + f_r$).

Hemos repasado las figuras de mérito que caracterizan a un mezclador, el concepto de **aislamiento entre puertos**, el nivel de **adaptación**, el **factor de ruido**, el nivel de **cancelación AM** y la linealidad del mezclador encarnada en el P_{-1dB} y el IIP_3 , etc.

A continuación, hemos descrito y analizado las tres clases básicas de estructuras mezcladoras: el **mezclador simple**, el **mezclador equilibrado** y el **mezclador doblemente equilibrado**.

Analizamos también el caso pasivo de **mezclador en puente de diodos**, que nos daba una $G_C \approx 2/\pi = -4$ db, y el caso activo de **célula de Gilbert** con transistores FET, que permite tener $G_C > 0$ y mejorar la linealidad del mezclador.

También hemos analizado otro tipo de mezcladores, como el **mezclador con supresión de frecuencia imagen** y los llamados **subarmónicos**.

Finalmente, hemos hecho un repaso a las principales aplicaciones de los mezcladores en los circuitos de microondas, entre las más destacadas, como convertidor de frecuencia, tanto hacia arriba como hacia abajo, modulador, demodulador y detector de fase.

Para terminar el apartado de mezcladores, presentamos una tabla comparativa de las características de los diferentes tipos de mezcladores analizados. ¿Qué tipo de mezclador debemos utilizar? ¿Qué mezclador es mejor? Realmente no hay un mezclador que sea mejor a los demás en todas las características. Para cada aplicación específica deberemos escoger el mezclador que optimice el parámetro que más nos interesa para esa aplicación concreta. No existe el mezclador perfecto que sirva para todo, deberemos escoger siempre el más adecuado en cada caso particular.

La tabla 2 es tan solo orientativa y está presuponiendo mezcladores implementados con dispositivos de similares características. Obviamente si una clase de mezclador está implementado con transistores de mayor calidad que los de otra clase de mezclador, esta tabla deja de ser válida. Tan solo pretende ser una orientación a la hora de decidir qué tipo de mezclador es más conveniente utilizar en cada caso.

Tabla 2. Tabla comparativa orientativa de características entre diferentes tipos de mezclador

TIPO	n	ROE	I	P_{lo}	L_C	P_{-1dB}	IIP ₃	BW	3h	C_X
Simple	1	Mal	Acept.	Baja	Bajas	Malo	Malo	Bajo	Malo	Baja
Equil. 90°	2	Bien	Mal	Acep	Acept.	Acept.	Acept.	Bajo	Bien	Baja
Equil. 180°	2	Acept.	Excelente	Acep	Acept.	Acept.	Acept.	Bajo	Bien	Baja
Doble-Eq.	4	Mal	Excelente	Alta	Altas	Excelente	Excelente	Alto	Excel.	Alta
Imagen	8	Bien	Bien	Acep	Acept.	Acept.	Bien	Bajo	Bien	Alta
Gilbert	6	Acept.	Acept.	Alta	Ganancia	Excelente	Excelente	Alto	Excel.	Alta
Sub-harm.	6	Acept.	Acept.	Acep	Acept.	Acept.	Acept.	Acept.	Malo	Media

ROE es acrónimo de relación de onda estacionaria (en inglés, *VSWR*) y nos da una idea del nivel de adaptación, I es el aislamiento típico entre puertos, n se refiere al número mínimo de dispositivos no lineales necesarios (diodos o transistores), P_{lo} es el nivel de potencia necesario típico de la señal de LO , L_C son las pérdidas de conversión típicas, IIP₃ es el punto de intercepción de tercer orden, BW se refiere al ancho de banda de operación típico, $3h$ se refiere al nivel de rechazo típico de los armónicos de tercer orden y C_X a la complejidad del circuito.

5. Osciladores de microondas

En cualquier sistema de comunicaciones siempre es necesaria una fuente de señal de microondas, es la que llamamos **oscilador**. Convierte la potencia de la alimentación continua en potencia de una señal de microondas a una frecuencia determinada. Se trata de uno de los componentes básicos más esenciales de los sistemas de microondas. El presente apartado describe los fundamentos de los osciladores y la síntesis de frecuencias, incluyendo implementaciones simples basadas en diodos y transistores.

Un oscilador de estado sólido utiliza un dispositivo no lineal, ya sea un diodo o un transistor, conjuntamente con un circuito pasivo con propiedades de filtrado selectivo, llamado **resonador**, con objeto de producir una señal sinusoidal de microondas estable en el tiempo. Al alimentar el oscilador, se inicia una oscilación gracias al ruido, tras la cual, si el dispositivo está diseñado correctamente, se alcanza un estado estable de oscilación. Dado que el dispositivo no lineal está generando potencia de señal de microondas, es necesario que presente una resistencia negativa.

En este apartado analizaremos en primer lugar los osciladores de resistencia negativa de un puerto, que generalmente aprovechan esta característica, la cual presenta ciertos diodos en un determinado margen de frecuencias, tales como el diodo **GUNN** o el diodo **IMPATT**. También trataremos los osciladores mediante transistor, centrándonos en el **FET**, el cual se configura de tal manera que presente una resistencia negativa, al hacerlo trabajar en una zona inestable, de forma totalmente antagónica a como hacíamos al diseñar amplificadores, y se combina con un circuito resonador, que se encarga de confinar y estabilizar la oscilación a una frecuencia f_0 determinada. Se analiza posteriormente el caso particular de los osciladores con resonador dieléctrico, dada su importancia en muchas aplicaciones de microondas. Finalmente, se analizan las características principales de un oscilador, entre las que se aborda la cuestión del ruido y los diferentes conceptos que existen para caracterizar al oscilador desde este punto de vista, que será de relevante importancia en el apartado "Multiplicadores de frecuencia".

5.1. Osciladores de resistencia negativa

Existen básicamente dos metodologías de análisis de osciladores. Una trata el oscilador desde el punto de vista de **amplificador con realimentación positiva**. Este método es muy útil en osciladores de baja frecuencia pero poco recomendable para analizar osciladores de microondas.

Ved también

Los diodos IMPATT se analizan en el subapartado "El diodo de avalancha IMPATT" de este módulo.

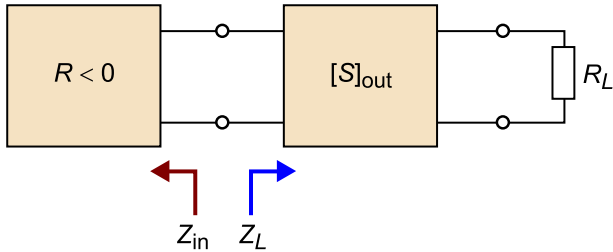
Ved también

Se puede consultar el módulo "Realimentación y osciladores" de la asignatura *Tecnología electrónica* para saber más sobre amplificador con realimentación positiva.

La otra metodología es conocida como el **método de la resistencia negativa**. Se basa en la caracterización del dispositivo activo no lineal como un dispositivo de un solo puerto cuya impedancia tiene parte real negativa a la frecuencia de operación.

La figura 54 muestra el diagrama de bloques básico de un oscilador genérico de microondas de estado sólido.

Figura 54. Diagrama de bloques de oscilador de microondas de estado sólido



En ella podemos distinguir dos secciones: a la izquierda el dispositivo activo no lineal actuando a modo de resistencia negativa, $R < 0$, que presenta una impedancia Z_{in} y un coeficiente de reflexión Γ_{in} . A la derecha la parte pasiva del circuito compuesto de una red selectiva $[S]_{out}$ y la carga, que presenta una impedancia Z_L y un coeficiente de reflexión Γ_L .

El dispositivo activo puede ser un diodo o un transistor con una red pasiva de polarización, diseñada para que sea transparente a la frecuencia de microondas de trabajo. Este dispositivo, al ser no lineal, presentará una impedancia dependiente de la amplitud de la señal y también dependerá de la frecuencia:

$$Z_{in}(I, \omega) = R_{in}(I, \omega) + jX_{in}(I, \omega) \quad 5.203$$

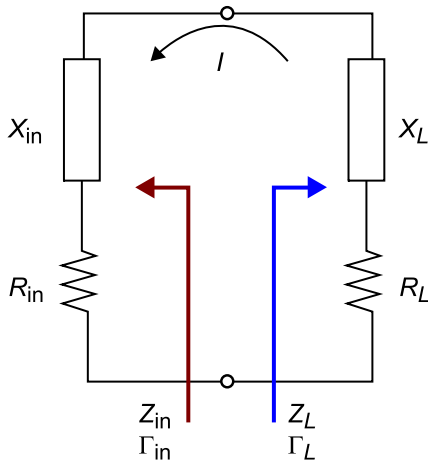
mientras que el circuito de la carga, al ser lineal y pasivo, presentará un comportamiento que no depende de la amplitud de la señal, aunque sí de la frecuencia, pues precisamente se trata de una red selectiva para confinar la oscilación a una determinada frecuencia:

$$Z_L(\omega) = R_L + jX_L(\omega) \quad 5.204$$

Con objeto de obtener la máxima transferencia de potencia a la carga, podemos asumir que la red pasiva $[S]_{out}$ es una red sin pérdidas, en cuyo caso la potencia suministrada por el dispositivo activo es entregada totalmente a la carga R_L . En los sistemas de microondas comunes la carga es resistiva y habitualmente igual a la impedancia de referencia, cuyo valor estándar se toma de 50Ω .

Un primer análisis del oscilador se puede abordar analizando el circuito de la figura 55.

Figura 55. Circuito simplificado de oscilador de microondas



Asumiendo que existe una señal oscilando en el circuito y, aplicando la ley de Kirchhoff a la tensión, deberá cumplirse:

$$(Z_L + Z_{in})I = 0 \quad 5.205$$

Dado que, para que se produzca una oscilación de la señal de microondas, la corriente, I , no puede ser nula, entonces una **condición necesaria de oscilación** será:

$$Z_L + Z_{in} = 0 \quad 5.206$$

o lo que es lo mismo:

$$R_L + R_{in} = 0 \quad 5.207$$

$$X_L + X_{in} = 0 \quad 5.208$$

Como la carga es pasiva, $R_L > 0$. Entonces debe cumplirse que $R_{in} < 0$, es decir, debe ser una resistencia negativa. Una resistencia positiva implica disipación de potencia, por tanto, una resistencia negativa significará generación o fuente de potencia. La condición impuesta por la ecuación 5.206 controla la **frecuencia de oscilación**.

La condición impuesta por la ecuación 5.205 implica, a nivel de coeficientes de reflexión:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{-Z_{in} - Z_0}{-Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_{in} + Z_0}{Z_{in} - Z_0} = \frac{1}{\Gamma_{in}} \quad 5.209$$

El proceso de oscilación depende del comportamiento no lineal de la impedancia Z_{in} . Inicialmente, es necesario que todo el circuito sea inestable a una cierta frecuencia:

$$R_L + R_{in}(I, \omega) < 0 \quad 5.210$$

Entonces, cualquier excitación transitoria o simplemente el ruido causarán una oscilación a la frecuencia ω . A medida que la corriente en el circuito va creciendo, $R_{in}(I, \omega)$ debe ir siendo cada vez menos negativa hasta que se alcance una corriente estable I_0 , tal que:

$$R_L + R_{in}(I_0, \omega_0) = 0 \quad 5.211$$

$$X_L(\omega_0) + X_{in}(I_0, \omega_0) = 0 \quad 5.212$$

Normalmente $\omega \neq \omega_0$ pues X_{in} depende de la corriente I .

Por tanto vemos que las ecuaciones 5.207 y 5.208 son necesarias para que oscile el circuito, pero no son suficientes para garantizar una oscilación constante y estable.

Para que el oscilador sea estable se requiere que cualquier perturbación en la frecuencia o en la corriente del circuito sea absorbida inmediatamente permitiendo que el oscilador retorne a su estado original. Esta condición de estabilidad puede analizarse por un método gráfico que es muy útil a frecuencias de microondas. Existen otros métodos analíticos pero son de gran complejidad y no aportan practicidad al diseño.

El método gráfico se basa en la definición de dos líneas de impedancia llamadas **línea de dispositivo** y **línea de carga**, que dependen de las impedancias de dispositivo, Z_{in} , y de carga, Z_L , respectivamente.

La línea de carga es la representación gráfica en el plano complejo de la impedancia de carga, Z_L , la cual depende de la frecuencia ω . La línea de dispositivo, por su parte, es la representación gráfica en el plano complejo de la impedancia del dispositivo cambiada de signo, $-Z_{in}$, la cual depende generalmente de dos variables, la frecuencia, ω , y la amplitud de la señal, I . En sentido estricto no es, pues, una línea, sino una superficie. En la práctica, sin embargo, la variación de la impedancia del dispositivo, Z_{in} , en función de la frecuencia, ω , es tan pequeña comparada con la variación de la impedancia de carga, Z_L , con la frecuencia, ω , que podemos considerar que, para pequeñas variaciones de ω , la impedancia del dispositivo, Z_{in} , es prácticamente constante, por lo que no depende de ella.

Lectura complementaria

Podéis consultar un estudio analítico completo en:

K. Kurokawa (1978). "Microwave solid state circuits". *Microwave Devices*. John Wiley & Sons.

Entonces, la **condición de estabilidad** puede expresarse de la manera siguiente: para obtener un comportamiento estable en un oscilador, el ángulo medido desde la línea de dispositivo hacia la línea de carga en el sentido creciente debe ser menor a 180° .

Ved también

Veremos un ejemplo en el siguiente apartado sobre osciladores con diodo IMPATT.

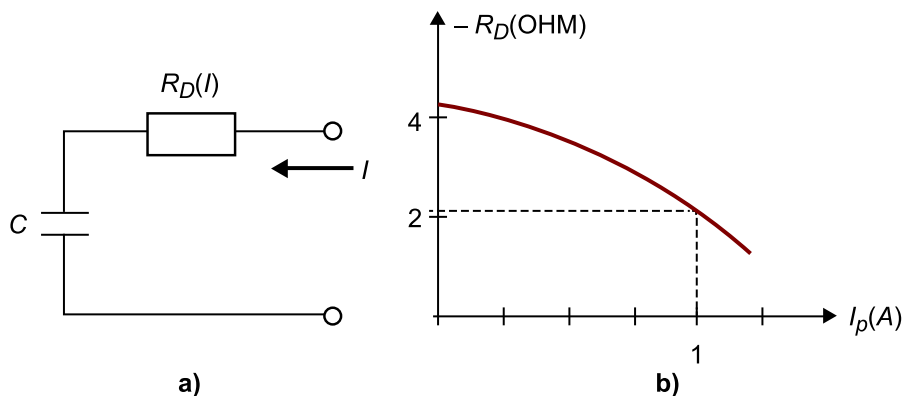
5.1.1. Osciladores con diodo IMPATT

Ya vimos en el apartado "El diodo de avalancha IMPATT" de este módulo cómo el diodo IMPATT presenta una resistencia negativa cuando se excita con una señal de una determinada frecuencia, cuyo medio periodo es comparable al **tiempo de tránsito**, τ , de la carga en la zona de deriva hasta alcanzar el ánodo.

Aprovechando esta propiedad de resistencia negativa, este tipo de diodos podremos utilizarlos para diseñar osciladores de estado sólido a frecuencias elevadas de microondas.

La figura 56 muestra, a la izquierda, el circuito equivalente simplificado, solo válido a frecuencias de microondas, de un diodo IMPATT, y a la derecha, la característica no lineal de resistencia negativa dependiente de la corriente de polarización, I_p , típica de este tipo de diodos.

Figura 56. a) Circuito equivalente de diodo IMPATT. b) Resistencia negativa en función de la corriente de microondas



Vemos que se ha simplificado la impedancia Z_{in} del dispositivo no lineal por una resistencia, R_D , que depende de la corriente de microondas, I , y una capacidad C , que responde a la capacidad de carga espacial de la unión semiconductor polarizada en inversa. La característica no lineal de su resistencia negativa puede aproximarse por la llamada *característica de Van der Pol*, basada en una dependencia cúbica de la caída de tensión de microondas respecto a la corriente:

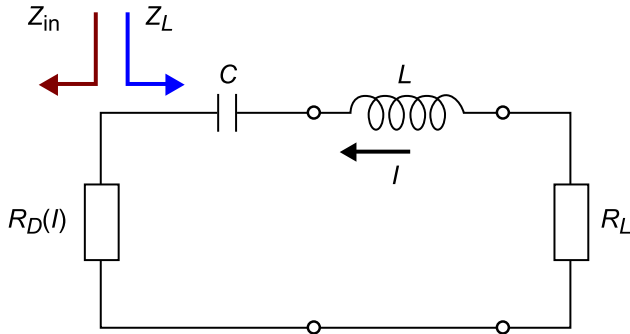
$$V_{NL} = -aI + bI^3 \quad 5.213$$

donde V_{NL} es la caída de tensión no lineal en los terminales de la resistencia no lineal $R_D(I)$, y la corriente de microondas máxima que la atraviesa es I . Por tanto, deducimos que la resistencia $R_D(I)$ será:

$$R_D(I) = -a + bI^2 \quad 5.214$$

La figura 57 muestra el circuito simplificado para analizar un oscilador utilizando un diodo IMPATT.

Figura 57. Circuito oscilador con diodo IMPATT y resonador serie



Vemos cómo hemos separado la capacidad del diodo, C , de la impedancia del dispositivo Z_{in} , con objeto de separar la impedancia no lineal $R_D(I)$, del resto, que son lineales.

Normalmente, diseñaremos el oscilador para conseguir la **máxima potencia de oscilación** posible del diodo o dispositivo activo. El valor que hay que maximizar es la potencia entregada a la carga, P :

$$P = \frac{1}{2} R_L I_0^2 = -\frac{1}{2} R_D I_0^2 = -\frac{1}{2} (-a + bI_0^2) I_0^2 \quad 5.215$$

Para encontrar el punto óptimo, la derivada de P respecto I_0 debe anularse:

$$\frac{\partial P}{\partial I_0} = aI_0 - 2bI_0^3 = 0 \quad 5.216$$

Por tanto, la corriente óptima de microondas será:

$$I_0 = \sqrt{\frac{a}{2b}} \quad 5.217$$

En consecuencia, el valor óptimo de resistencia no lineal será, según la ecuación 5.214:

$$R_D(I_0) = -a/2 \quad 5.218$$

Este resultado es muy importante dado que se puede interpretar del siguiente modo:

Un dispositivo no lineal con resistencia negativa gobernado por una característica tensión corriente del tipo Van der Pol, entregará la máxima potencia a la carga si su resistencia tiene un valor igual a la mitad de su resistencia de pequeña señal.

Según la ecuación 5.214, la resistencia de pequeña señal tomará el valor de esta ecuación cuando la corriente I tienda a cero, es decir:

$$R_D(0) = \lim_{I \rightarrow 0} [R_D(I)] = \lim_{I \rightarrow 0} [-a + bI^2] = -a \quad 5.219$$

Muchos dispositivos poseen esta característica de Van der Pol, por lo que la ecuación 5.218 es una aproximación muy útil porque la medida de la impedancia del dispositivo en condiciones de pequeña señal es normalmente muy sencilla. No así la medida bajo condiciones de gran señal, tremendamente compleja debido a la necesidad de utilizar instrumentación especial.

De la ecuación 5.206 deducimos que la resistencia de carga óptima para obtener la máxima potencia de oscilación debe ser igual a la resistencia no lineal óptima del dispositivo calculada anteriormente, pero de signo opuesto:

$$R_L(I_0) = a/2 \quad 5.220$$

y la potencia entregada a esta carga será:

$$P = \frac{a^2}{8b} \quad 5.221$$

Finalmente, la frecuencia de oscilación vendrá determinada por el resonador serie, formado por la propia capacidad, C , del diodo y la inductancia externa, L :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad 5.222$$

Ejemplo 14

Sea el diodo IMPATT cuya característica de su resistencia negativa en función de la corriente es la mostrada en la figura 56. Una buena aproximación de la curva la dan los coeficientes $a = 4,2$ y $b = 2,2$. Utilizando estos valores, calcular el valor óptimo de R_D y R_L para conseguir entregar la máxima potencia a la carga. Obtener el valor de esta potencia y estudiar la estabilidad del oscilador utilizando el método gráfico de las líneas de impedancia.

Solución

En primer lugar calculamos la corriente I_0 de microondas que maximiza la potencia entregada a la carga, según la ecuación 5.217:

$$I_0 = \sqrt{\frac{a}{2b}} = \sqrt{\frac{4,2}{2 \cdot 2,2}} = 0,98 \text{ A} \quad 5.223$$

Una vez conocemos la corriente, podemos calcular la resistencia negativa del dispositivo según la ecuación 5.214:

$$R_D(I_0) = -a + bI_0^2 = -4,2 + 2,2 \cdot (0,98)^2 = -2,1 \ \Omega \quad 5.224$$

Ahora, para obtener la resistencia de carga óptima, R_L , utilizamos la ecuación 5.220:

$$R_L(I_0) = a/2 = 4,2/2 = 2,1 \ \Omega \quad 5.225$$

Es decir, se cumple la condición necesaria para oscilación reflejada en la ecuación 5.206.

La potencia entregada a la carga será, según la ecuación 5.221:

$$P = \frac{a^2}{8b} = \frac{(4,2)^2}{8(2,2)} = 1 \text{ W} = 30 \text{ dBm} \quad 5.226$$

Para estudiar la estabilidad por el método gráfico veamos cuál es la expresión de las líneas de impedancia:

- Línea de dispositivo:

$$-Z_{in}(I) = 4,2 - 2,2 \cdot I^2 \quad 5.227$$

- Línea de carga:

$$Z_L(f) = R_L(1 + j2Q\delta) \quad 5.228$$

donde vemos que la impedancia de dispositivo depende de la corriente de microondas del circuito y la impedancia de carga solo depende de la frecuencia, adoptando la expresión típica de un circuito resonador serie **RLC**.

Recordemos que un circuito **RLC** serie está compuesto de una resistencia, R , en serie con un condensador, C , en serie con una inductancia, L . La ecuación que describe el comportamiento de este circuito en función de la frecuencia es:

$$Z_{RLC}(f) = R(1 + j2Q\delta) \quad 5.229$$

donde:

- Q es el llamado factor de calidad:

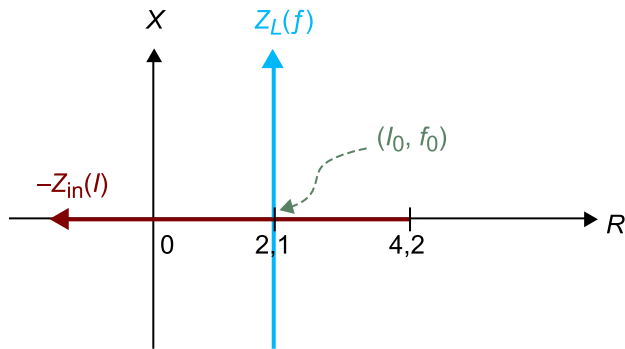
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad 5.230$$

- δ es la llamada desviación de frecuencia relativa:

$$\delta = \frac{f - f_0}{f_0} \quad 5.231$$

La figura 58 muestra en azul claro la representación de la línea de carga, $Z_L(f)$, en el plano complejo $R + jX$, y a su vez, la representación de la línea de dispositivo, $Z_{in}(I)$, en dicho plano. En este ejemplo particular ha sido fácil dibujar ambas líneas, pues la primera es de parte real constante $R_L = 2,1$ y parte imaginaria dependiente de la frecuencia, f , y la segunda es una impedancia real que va variando sobre el eje real del plano complejo en función de la corriente, I . El punto en el que se cortan ambas líneas será el punto de trabajo (I_0, f_0), el cual es estable, dado que se cumple la condición de estabilidad, pues el ángulo medido desde la línea de dispositivo hacia la línea de carga en el sentido creciente es menor a 180° , en concreto es de 90° .

Figura 58. Líneas de dispositivo y carga del oscilador IMPATT



Sin embargo, no siempre será tan sencillo poder representar ambas líneas, por lo que habrá que recurrir a la ayuda de herramientas de cálculo CAD.

5.2. Osciladores con transistor

El principio básico de cualquier oscilador sinusoidal electrónico radica en el fenómeno de la resonancia. En el caso de aplicar una energía inicial a un circuito LC, se produce una señal de oscilación sinusoidal debido al intercambio periódico de energía entre la capacidad, C y la inductancia, L . Sin embargo, debido a las pérdidas de ambos componentes, la oscilación decae exponencialmente en el tiempo. Para mantener la oscilación, es necesario incorporar al circuito un dispositivo activo que compense estas pérdidas y mantenga la oscilación a un nivel constante. La elección del dispositivo activo así como del tipo de circuito resonador y la topología del circuito depende de la frecuencia de oscilación y de la aplicación particular.

En general, los transistores bipolares son utilizados en radiofrecuencia y en la banda baja de microondas (unos pocos GHz). Por encima de estas frecuencias se suelen utilizar transistores FET fabricados con GaAs, gracias a su capacidad de trabajar hasta elevadas frecuencias, si bien la tecnología está avanzando y los transistores HEMT y HBT se muestran válidos también para formar parte de osciladores a elevadas frecuencias.

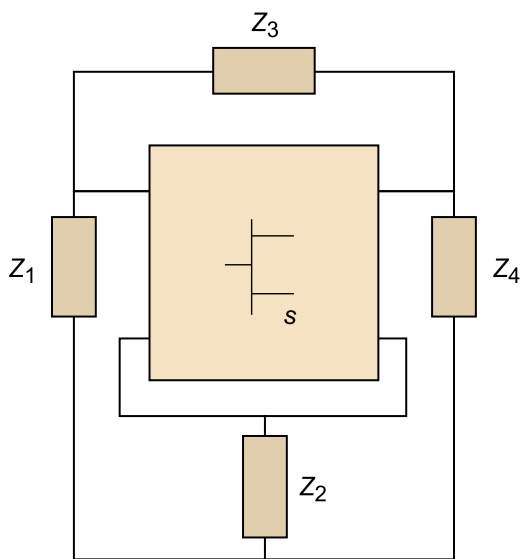
Las técnicas de diseño de osciladores son, en general, independientes del tipo de dispositivo activo utilizado. Sin embargo, la calidad que se puede alcanzar en términos de potencia o de ruido de fase, depende decisivamente de este.

Un oscilador con transistor puede ser visto como un amplificador con transistor al que se le aplica realimentación positiva, permitiendo el crecimiento de cualquier señal de oscilación iniciada en el circuito, acoplado a un circuito resonante que sirve para seleccionar la frecuencia de oscilación. Para iniciar la oscilación es necesario que aparezca una señal inicial cuyo espectro contenga una componente a la frecuencia de oscilación deseada. Esta señal inicial ya está siempre presente en cualquier circuito electrónico en forma de ruido blanco de origen térmico. Se le llama ruido blanco por contener una densi-

dad espectral de energía uniforme a todas las frecuencias. El crecimiento de la señal de oscilación no puede ser ilimitado, el circuito debe incorporar algún mecanismo para estabilizar el nivel de señal a un valor determinado.

Para conseguir resistencia negativa, primeramente es necesario polarizar el transistor en la región de amplificación. En segundo lugar, debe acoplarse una red de realimentación con la impedancia adecuada para producir realimentación positiva, ya sea en serie o en paralelo. En este punto debe decidirse la topología a utilizar. La figura 59 muestra varias topologías alternativas para realimentar el transistor.

Figura 59. Topologías genéricas de oscilador con transistor



De este esquema podremos seleccionar una de las topologías con las impedancias complejas Z_1 , Z_2 , Z_3 o Z_4 o combinaciones de varias de ellas. Por ejemplo, para tener realimentación serie elegiremos $Z_3 = \infty$ y una combinación libre de las otras tres, o para tener realimentación paralelo elegiremos $Z_2 = 0$ asegurando una cierta impedancia Z_3 y una combinación libre de las otras dos.

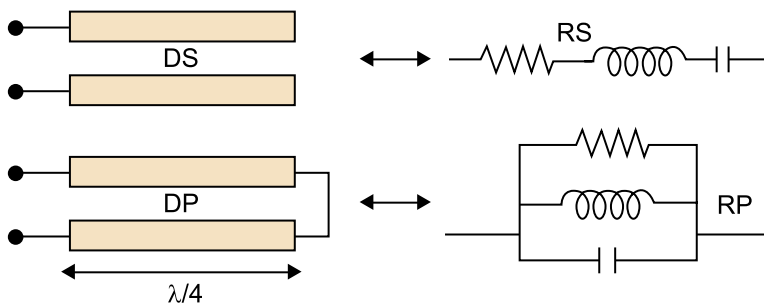
Finalmente, el tercer paso consiste en acoplar un circuito resonante en alguna parte del circuito para seleccionar la frecuencia de oscilación deseada.

De entre todos los tipos de circuitos resonadores nos vamos a fijar en tres, que suelen ser los más utilizados en circuitos de RF y microondas:

- resonadores compuestos por elementos discretos (RLC)
- resonadores distribuidos
- resonadores dieléctricos.

El resonador RLC, ya sea en topología serie (RS) o paralelo (RP), está construido mediante componentes discretos, un condensador de capacidad C , una inductancia de valor L , y una resistencia, R , asociada generalmente a las pérdidas de los dos anteriores. No obstante, en circuitos de microondas no es muy habitual trabajar con resonadores de componentes discretos debido a las dimensiones reducidas de la longitud de onda de trabajo, similares o incluso inferiores a los encapsulados de estos componentes, por lo que se suele recurrir a los resonadores distribuidos, generalmente construidos a base de líneas *microstrip* acopladas, acabadas en circuito abierto o en cortocircuito, que resonarán a la frecuencia que coincida con su longitud eléctrica en $\lambda/4$ o en $\lambda/2$. La figura 60 resume varias de las posibilidades de circuitos resonadores serie y paralelo básicos, en su versión distribuida y en su versión equivalente mediante componentes discretos.

Figura 60. Diferentes topologías de circuitos resonantes



DS (distribuido serie) simboliza dos líneas *microstrip* acopladas una longitud $\lambda/4$ y a la derecha vemos su equivalente Resonador Serie, *RS*, implementado mediante componentes discretos. *DP* (distribuido paralelo) sería la versión de resonador distribuido anterior pero terminado en cortocircuito, y a la derecha vemos su equivalente, resonador paralelo, en componentes discretos, *RP*.

Otro tipo de resonador también muy utilizado en microondas es el que consiste en acoplar un resonador dieléctrico a una línea *microstrip* del circuito oscilador, este es el caso del resonador dieléctrico, que veremos con más detalle en el apartado "Oscilador con resonador dieléctrico".

Las topologías más comunes de osciladores con transistor son, entre otras, las del oscilador con cristal de cuarzo, el oscilador Colpitts, el oscilador Clapp y el oscilador Hartley.

5.2.1. Análisis del circuito oscilador

En un oscilador con transistor, la resistencia negativa de un puerto se crea terminando el transistor con una impedancia, Z_T , diseñada para llevarlo a una zona de inestabilidad. El transistor se configura potencialmente inestable con unos parámetros S determinados, a diferencia de como hacíamos con los amplificadores, en los que procurábamos que el transistor trabajara en zona incondicionalmente estable. Típicamente, se suelen utilizar transistores FET con

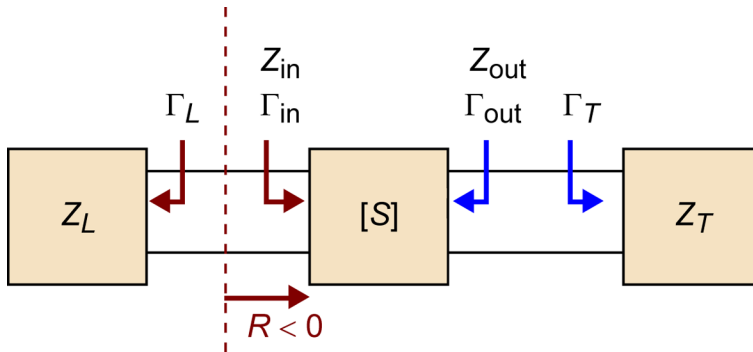
Ved también

Estas topologías se pueden consultar en detalle en el módulo "Realimentación y osciladores" de la asignatura *Tecnología electrónica*.

topologías en fuente o puerta común (emisor o base común en el caso de transistores bipolares) que suelen ser potencialmente inestables, a menudo con realimentación positiva, con objeto de acentuar la inestabilidad.

La figura 61 muestra el diagrama de bloques del oscilador con transistor.

Figura 61. Diagrama de bloques de oscilador con transistor



Una vez polarizado el transistor en su configuración, dibujamos el círculo de estabilidad a la salida en el plano Γ_T , y elegimos el coeficiente de reflexión Γ_T para provocar el mayor valor posible de resistencia negativa a la entrada del transistor. Finalmente, elegimos el valor de la impedancia de carga Z_L que se adapte mejor con la impedancia de entrada del transistor Z_{in} . Sin embargo, debido a que este análisis utiliza los parámetros S que solo son válidos para pequeña señal y en zona lineal, deberemos tener en cuenta que la oscilación es un fenómeno de gran señal y la resistencia R_{in} varía dependiendo del nivel de señal, en el sentido de volverse menos negativa cuanto mayor es este último.

Entonces deberemos escoger R_L para garantizar que:

$$R_L + R_{in} < 0 \quad 5.232$$

de lo contrario la oscilación cesaría.

En la práctica se comprueba que un valor razonable para R_L es:

$$R_L = \frac{-R_{in}}{3} \quad 5.233$$

La parte reactiva de Z_L se elige entonces para resonar el circuito:

$$X_L = -X_{in} \quad 5.234$$

Cuando se produce la oscilación entre la carga y el transistor, simultáneamente se producirá oscilación en el puerto de salida, que se puede analizar de la manera siguiente: para mantener una oscilación constante en el puerto de en-

trada vimos que debía cumplirse la ecuación 5.209. Entonces, sustituyendo la ecuación 4.18 del módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico, donde reemplazamos Γ_L por Γ_T :

$$\frac{1}{\Gamma_L} = \Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} \quad 5.235$$

donde Δ viene de la ecuación 4.107 del módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico.

Resolviendo ahora para Γ_T :

$$\Gamma_T = \frac{1 - S_{11}\Gamma_L}{S_{22} - \Delta\Gamma_L} \quad 5.236$$

De la ecuación 4.19 del módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico tendremos:

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \quad 5.237$$

Lo cual demuestra que la condición de oscilación también se cumple para la red de terminación a la salida del transistor, pues $\Gamma_T\Gamma_{out} = 1$, esto es, $Z_{in} = -Z_{out}$.

Ejemplo 15

Se pretende diseñar un oscilador de microondas a la frecuencia de 12 GHz mediante un transistor MESFET configurado en puerta común, con una línea *microstrip* de 2 mm de longitud y 150 μm de grosor en serie con su terminal de puerta, con objeto de incrementar su inestabilidad.

Se pide diseñar una red de terminación adecuada para una impedancia de 50 Ω y una red resonadora adecuada.

Los parámetros S del transistor en configuración de fuente común son los siguientes:

$$S_{11} = 0,820 \angle -100^\circ; \quad S_{21} = 3,201 \angle 65^\circ; \quad S_{12} = 0,02 \angle 60^\circ; \quad S_{22} = 0,810 \angle -45^\circ \quad 5.238$$

Se utiliza para el circuito una placa FR4 de sustrato dieléctrico con $\epsilon_r = 4,8$, grosor de 400 μm y conductor de cobre de 17 μm de grosor.

Solución

En primer lugar introduciremos los datos aportados de los parámetros S del transistor en fuente común para averiguar los parámetros S que resultan al configurarlo en puerta común con la línea *microstrip* en serie, *TL3*, según el esquema de la figura 62. El resultado de la simulación del circuito del transistor y la línea *microstrip* en su puerta nos da como resultado los parámetros S siguientes:

$$S_{11} = 1,743 \angle -80^\circ; \quad S_{21} = 2,940 \angle 58^\circ; \quad S_{12} = 0,743 \angle -4^\circ; \quad S_{22} = 0,518 \angle 62^\circ \quad 5.239$$

Se aprecia claramente cómo el transistor en puerta común presenta un parámetro S_{11} mucho mayor a la configuración inicial en fuente común, lo que nos sugiere que la configuración en puerta común es mucho más inestable, siendo favorable para obtener un oscilador. También se aprecia un incremento considerable del parámetro S_{12} , relacionado con la realimentación y la estabilidad.

Ahora, aplicando las ecuaciones del apartado "Círculos de estabilidad" del módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico, encontramos el círculo de estabilidad del transistor en esta configuración, según se aprecia en la figura 63:

$$C_T = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{(0,518 \angle_{62} - 2,089 \angle_{-101,7} 1,743 \angle_{80})^*}{|0,518 \angle_{62}|^2 - |2,089 \angle_{-101,7}|^2} = 0,801 \angle_{-327} \quad 5.240$$

$$R_T = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{0,743 \angle_{-4} 2,940 \angle_{58}}{|0,518 \angle_{62}|^2 - |2,089 \angle_{-101,7}|^2} \right| = 0,483 \quad 5.241$$

donde:

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} = 1,743 \angle_{-80} 0,518 \angle_{62} - 0,743 \angle_{-4} 2,940 \angle_{58} = 2,089 \angle_{-101,7} \quad 5.242$$

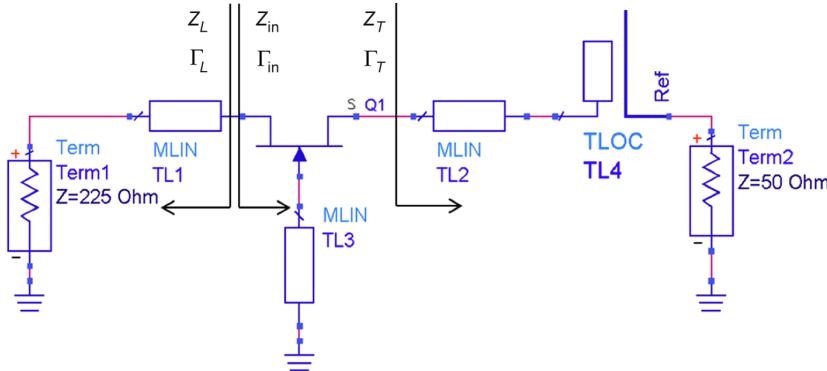
Dado que $|S_{11}| = 1,743 > 1$ significa que la región estable es la interna al círculo calculado (ver en amarillo en la figura 63). Por lo tanto, si queremos que el circuito oscile deberemos escoger un valor de Γ_T exterior al círculo de estabilidad, existiendo un amplio grado de libertad en esta elección. No obstante, uno de los objetivos en el diseño de osciladores con transistor es conseguir una resistencia negativa lo más grande posible, por lo que será mejor escoger un valor de Γ_T en la zona del lado opuesto del círculo de estabilidad dentro de la carta de Smith.

Una posible solución sería elegir el valor:

$$\Gamma_T = 0,9 \angle_{-124} \quad 5.243$$

según se indica en la figura 63. Entonces, mediante una carga de 50 Ω y una simple red de adaptación como la de la figura 62, consistente en un *stub* en circuito abierto, TL4, de 3,6 mm de longitud seguido de una línea de transmisión, TL2, de 5,1 mm de longitud y, siendo ambas líneas de impedancia característica de 50 Ω , esto es, de una anchura adecuada de 750 μm , conseguimos fabricar el coeficiente de reflexión Γ_T deseado, que se corresponde con una impedancia $Z_T = 3,5 - j 26,5 \Omega$.

Figura 62. Esquema del oscilador con transistor MESFET configurado en puerta común



Finalmente, calculamos el coeficiente de reflexión a la entrada, Γ_{in} , según las ecuaciones vistas en el apartado "Ganancia de amplificadores" del módulo "Amplificadores lineales de microondas" del material didáctico:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_T}{1 - S_{22} \Gamma_T} = 1,743 \angle_{-80} + \frac{0,743 \angle_{-4} 2,940 \angle_{58} 0,9 \angle_{-124}}{1 - 0,518 \angle_{62} 0,9 \angle_{-124}} = 1,927 \angle_{-123} \quad 5.244$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} = 50 \Omega \frac{1 + 1,927 \angle_{-123}}{1 - 1,927 \angle_{-123}} = 30,97 \angle_{-130} \quad 5.245$$

$$Z_{in} = -20 - j 23,72 \quad 5.246$$

Obtenemos pues, una impedancia de valor real negativo, como es necesario para un oscilador. Ahora, según la ecuación 5.233, debemos tomar un tercio de la parte real de la impedancia calculada, para asegurar la oscilación:

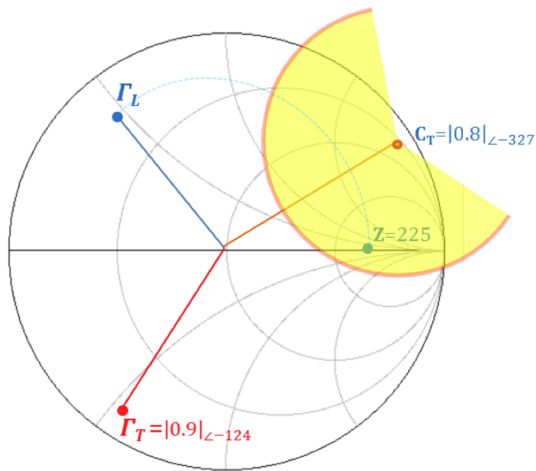
$$R_L = \frac{-R_{in}}{3} = 7,33 \ \Omega \quad 5.247$$

Y la parte imaginaria la tomamos según 5.234:

$$X_L = -X_{in} = 23,72 \ \Omega \quad 5.248$$

La manera más sencilla de conseguir este resonador es, por ejemplo, mediante una carga de $225 \ \Omega$ y una simple línea, TL1, de anchura 1,6 mm y longitud 1,81 mm, según se puede ver en las figuras 62 y 63. Con esto, quedaría finalizado el diseño del oscilador con transistor.

Figura 63. Carta Smith con los puntos más representativos del diseño del oscilador. La zona amarilla indica la zona estable



5.2.2. Oscilador con resonador dieléctrico

En el diseño de osciladores uno de los principales objetivos del diseño será encontrar resonadores con factores de calidad, Q , muy elevados, pues por lógica esta característica los hace más estables y menos ruidosos. Cuanto más estrecha sea la respuesta en frecuencia del resonador, más pura y más estable será la portadora generada por el oscilador. En el caso de resonadores mediante componentes discretos o mediante componentes distribuidos (líneas *microstrip*), están limitados típicamente a un factor de calidad de varias centenas como mucho.

Por otro lado, usar cavidades resonantes de guías de ondas, si bien obtienen con facilidad valores de Q muy elevados, por encima de 10^4 , no es nada indicado para ser integradas en circuitos miniaturizados de microondas. Además, estas cavidades se ven muy afectadas por los cambios de temperatura, que provocan cambios en sus dimensiones por dilatación o contracción y consecuentemente variaciones importantes de la frecuencia de resonancia.

La cavidad resonadora dieléctrica soluciona la mayor parte de estas limitaciones. Pueden alcanzar valores de factor de calidad, Q , de varios miles, es de reducido tamaño y fácilmente integrable en circuitería plana o *microstrip* y está compuesta de material cerámico, altamente estable en temperatura. Por estos motivos los osciladores con resonador dieléctrico, *DRO*, se han convertido en uno de los más utilizados en circuitos de microondas durante los últimos tiempos.

Normalmente, el resonador dieléctrico se acopla al circuito oscilador simplemente posicionándolo cerca de una línea *microstrip*, a una cierta distancia, d , que determina la intensidad del acoplamiento y el resonador opera en el modo TE_{10} , acoplándose magnéticamente a la línea *microstrip*, por lo que el resonador aparece como una carga en serie a la línea. El resonador se puede modelizar por un circuito equivalente *RLC* paralelo y el acoplamiento por un transformador de relación $1:N$, según se aprecia en la figura 64.

Utilizando la expresión para la impedancia de un circuito resonador *RLC* paralelo:

$$Z_{\text{RLC-paralelo}}(f) = R / (1 + j 2Q_p \delta) \quad 5.249$$

Tendremos que la impedancia equivalente serie, Z , vista por la línea *microstrip* será:

$$Z(f) = N^2 R / (1 + j 2Q_p \delta) \quad 5.250$$

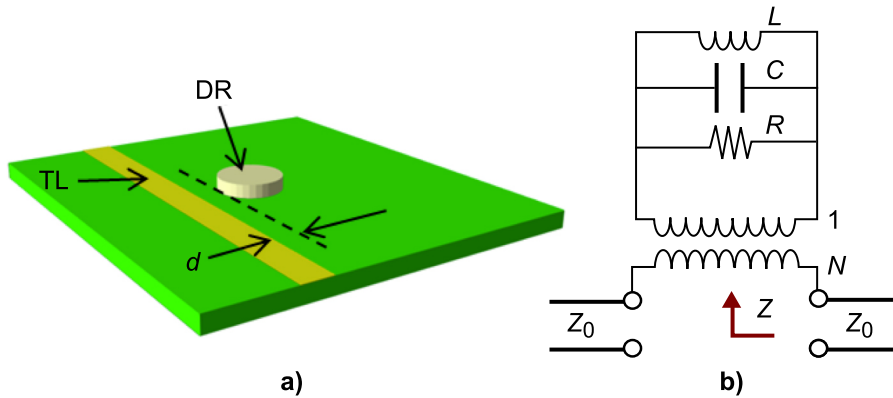
donde hemos incluido el efecto del acoplamiento por su equivalente transformador $1:N$, y Q_p es el factor de calidad de resonador paralelo sin carga:

$$Q_p = \frac{R}{\omega_0 L} \quad 5.251$$

y δ la desviación de frecuencia relativa según vimos en la ecuación 5.231.

La frecuencia de resonancia se obtiene según vimos en la ecuación 5.222.

Figura 64. Resonador dieléctrico. a) Geometría. b) Circuito equivalente



El factor de acoplamiento, g , entre el resonador dieléctrico, DR , y la línea de transmisión, TL , es la relación entre el factor de calidad sin carga Q_p y el factor de calidad externo, visto desde la línea, Q_e :

$$g = \frac{Q_p}{Q_e} = \frac{\frac{R}{\omega_0 L}}{\frac{R_L}{N^2 \omega_0 L}} = \frac{N^2 R}{2Z_0} \quad 5.252$$

donde $R_L = 2Z_0$ es la resistencia de carga para una línea con resistencia de fuente y de terminación de valor Z_0 . Muchas veces la línea de transmisión *microstrip* está terminada con un circuito abierto a $\lambda/4$ del resonador, con objeto de maximizar el acoplamiento magnético. En ese caso $R_L = Z_0$ y g toma el valor doble al de la ecuación 5.252.

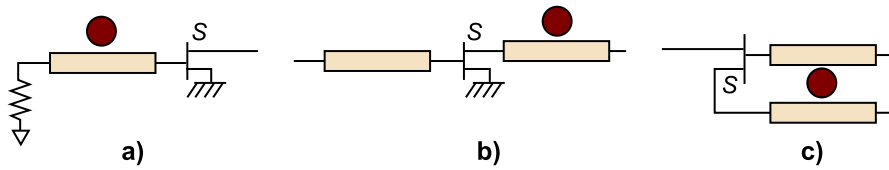
El coeficiente de reflexión visto en la línea *microstrip* terminada mirando hacia el resonador es:

$$\Gamma = \frac{(Z_0 + N^2 R) - Z_0}{(Z_0 + N^2 R) + Z_0} = \frac{N^2 R}{2Z_0 + N^2 R} = \frac{g}{1 + g} \quad 5.253$$

de donde es muy fácil deducir el factor de acoplamiento, g , simplemente midiendo el coeficiente de reflexión, Γ , a la frecuencia de resonancia.

Existen múltiples configuraciones posibles para construir este tipo de osciladores, ya sea con transistor FET o bipolar, en emisor común o en base común, además del uso opcional de realimentaciones serie o paralelo para incrementar la inestabilidad. El resonador dieléctrico, a su vez, se puede integrar en el circuito con múltiples topologías, para estabilizar la oscilación a su frecuencia de resonancia, las más comunes podemos verlas en la figura 65.

Figura 65. Topologías de oscilador con resonador dieléctrico



La topología de la derecha (c) corresponde a la configuración de realimentación en paralelo, y consiste en un resonador ubicado entre dos líneas *microstrip*, funcionando como un filtro paso-banda de alto factor de calidad, acoplado una parte de la señal de salida a la entrada del transistor. El acoplamiento se controla mediante la separación entre el resonador y las líneas, mientras que la fase se controla mediante la longitud de las líneas. La configuración de realimentación serie de la izquierda (a), es más simple, utilizando una única línea *microstrip*, pero normalmente no se obtiene un rango de sintonización tan amplio como el que se consigue con la configuración en paralelo. Se puede también optar por topologías mixtas como la propuesta en (b).

Ejemplo 16

Se pide diseñar un resonador dieléctrico a 5,8 GHz en estructura de realimentación serie, tal como se muestra en la figura 66, mediante un transistor bipolar BJT que presenta los parámetros *S* siguientes:

$$S_{11} = |1,7|_{\angle 100^\circ} \quad S_{21} = |3,2|_{\angle 33^\circ} \quad S_{12} = |0,3|_{\angle 60^\circ} \quad S_{22} = |0,7|_{\angle -45^\circ} \quad 5.254$$

Determinar el coeficiente de acoplamiento requerido por el resonador dieléctrico ubicado a una distancia de $\lambda/4$ del circuito abierto de la línea *microstrip*, y diseñar una red de adaptación *microstrip* para el circuito de terminación, el cual debe incluir la impedancia de carga de salida. Considerar que se utiliza para el circuito una placa FR4 de substrato dieléctrico con $\epsilon_r = 4,8$, grosor de 400 μm y conductor de cobre de 17 μm de grosor.

Solución

Lo primero que observamos en este ejemplo es que, a diferencia del anterior, la impedancia de carga Z_0 forma parte de la red de terminación *T* a la salida.

Si bien nos podemos apoyar en los círculos de estabilidad del transistor, para diseñar este oscilador bastará con escoger un valor de Γ_L que asegure un valor elevado de Γ_{out} . De la ecuación 5.237 tenemos que:

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \quad 5.255$$

Según esta ecuación es posible maximizar Γ_{out} haciendo que $1 - S_{11}\Gamma_L$ se acerque al valor nulo. Entonces, podemos escoger por ejemplo $\Gamma_L = |0,64|_{\angle -100}$, de manera que obtenemos:

$$\Gamma_{out} = |0,7|_{\angle -45^\circ} + \frac{|0,3|_{\angle 60^\circ} |3,2|_{\angle 33^\circ} |0,64|_{\angle -100}}{1 - |1,7|_{\angle 100^\circ} |0,64|_{\angle -100}} = |11,086|_{\angle 175,3} \quad 5.256$$

El coeficiente de reflexión obtenido se corresponde con una impedancia de valor:

$$Z_{out} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{out}}{1 - \Gamma_{out}} = 50 \Omega \frac{1 + |11,086|_{\angle 175,3}}{1 - |11,086|_{\angle 175,3}} = |41,747|_{\angle 179,237} \quad 5.257$$

$$Z_{out} = -41,743 - j \ 0,56 \ \Omega \quad 5.258$$

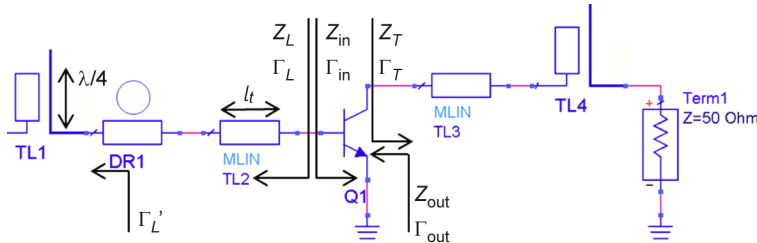
Vemos que con este diseño, efectivamente, obtenemos una resistencia negativa.

Aplicando la condición de arranque de oscilación según la ecuación 5.233 y 5.234:

$$R_T = \frac{-R_{out}}{3} = 13,91 \ \Omega \quad 5.259$$

$$X_T = -X_{out} = 0,56 \ \Omega \quad 5.260$$

Figura 66. Ejemplo de oscilador con resonador dieléctrico



Ahora no queda más que calcular una red de adaptación para que la carga Z_0 presente esta impedancia Z_T . Una posible solución es la propuesta en la figura 66, que consiste en utilizar una línea de transmisión *microstrip* TL3 con una longitud de 2,2 mm, esto es, $0,08 \lambda$, y una línea de transmisión *microstrip* TL4 terminada en circuito abierto (*stub*) de longitud 3,95 mm, es decir, $0,14 \lambda$, ambas diseñadas con impedancia característica de 50 Ω , que, para el sustrato utilizado, implica un grosor de la línea de 750 μm .

Finalmente, debemos adaptar Γ_L a la red resonadora. De la ecuación 5.250 sabemos que la impedancia equivalente del resonador vista desde la línea *microstrip* es real a la frecuencia de resonancia, por lo que el coeficiente de reflexión en ese punto, Γ'_L , debe presentar una fase nula o bien 180° . Para un circuito resonante RLC paralelo acoplado, $R < Z_0$, por lo que la fase deberá ser 180° . Esto se puede conseguir fácilmente mediante la línea de transmisión *microstrip* TL2, que se diseña para que presente una impedancia característica $Z_0 = 50 \ \Omega$, de manera que el módulo del coeficiente de reflexión permanecerá constante y tan solo irá variando la fase:

$$\Gamma'_L = \Gamma_L e^{j2\beta l_t} = |0,64|_{\angle -100^\circ} e^{j2\beta l_t} = |0,64|_{\angle 180^\circ} \quad 5.261$$

lo que nos da una longitud, l_t , de la línea TL2 de 10,7 mm, es decir, $0,389 \lambda$.

Por lo que la impedancia equivalente del resonador dieléctrico a la frecuencia de resonancia es:

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma'_L}{1 - \Gamma'_L} = 50 \ \Omega \frac{1 + |0,64|_{\angle 180^\circ}}{1 - |0,64|_{\angle 180^\circ}} = 10,97 \ \Omega \quad 5.262$$

Para terminar, haciendo uso de la ecuación 5.252 incrementada un factor de 2, por terminar en un *stub* en $\lambda/4$, podemos calcular el coeficiente de acoplamiento, g :

$$g = \frac{N^2 R}{2Z_0} = \frac{10,97}{50} = 0,219 \quad 5.263$$

5.3. Caracterización de osciladores

Para terminar este apartado vamos a enumerar y describir las principales figuras de mérito que caracterizan a un oscilador.

Un oscilador de microondas no es más que un sistema que transforma una energía de alimentación continua en una señal sinusoidal de microondas. Esta señal es, idealmente, una línea espectral de anchura nula (δ) y energía constante y de valor finito, conocida como **harmónico fundamental** del os-

oscilador. Sin embargo, las implementaciones reales producen líneas espectrales con una cierta anchura de banda en las que se producen fluctuaciones aleatorias tanto de amplitud como de fase, y aparecen multitud de señales armónicas y subarmónicas del fundamental, generadas por la característica no lineal del oscilador.

Veamos entonces cuáles son los parámetros definidos para poder evaluar y comparar las prestaciones de un oscilador respecto a otros:

1) Frecuencia fundamental

Este es obviamente el parámetro principal de un oscilador: su frecuencia fundamental de funcionamiento. De ella depende la tecnología que habrá que utilizar en el diseño y gran parte de la topología de circuito. Debemos seleccionar dispositivos no lineales capaces de trabajar a esta frecuencia y los componentes de la realimentación, adaptación y, sobre todo, el circuito resonador, también deberán tener un comportamiento correcto en la frecuencia de trabajo. Dado que la región de las microondas cubre rangos de frecuencia muy elevados, una parte importante del diseño será encontrar y seleccionar los componentes y tecnología capaces de trabajar a tan elevada frecuencia.

La medida de este parámetro con precisión requiere de sofisticados instrumentos que, a su vez, incorporen osciladores de elevadas prestaciones que introduzcan el mínimo error e incertidumbre en la medida, –generalmente suele ser de unas decenas de Hz a frecuencias de microondas.

2) Potencia de salida

Una vez definida la frecuencia de operación, el siguiente parámetro más importante que hay que tener en cuenta en el diseño de un oscilador es el del nivel de potencia que el dispositivo es capaz de entregar a la carga. Obviamente, de nada nos sirve diseñar un oscilador si luego no podemos obtener un nivel de señal aceptable para que el sistema pueda funcionar correctamente. Este parámetro se suele especificar para una impedancia de carga óptima determinada, por lo que deberemos tenerlo en cuenta a la hora de integrar el oscilador en un circuito. La medida de este parámetro con precisión requiere también de sofisticada instrumentación con detectores de precisión, y es inevitable un cierto margen de incertidumbre de aproximadamente 1 dB.

3) Rendimiento

Este parámetro, η , nos da una medida de la relación directa entre la potencia de señal de microondas a la frecuencia fundamental entregada a una carga, P , y la potencia de alimentación continua suministrada al oscilador, P_{DC} . La

diferencia entre estos dos valores será la potencia que se pierde en forma de señales a otros armónicos generados por la no linealidad del oscilador y la potencia debida a las pérdidas del dispositivo:

$$\eta = \frac{P}{P_{DC}} \quad 5.264$$

4) Impedancia de carga óptima

Ya hemos visto que al diseñar osciladores estos obtienen el máximo rendimiento de potencia entregada para un valor de carga determinado, que en osciladores de estado sólido suele ser de un valor bajo, en general inferior a los 50 Ω de impedancia estandarizada de referencia en microondas. Si bien los fabricantes suelen incorporar redes de adaptación para que esta impedancia sea 50 Ω , es importante tener en cuenta este parámetro a la hora de integrar el oscilador en un sistema de microondas.

5) Nivel de armónicos

Este parámetro mide la calidad de la frecuencia generada por el oscilador, en términos del nivel de armónicos de la frecuencia fundamental que podemos encontrarnos también a su salida, inevitables debido a la naturaleza no lineal del dispositivo. Se expresa en dBc, siendo la medida relativa entre el nivel de potencia del armónico fundamental o *carrier*, P , y el nivel de potencia del armónico de mayor nivel presente a la salida del oscilador, P_h . Suele especificarse también cuál es este armónico, generalmente el 2° o 3°. Valores habituales suelen estar alrededor de 20 dBc. Lógicamente, intentaremos utilizar un oscilador con el máximo valor posible de este parámetro, dependiendo también de la afectación que la presencia de armónicos pueda tener en nuestro sistema:

$$H(\text{dBc}) = \frac{P}{P_h} \quad 5.265$$

6) Nivel de espurios

Es un parámetro parecido al anterior, pero ahora se consideran los espurios generados que no son armónicos directos de la frecuencia fundamental. Se identifica el de mayor valor y se expresa como antes en dBc, es decir, la relación entre la potencia del armónico fundamental y la potencia del espurio con mayor nivel. Suelen ser valores de entorno a 80 dBc.

7) Estabilidad en el tiempo

La estabilidad es un parámetro que trata de medir las desviaciones que se producen en un oscilador real de su frecuencia fundamental respecto al valor nominal especificado.

En un oscilador podemos distinguir dos grandes grupos de inestabilidad en la frecuencia generada. Por un lado tenemos la **estabilidad a largo plazo**, debida al proceso de envejecimiento progresivo de los componentes que integran el oscilador, que provocarán cambios en sus características y por tanto, cambios en la frecuencia generada; mientras que por otro lado, tendremos la **estabilidad a corto plazo**, que es aquella que se produce en un corto espacio de tiempo, de pocos segundos, y que es debida a la influencia de señales externas determinísticas o a fuentes de ruido internas o externas de origen aleatorio.

La estabilidad en el tiempo trata de dar una medida de las variaciones que el oscilador puede experimentar a largo plazo, y se suele expresar en ppm, esto es, partes por millón. **1 ppm** significa que la desviación en la frecuencia nominal de un oscilador puede variar 1 Hz por cada 10^6 Hz de la frecuencia de su armónico fundamental. Es decir, la variación de la frecuencia fundamental respecto a su valor nominal se puede calcular de la manera siguiente:

$$\Delta f = f_0 [\text{MHz}] * \text{ppm} \quad 5.266$$

Ejemplo 17

Un oscilador se especifica a una frecuencia fundamental de 6 GHz y una estabilidad en el tiempo de ± 10 ppm. Calcular qué margen de frecuencias podemos esperar de él.

Solución

Pasamos primero la frecuencia fundamental a MHz, esto es, múltiplo de 10^6 Hz:

$$f_0 = 6 \text{ GHz} \frac{10^3 \text{ MHz}}{1 \text{ GHz}} = 6.000 \text{ MHz} \quad 5.267$$

Ahora podemos calcular la variación de frecuencia Δf :

$$\Delta f = f_0 [\text{MHz}] * \text{ppm} = 6.000 \text{ MHz} * 10 \frac{\text{Hz}}{\text{MHz}} = 60.000 \text{ Hz} = 60 \text{ KHz} = 0,06 \text{ MHz} \quad 5.268$$

Dado que la variación de frecuencia puede ser tanto positiva como negativa, tendremos que el margen inferior, $f_{\text{mín}}$, de la frecuencia fundamental será:

$$f_{\text{mín}} = f_0 - \Delta f = 6.000 \text{ MHz} - 0,06 \text{ MHz} = 5.999,94 \text{ MHz} \quad 5.269$$

Y el margen superior:

$$f_{\text{máx}} = f_0 + \Delta f = 6.000 \text{ MHz} + 0,06 \text{ MHz} = 6.000,06 \text{ MHz} \quad 5.270$$

8) Estabilidad en temperatura

Normalmente, suelen diferenciarse los cambios en la frecuencia fundamental debidos a cambios en la temperatura de los debidos al envejecimiento de sus componentes. La estabilidad en temperatura también formaría parte de los factores de estabilidad a largo plazo, pero en intervalos de tiempo mucho más cortos, del orden de horas, que los considerados en el envejecimiento, en los que estaríamos hablando de años. Se expresan también en ppm.

9) Estabilidad de carga

Además de la estabilidad a largo y a corto plazo, puede existir una variación en la frecuencia nominal debida a la utilización de impedancias de carga diferentes a la óptima, que afectan al comportamiento del circuito oscilador en su conjunto, principalmente al factor de calidad, Q , del circuito resonante. Este parámetro es conocido con el nombre inglés de *pulling* y suele especificarse también en ppm, para un determinado margen de impedancias o pérdidas de retorno admitidas para su funcionamiento.

10) Estabilidad de alimentación

Las fluctuaciones en la tensión de alimentación pueden modificar ligeramente el punto de trabajo del dispositivo activo que forma parte del oscilador, provocando una variación en sus características no lineales y, por consiguiente, pudiendo afectar al armónico fundamental generado. Estas variaciones en la frecuencia fundamental se miden en ppm/Volt, y significan los Hz respecto a cada MHz que la frecuencia fundamental puede desviarse respecto a su valor nominal por cada voltio de variación en la tensión de alimentación. Este parámetro se suele nombrar bajo su acepción inglesa, *pushing*.

Finalmente, tratamos de manera más extensa la figura de mérito del ruido, debido a la importancia de este parámetro en un oscilador.

5.3.1. Ruido en osciladores

El ruido presente a la salida del oscilador puede verse como la estabilidad a corto plazo de la frecuencia fundamental debida a variaciones aleatorias en las características de sus componentes de origen térmico.

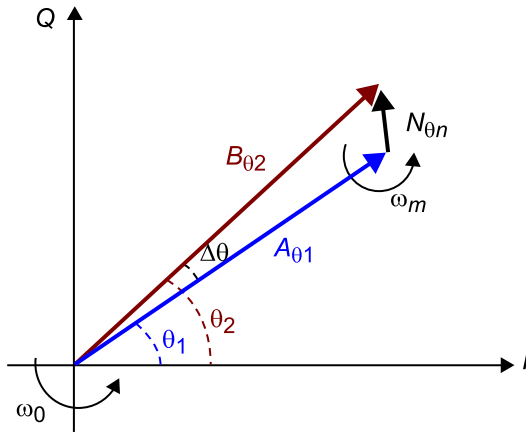
La señal de salida de un oscilador es un fasor que puede considerarse como la suma de un fasor del armónico principal (portadora), que es puro y libre de ruido, más un fasor resultante de ruido aleatorio. La figura 67 muestra este concepto de suma de fasores.

Cuando la componente de ruido es paralela a la de la portadora, el vector suma solo altera la amplitud de la señal de oscilación, resultando en un **ruido AM**. Si la componente de ruido es perpendicular a la de la portadora, entonces tendremos ruido de fase, es decir, **ruido PM**. En general, en los osciladores reales generalmente predomina el ruido de fase respecto al de AM debido al efecto limitador de la propia naturaleza del circuito, que tiende a mantener estable el nivel de la señal generada.

El ruido de fase es muy importante a tener en cuenta en un oscilador, dado que va a afectar a las características de nuestro sistema. Este ruido aparece en forma de bandas laterales con un espectro continuo en frecuencia alrededor de la frecuencia nominal de oscilación. En sistemas de transmisión con modulación

de fase, este ruido va a degradar la reconstrucción de la señal en el receptor, incrementándose la tasa de error de bit, imponiendo de esta manera un límite en el flujo de datos que pueden ser transmitidos de forma fiable. La figura 67 ilustra este fenómeno.

Figura 67. Fasor resultante de la portadora más el ruido



Podemos ver cómo una señal útil, representada por su fasor en módulo y fase A_{θ_1} , es modificada por un fasor de ruido aleatorio, tanto en amplitud como en fase, $N_{\theta n}$, resultando en una señal cuyo fasor, B_{θ_2} , tiene una amplitud modificada respecto a la señal útil y una fase también modificada en una cantidad $\Delta\theta$.

En comunicaciones multicanal, el receptor transferirá las bandas laterales de este ruido de un canal al adyacente al convertirlos a frecuencia intermedia, resultando en problemas de interferencia y limitando el espaciado entre canales.

En radares *doppler* o FMCW, que miden la variación de frecuencia entre la señal emitida y la recibida, el ruido de fase limita la resolución y la sensibilidad del sistema radar.

El **ruido de fase** a una distancia en frecuencia dada respecto a la frecuencia nominal de la portadora se mide como el valor de la densidad espectral de energía en una ventana de 1 Hz de ancho de banda.

Las unidades de medida habituales para el ruido de fase son dBc/Hz, representando la densidad espectral referida al nivel de potencia a la frecuencia de la portadora. Dado que midiendo con un analizador de espectros el nivel depende del ancho de banda de resolución del detector, el valor medido debe normalizarse a 1 Hz con objeto de obtener una medida estimativa consistente de ruido de fase. De este modo, el ruido de fase se calcula así:

$$L(f_m) = \frac{N}{C} \quad 5.271$$

donde:

- N es el nivel de potencia de ruido en un ancho de banda de 1 Hz medido a una distancia de f_m Hz desde la frecuencia nominal de la portadora.
- C es el nivel de potencia de la portadora.
- $L(f_m)$ es la medida de ruido de fase reconocida por el United States National Bureau of Standards, y es también la más reconocida forma de expresarlo internacionalmente, dado que es la más intuitiva.

Asumiendo fluctuaciones de fase débiles, para demostrar que $L(f_m)$ puede relacionarse con la **desviación de pico de fase** θ_i , y con la **densidad espectral de potencia de las fluctuaciones de fase**, $S_\theta(f_m)$ mediante la ecuación:

$$L(f_m) = \left[\frac{\theta_p}{2} \right]^2 = \left[\frac{1,4\theta_{\text{RMS}}}{2} \right]^2 = \frac{S_\theta(f_m)}{2} \quad 5.272$$

Considerando el oscilador como un amplificador con realimentación tal como en la figura 59 pero con solo Z_3 , D. B. Leeson estudió el ruido de fase en esta estructura circuital y dedujo que el ruido de fase definido con 1 Hz de ancho de banda a una distancia en frecuencia f_m desde la portadora, produce una desviación de fase según la ecuación:

$$\Delta\theta_p = \frac{\text{RMS}(V_n)}{\text{RMS}(V_c)} \quad 5.273$$

donde V_n es la tensión de ruido y V_c la tensión de la señal portadora, las cuales están relacionadas con la potencia de ruido y la potencia de la portadora, resultando:

$$\Delta\theta_p = \sqrt{\frac{FKT}{P_c}} \quad 5.274$$

de donde F es la figura de ruido del amplificador, K es la constante de Boltzmann y T es la temperatura de operación.

En estas condiciones, la densidad espectral de ruido de fase a la entrada del amplificador es:

$$S_{\theta\text{IN}}(f_m) = \Delta\theta_p^2 = \frac{FKT}{P_c} \quad 5.275$$

Lectura recomendada

D. B. Leeson (1966, febrero). "A simple model of feedback oscillator noise spectrum". *Proceedings of the IEEE* (págs. 329-330).

Ved también

Existe un análisis sobre el significado de estas variables en el apartado "Figuras de mérito de amplificadores" del "Anexo" del material didáctico.

Empíricamente, se observa que el ruido de fase en frecuencias próximas a la portadora describe una densidad espectral proporcional a $1/f$, por lo que es posible caracterizarla como un modulador de fase conectado a la entrada del amplificador. Entonces, la densidad espectral a la entrada será:

$$S_{\theta IN}(f_m) = \frac{FKT}{P_c} \left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right) \quad 5.276$$

Considerando la característica paso-banda de la respuesta en frecuencia del resonador, la respuesta en lazo cerrado del oscilador completo será:

$$S_{\theta OUT}(f_m) = S_{\theta IN}(f_m) \left(1 + \frac{1}{f^2} \left(\frac{f_c}{2Q_L}\right)^2\right) \quad 5.277$$

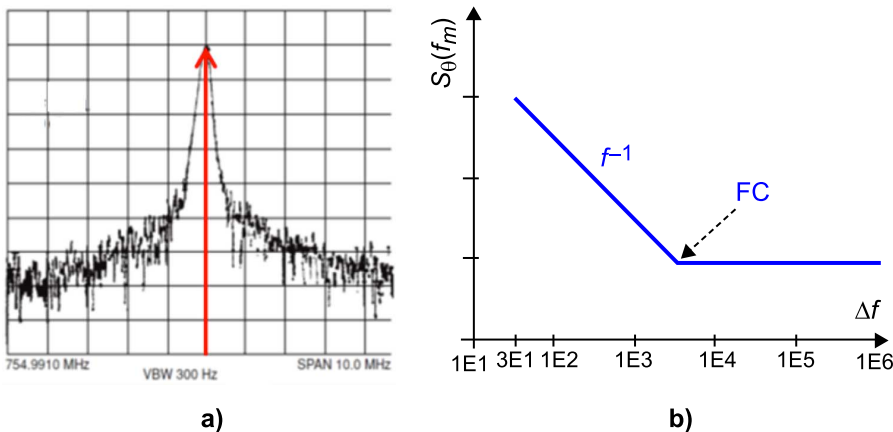
Resultando en un ruido de fase dado por la expresión:

$$L(f_m) = \left(1 + \frac{1}{f^2} \left(\frac{f_c}{2Q_L}\right)^2\right) \frac{FKT}{2P_c} \left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right) \quad 5.278$$

Esta expresión muestra las diferentes regiones del espectro de la señal del oscilador asociadas con la relación $1/f$ y el ruido blanco y su suelo, que se corresponde con una frecuencia lejana a la portadora. El papel relevante que juega el factor de calidad Q en la mejora del ruido de fase también puede verse reflejado.

La figura 68 muestra, a la izquierda (a), el espectro medido de la señal a la salida de un oscilador, donde se observa claramente que no es un armónico ideal (que sería el caso de la delta dibujada en rojo), sino que tiene un cierto ancho de banda debido al ruido de fase. A la derecha (b) se observa la característica típica del ruido de fase de un oscilador de microondas en banda base, donde se puede apreciar el llamado *Flicker corner*, FC, que es el punto en el que la tendencia deja de decrecer según f^{-1} y se estabiliza a un cierto nivel.

Figura 68. a) Espectro de señal a la salida de un oscilador. b) Respuesta del ruido en banda base



6. Multiplicadores de frecuencia

El presente apartado analiza uno de los principales métodos para generar señales de microondas de alta frecuencia, como es el de los dispositivos multiplicadores de frecuencia. Se trata de dispositivos avanzados de microondas que tratan de aprovechar la característica no lineal de un dispositivo básico, ya sea un diodo o un transistor, para que al aplicarle una señal a su entrada obtengamos armónicos a más alta frecuencia a su salida. Mediante esta estrategia conseguiremos generar señales de alta frecuencia con una buena calidad a partir de fuentes de señal a más baja frecuencia, las cuales son mucho más simples de diseñar, estables, fiables y económicas que a frecuencias elevadas.

Empezaremos enumerando diferentes métodos de generación de señales de microondas para pasar a analizar el caso de los multiplicadores de frecuencia. Estos pueden mejorar sus prestaciones a base de manipular adecuadamente las formas de onda de la señal generadora de base. A continuación se hace un repaso de las principales figuras de mérito que caracterizan a los multiplicadores de frecuencia. Luego se pasa a analizar los multiplicadores simples mediante diodo varistor o varactor, para más tarde abordar, a nivel cualitativo, los multiplicadores activos mediante transistor FET y, en concreto, los casos de doblador y triplicador de frecuencia así como el multiplicador activo equilibrado.

6.1. Métodos para la generación de señal de microondas

Existen varias estrategias o métodos para generar una señal de microondas:

1) Generación directa de señal

El principal método en radiofrecuencia es diseñar directamente un oscilador a la frecuencia fundamental de trabajo. El oscilador básicamente consta, como ya se ha visto en el apartado "Osciladores de microondas", de un componente activo funcionando en zona inestable y un circuito resonador que lo estabiliza a una frecuencia determinada. Sin embargo, a frecuencias elevadas de microondas topamos con varios problemas. Por un lado, los dispositivos activos son limitados en frecuencia. Si bien la tecnología avanza y es posible encontrar transistores que cada vez tienen mayor frecuencia de transición, siempre habrá un límite difícil de superar. Por otro lado, los circuitos resonantes empiezan a tener efectos parásitos y dificultades para conseguir buena precisión cuanto mayor es la frecuencia de resonancia, debido principalmente a las reducidas dimensiones a las que obliga la longitud de onda fundamental.

2) Mezcladores subarmónicos

Ya hemos visto en el apartado "El mezclador" en qué consisten estos dispositivos. Básicamente consiguen que, en una aplicación con mezclador, no sea necesario aplicar una señal de oscilador local de frecuencia fundamental f_0 , sino que basta con aplicar una señal de frecuencia f_0/n . Con ello conseguimos trabajar a altas frecuencias utilizando fuentes de generación de señal de más baja frecuencia.

3) Mezclador como *upconverter*

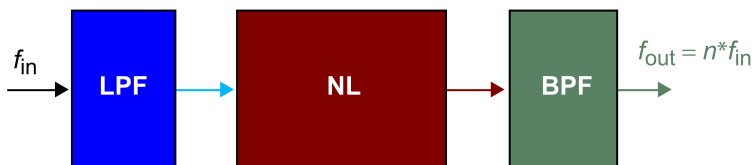
Esta es otra posible estrategia para conseguir generar una señal de alta frecuencia con fuentes generadoras de más baja frecuencia. Utilizando el mezclador como conversor de frecuencia hacia arriba, podemos utilizar dos señales de baja frecuencia que, inyectadas a los puertos *IF* y *LO*, se mezclan para generar a la salida *RF* una señal cuya frecuencia es la suma de ambas. No obstante, deberemos asegurar que el diseño del mezclador sea muy lineal para evitar intermodulaciones, sobre todo en aplicaciones de banda ancha donde coexisten varios canales adyacentes. Además, habrá que controlar los niveles de señal de *LO* para asegurar un funcionamiento homogéneo y también será importante que el mezclador tenga un buen aislamiento entre puertos para evitar estas intermodulaciones. El nivel de *LO*, no obstante, debe ser moderado, pues si no es suficientemente elevado el nivel de compresión disminuye y con él se degrada la deseada linealidad del dispositivo.

4) Multiplicadores de frecuencia

Suele ser la estrategia más utilizada en la generación de señal de microondas. Los multiplicadores de frecuencia siempre serán una alternativa válida para la generación de señales a las frecuencias más altas.

La figura 69 muestra el diagrama de bloques básico de un multiplicador de frecuencia genérico.

Figura 69. Diagrama de bloques de circuito multiplicador de frecuencia



En él distinguimos un primer bloque consistente en un filtro paso-bajo, *LPF*, que elimina cualquier armónico de una señal de entrada a la frecuencia fundamental f_{in} . Esta señal pasa por el dispositivo no lineal, *NL*, diseñado para que se generen armónicos de esta, optimizando tan solo uno de ellos en concreto que, sin embargo, seleccionamos además con un filtro paso-banda, *BPF*, para discriminar todavía más cualquier otro armónico a la salida que no sea de nuestro interés, obteniéndose únicamente el armónico, deseado:

$$f_{\text{out}} = n * f_{\text{in}} \quad 5.279$$

donde n se conoce como **factor de multiplicación**.

Se necesita un dispositivo, NL , que tenga una característica $I-V$ (corriente-tensión) o $C-V$ (capacidad-tensión) **no lineal** con objeto de poder generar armónicos de mayor orden. Normalmente, cuando se desee un multiplicador de banda ancha se utilizará una característica $I-V$ no lineal, pero cuando sea más importante la eficiencia se optará por una característica $C-V$ no lineal.

El principal inconveniente del multiplicador de frecuencia es que, aun en el caso de que se tratara de un dispositivo ideal que no introduce ruido, el proceso de multiplicación inherentemente hace incrementar de forma inevitable el ruido de fase de la señal a la salida, debido a que el multiplicador de frecuencia es, en realidad, un multiplicador de fase, por lo que cualquier desviación de fase de la señal de baja frecuencia, f_{in} , se verá incrementada n veces en la señal a la salida.

La mínima degradación en la relación portadora a ruido, CNR , causada por un multiplicador ideal es:

$$\Delta CNR \text{ (dB)} = 20 * \log(n) \quad 5.280$$

siendo n el factor de multiplicación.

Esto significa que un multiplicador doblador de frecuencia degrada la CNR de la señal a su entrada en 6 dB como mínimo, o uno con factor de multiplicación $n = 4$ degrada la CNR en 12 dB como mínimo.

No obstante, en la práctica, una fuente de señal de baja frecuencia, f_{in} , que sea muy estable todavía puede producir señales de microondas con mejor ruido de fase que produciéndolas directamente con un oscilador a la frecuencia $n * f_{\text{in}}$.

Ejemplo 18

Comparar el ruido de fase de una señal a 2,4 GHz generada a partir de un oscilador a cristal muy estable de 10 MHz con un ruido de fase de -170 dBc/Hz @ 100 KHz del centro de la portadora con el de una señal generada directamente con un oscilador con resonador LC diseñado a 2,4 GHz.

Solución

El factor de multiplicación será:

$$n = \frac{f_{\text{out}}}{f_{\text{in}}} = \frac{2.400 \text{ MHz}}{10 \text{ MHz}} = 240 \quad 5.281$$

Según la ecuación 5.280, el incremento en ruido de fase será:

$$\Delta CNR \text{ (dB)} = 20 * \log(n) = 20 * \log(240) = 48 \text{ dB} \quad 5.282$$

Por tanto, el ruido de fase de la señal de salida será:

$$N_{ph-out} = N_{ph-in} + \Delta CNR \text{ (dB)} = -170 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}} + 48 \text{dB} = -122 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}} @ 100 \text{KHz} \quad 5.283$$

Si lo comparamos con un oscilador con resonador LC a 2,4 GHz, este tiene un ruido de fase típico de $-100 \text{ dBc/Hz} @ 100 \text{ KHz}$, lo que significa que está 22 dB por encima del ruido de fase conseguido con el multiplicador. Por lo tanto, la técnica del multiplicador de frecuencia es válida para obtener señales de microondas con un buen nivel de ruido de fase.

6.2. Formas de onda

Cualquier forma de onda distinta a una senoide que se repita indefinidamente contiene energía en los armónicos de su frecuencia fundamental.

Según este principio, podemos optimizar el factor de multiplicación mediante la forma de onda. Atendiendo a la forma de las señales de la figura 70, tendremos los coeficientes siguientes en los armónicos de sus respectivos desarrollos en serie de Fourier:

1)

$$C_n = \frac{A}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right) \quad 5.284$$

2)

$$C_n = \frac{4A}{(n\pi)^2} \text{ con } n = 1, 3, 5, \dots \quad 5.285$$

3)

$$C_n = \frac{4A}{(n^2 - 1)\pi} \text{ con } n = 2, 4, 6, \dots \quad 5.286$$

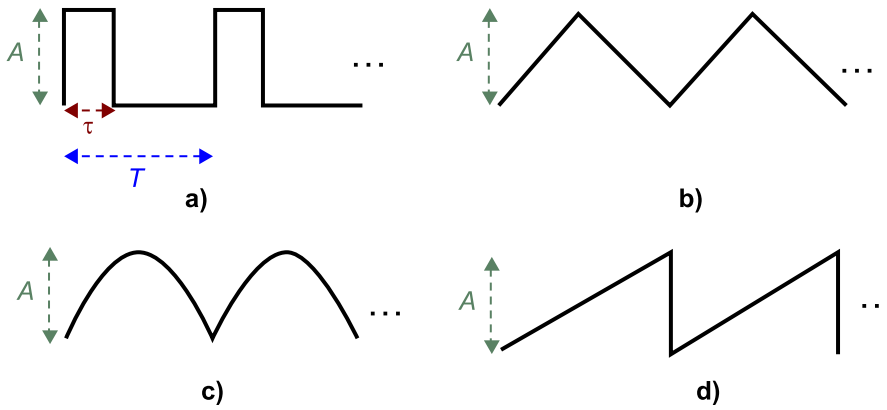
4)

$$C_n = \frac{A}{n\pi} \quad 5.287$$

Observamos los siguientes detalles:

- Las formas de onda con cambios bruscos tienen mayor nivel de armónicos de alta frecuencia.
- Los armónicos de las formas de onda sin cambios bruscos tienen n^2 en el denominador, mientras las que sí tienen cambios bruscos tienen n en el denominador.

Figura 70. Formas de onda. a) Señal cuadrada con ciclo de trabajo τ/T . b) Señal triangular. c) Sinusoidal rectificada. d) Rampa



- La señal triangular (b) solo tiene armónicos impares, mientras que la señal sinusoidal rectificada (c) solo tiene armónicos pares.
- El ciclo de trabajo, τ/T , del tren de pulsos determina los armónicos que serán predominantes. La señal cuadrada (a) puede verse como la convolución de un pulso de amplitud A y de duración τ con un tren de deltas separadas un tiempo T :

$$x(t) = A\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) \quad 5.288$$

La transformada de Fourier de un pulso de duración τ es una sinc:

$$\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \leftrightarrow \frac{2 \operatorname{sen}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\omega} = \frac{\tau \operatorname{sen}(\pi\tau f)}{\pi\tau f} = \tau \operatorname{sinc}(\tau f) \quad 5.289$$

Por tanto, la transformada de Fourier del tren de pulsos será:

$$X(f) = A\tau \operatorname{sinc}(\tau f) \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n/T) \quad 5.290$$

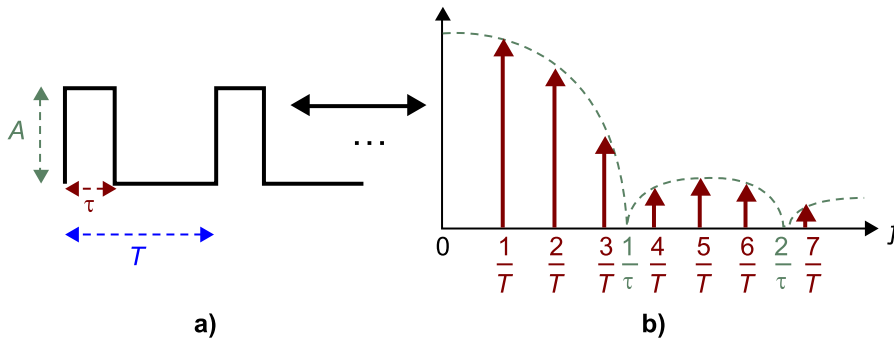
Teniendo en cuenta que:

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\operatorname{sen}(\pi x)}{\pi x} \quad 5.291$$

los coeficientes de cada armónico tendrán este valor:

$$C_n = \frac{A}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right) \quad 5.292$$

La figura 71 muestra el tren de pulsos en el dominio temporal (a) y en el dominio de la frecuencia (b). Se observa que los nulos de la función sinc se pueden controlar mediante la duración del pulso τ . Jugando con este parámetro se pueden anular ciertos armónicos a voluntad. La amplitud de los armónicos también se puede controlar de la misma manera.

Figura 71. Tren de pulsos y su espectro en función de τ y T 

Ejemplo 19

Determinar el ciclo de trabajo, τ/T , necesario para que una señal en forma de tren de pulsos tenga un espectro sin armónicos pares. Lo mismo para que no tenga armónicos impares. ¿Cuál es el ciclo de trabajo aproximado de la señal de la figura 71?

Solución

Según puede observarse en la figura 71 y de la ecuación 5.292, deducimos que los nulos de la función sinc se producen cuando:

$$\frac{n\pi\tau}{T} = k\pi \quad 5.293$$

siendo n y k números enteros.

Entonces, el primer nulo será para $k = 1$. En estas condiciones deberá cumplirse:

$$\frac{n\tau}{T} = 1 \quad 5.294$$

$$n = T/\tau \quad 5.295$$

Si queremos eliminar los armónicos pares, el primero de ellos, $n = 2$, deberá coincidir con el primer nulo de la función sinc:

$$2 = T/\tau \quad 5.296$$

Por tanto el ciclo de trabajo debe ser del 50%.

Si queremos eliminar los armónicos impares, el primero de ellos, $n = 3$, deberá coincidir con el primer nulo de la función sinc:

$$3 = T/\tau \quad 5.297$$

Por tanto el ciclo de trabajo debe ser del 33%.

Finalmente, de la figura 71 se deduce que el primer nulo de la función sinc se sitúa en $n = 3,3$ aproximadamente. Por tanto, el ciclo de trabajo del tren de pulsos debe ser del 30%.

6.3. Figuras de mérito de un multiplicador de frecuencia

Antes de entrar a analizar circuitos básicos multiplicadores de frecuencia, es conveniente detenerse para hacer un repaso de las principales figuras de mérito que caracterizan estos dispositivos. Con objeto de comparar una estructura

multiplicadora con otra, habrá que analizar qué características son mejores y cuáles son peores para cada una de ellas. Veamos, pues, una descripción de las más importantes.

1) Pérdidas de conversión

Este parámetro es una medida de la eficiencia del multiplicador y nos permite valorar la energía que necesitaremos para generar el armónico deseado y la que se va a perder.

Se define como **pérdidas de conversión** a la relación entre el nivel de potencia de señal al armónico deseado entregado a la carga a la salida, P_{hL} , y el nivel de potencia disponible de la fuente de la entrada, P_{inav} .

$$L_C = 10 \log \left(\frac{P_{inav}}{P_{hL}} \right) \quad 5.298$$

Este parámetro también se conoce como **eficiencia de conversión**, cuando la relación de potencias es a la inversa y se calcula en lineal y se da en porcentaje o tanto por ciento, en lugar de dB.

El objetivo en el diseño de multiplicadores de frecuencia será el de obtener las mínimas pérdidas de conversión posibles, de lo contrario, la mayor parte de la potencia inyectada a la entrada se disipará en el dispositivo.

2) Potencia máxima a la entrada, P_{in}

La máxima potencia a la entrada del multiplicador estará limitada por el dispositivo o dispositivos no lineales que lo conforman y debe especificarse claramente.

3) Impedancias de fuente y de carga, Z_S y Z_L

Una de las condiciones para tener las mínimas pérdidas de conversión posibles es que debe proveerse al diodo o transistor del multiplicador con las impedancias óptimas de fuente y de carga. En caso de no poder cumplir con este requisito, deberán diseñarse las respectivas redes de adaptación para conseguirlo a las frecuencias de trabajo también respectivas de la entrada y de la salida.

4) Ancho de banda, BW

El ancho de banda es el rango de frecuencias a la entrada o a la salida en que las pérdidas de conversión están dentro de los límites especificados.

5) Harmónicos

Además del o de los harmónicos deseados, el multiplicador generará otra serie de harmónicos indeseados, que pueden afectar seriamente al funcionamiento correcto del sistema en que el multiplicador está inmerso.

6) Conversión de ruido

Los multiplicadores de frecuencia añaden su propio ruido al sistema y debe tenerse en cuenta para predecir el espectro de ruido resultante a la salida.

7) Conversión de ruido de fase

Todo multiplicador de frecuencia incrementa el ruido de fase por el mismo factor, n , por el que está multiplicando, debido a que son multiplicadas tanto la frecuencia como la fase. El valor en dB ya lo hemos visto en la ecuación 5.280.

8) Eficiencia energética

Este parámetro mide la relación entre la potencia de microondas entregada a la carga y la potencia en continua de alimentación del circuito, en el caso de multiplicador activo.

Además de estas figuras de mérito, como cualquier otro dispositivo de microondas, habrá otros parámetros a tener en cuenta, como la resistencia térmica, los efectos parásitos del encapsulado, margen de temperaturas de funcionamiento, etc.

6.4. Multiplicadores de frecuencia con diodos

Vamos a describir en este apartado diferentes estructuras multiplicadoras implementadas mediante un diodo como dispositivo básico no lineal. Básicamente, existen dos tipos principales de multiplicadores con diodos: los que utilizan un varistor y los que utilizan un varactor.

6.4.1. Multiplicador simple con varistor

El multiplicador simple con varistor utiliza la característica $I-V$ no lineal de un diodo, generalmente del tipo Schottky, para distorsionar una señal sinusoidal a su entrada y generar de este modo harmónicos a frecuencias superiores a su salida.

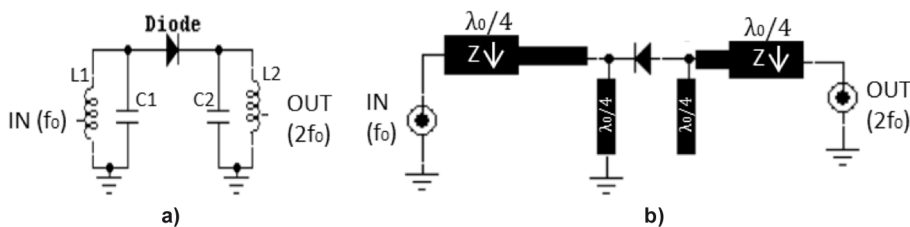
Se trata, por tanto, de un multiplicador basado en una resistencia no lineal, por lo que se va a caracterizar por dos propiedades fundamentales:

1) **Baja eficiencia:** El hecho de ser resistivo implica que parte de la potencia de señal aplicada a la entrada se disipará en el diodo. Un doblador ideal presenta 6 dB de pérdidas de conversión (debido a n^2 del denominador según la ecuación 5.286), aunque implementaciones reales suelen tener unos 10 dB de pérdidas de conversión.

2) **Ancho de banda elevado:** Por el mismo motivo anterior, al no presentar una impedancia reactiva, su comportamiento en frecuencia será bastante homogéneo, por lo que se hacen muy indicados en aplicaciones que requieran de un amplio ancho de banda.

La figura 72 muestra el esquema de dos ejemplos de multiplicadores simples con diodo varistor.

Figura 72. Ejemplos de multiplicador simple con varistor (diodo Schottky). a) Con componentes discretos. b) Con componentes distribuidos



Podemos observar que, en el caso de la izquierda (a), los resonadores LC son ideales porque cortocircuitan los armónicos indeseados, mientras que a su frecuencia de resonancia (f_0 a la entrada y $2f_0$ a la salida) su impedancia es elevada, permitiendo el paso de los armónicos de interés.

En el circuito de la derecha (b) se ha realizado la implementación mediante tecnología *microstrip*. Se aprecian inversores de impedancia en $\lambda_0/4$ tanto a la entrada como a la salida con objeto de adaptar impedancias, pero lo más característico son los dos *stubs* que hay junto al diodo. Un *stub*, el de entrada, está cortocircuitado a masa y tiene una longitud $\lambda_0/4$ a la frecuencia de entrada f_0 . De esta manera, la señal a la frecuencia de entrada f_0 no se ve afectada por su presencia, pues, como ya hemos visto en anteriores ocasiones, un *stub* en $\lambda/4$ es un inversor de impedancias, y es transferido íntegramente al diodo, mientras que a la frecuencia doble, $2f_0$, es visto como un cortocircuito, por lo que eliminaremos cualquier vestigio de la señal de salida, evitando realimentación y generación de intermodulaciones que empeorarían la eficiencia del multiplicador. En cambio, el *stub* a la salida es terminado en circuito abierto, de manera que afecta poco a la señal de salida a $2f_0$ y obliga a reflejarse hacia el diodo la señal de entrada a f_0 , pues esta verá un cortocircuito.

6.4.2. Multiplicador simple con varactor

El multiplicador simple con varactor utiliza la característica $C-V$ no lineal de un diodo para distorsionar una señal sinusoidal a su entrada y generar de este modo armónicos a frecuencias superiores a su salida.

Se trata, por tanto, de un multiplicador basado en una reactancia no lineal, por lo que se va a caracterizar por dos propiedades fundamentales:

1) **Alta eficiencia:** El hecho de ser reactivo implica que idealmente ninguna fracción de la potencia de señal aplicada a la entrada se disipará en el diodo.

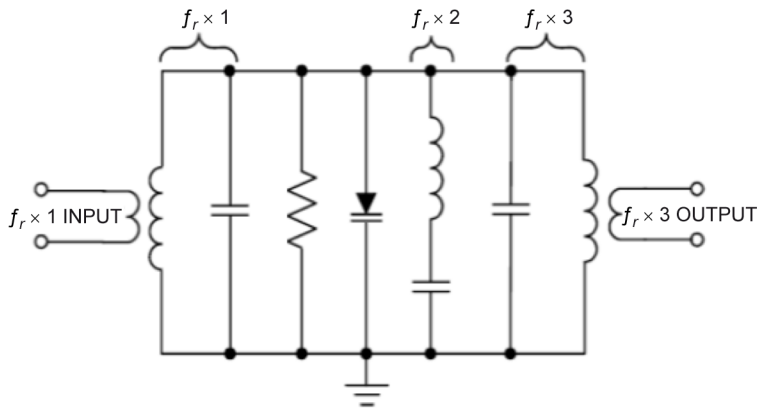
2) **Ancho de banda reducido:** Por el mismo motivo anterior, al presentar una impedancia reactiva, su comportamiento en frecuencia hará que solamente pueda funcionar en un estrecho margen.

Estos diodos presentan además otra serie de características específicas:

- Son muy sensibles a cualquier variación en el resto del circuito que hace cambiar de forma importante la potencia a la salida.
- Hacer que un multiplicador de este tipo funcione requiere de muchos ensayos de sintonización empíricos.
- Generan muy poco ruido.
- La potencia disponible viene limitada por la tensión de ruptura.
- Siempre habrá una resistencia parásita serie que disipará parte de la potencia.
- Son relativamente inestables, por lo que es necesario tomar precauciones en este sentido.
- El ruido de fase depende fuertemente del nivel de señal a la entrada.

La figura 73 muestra el esquema de un ejemplo de multiplicador triplicador simple con diodo varactor.

Figura 73. Multiplicador simple con diodo varactor



Fuente: Extraído de R. Zingg. (2001). *Varactor Frequency Tripler*. University of Colorado at Boulder.

Se pueden apreciar los resonadores LC a las diferentes frecuencias:

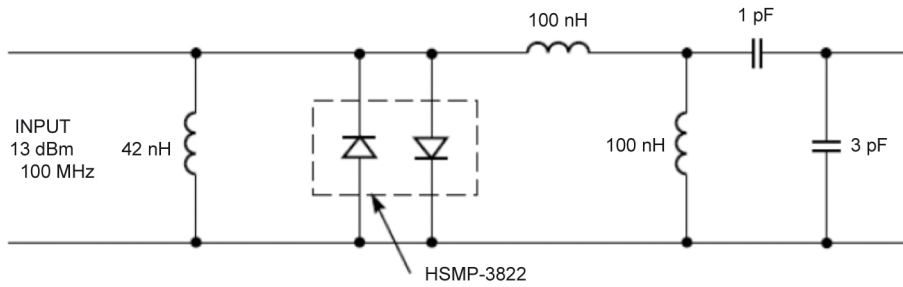
- f_r a la entrada, cortocircuitando el resto de armónicos.
- $2f_r$ a la salida, en configuración serie, para cortocircuitar el segundo armónico, dado que queremos triplicar la frecuencia.
- $3f_r$ a la salida, en configuración paralelo, para dejar pasar solamente al tercer armónico.
- La resistencia en paralelo con el diodo servirá para polarizarlo y, al mismo tiempo, permite estabilizar el dispositivo.

6.4.3. Multiplicador equilibrado con diodos

Los multiplicadores simples con un solo diodo son indicados para aplicaciones de bajo coste o bajos requerimientos de calidad, o bien en estructuras de guía de ondas altamente selectivas en frecuencia que rechazan sin problemas cualquier armónico indeseado generado por el diodo. No obstante, tenemos la opción de recurrir a una estructura más sofisticada como es el **multiplicador equilibrado**. Esta estructura consiste en la utilización de dos o más diodos configurados de tal manera que inherentemente rechazan una serie de armónicos indeseados sin necesidad de filtros. Además, mejoran el nivel de potencia a la salida, dado que al repartirse la señal de entrada entre varios diodos, el nivel de linealidad se ve incrementado proporcionalmente.

La estructura más simple como multiplicador equilibrado es la conocida como **par de diodos antiparalelos**. Consiste en colocar dos diodos en paralelo de forma asimétrica, tal como se observa en la figura 74.

Figura 74. Multiplicador equilibrado con diodos PIN antiparalelos



Fuente: Extraído de Agilent Technologies (1999). *Low Cost Frequency Multipliers Using Surface Mount PIN Diodes*. Application Note 1054. Inc. 5966-4998E (11/99)

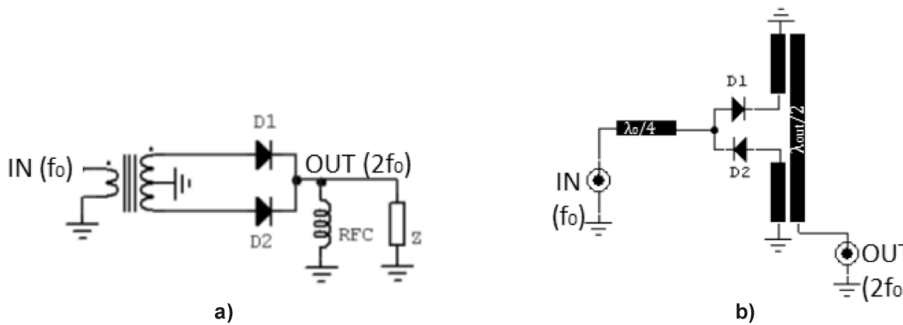
Esta estructura tiene la propiedad inherente de suprimir los armónicos pares y en potenciar los armónicos impares, gracias a la configuración inversa de ambos diodos, que hace que cada diodo cortocircuite al otro en los armónicos pares. Además, esta estructura permite eliminar la resistencia de polarización. Sin embargo no elimina el armónico fundamental, por lo que habrá que mantener un filtrado a la salida.

Figura 74
En el ejemplo de la figura 74 entramos una señal de 100 MHz para ser multiplicada a la salida por 5, obteniéndose 500 MHz. Se observa el filtro de salida y la estructura antiparalela de los diodos.

Debido a que la estabilidad de un multiplicador con varactores es muy sensible a pequeñas variaciones que puedan existir entre ambos diodos, raramente se utiliza este tipo de diodos con esta estructura antiparalela. Normalmente se utilizan diodos PIN para este tipo de estructura.

Otra posible estructura de multiplicador equilibrado es la mostrada en la figura 75.

Figura 75. Multiplicador equilibrado. a) Mediante transformador *balun*. b) Mediante *balun* *microstrip*



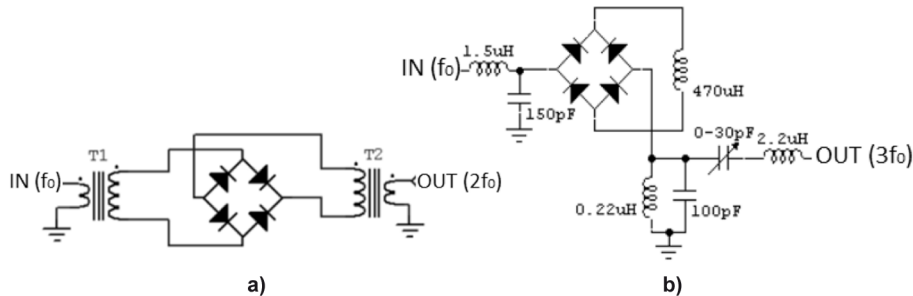
Fuente: Extraído de M. Faber, J. Chramiec, M. Adamski. (1997). *Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers*. Artech House.

En la implementación de la izquierda (a) vemos un multiplicador equilibrado utilizando un transformador, con una topología muy similar a la utilizada en una fuente de suministro de continua, con la diferencia que en este último caso se filtra solamente la componente continua, mientras que aquí filtramos solo el segundo armónico, cortocircuitando la continua con la bobina de choque. A la derecha (b) un ejemplo de implementación mediante tecnología *microstrip*.

Otro circuito multiplicador equilibrado es el **punteo rectificador** de la figura 76. A la izquierda podemos ver su versión como doblador y a la derecha su versión como triplicador de frecuencia, más conocido como el **punteo de Wenzel**, en honor a su diseñador.

No hay que confundir esta estructura con el puente de diodos que vimos en el apartado "El mezclador", si nos fijamos en detalle, los diodos no están orientados de la misma manera.

Figura 76. a) Dobrador de frecuencia, mediante puente de diodos. b) Triplicador de frecuencia, mediante puente de diodos



Fuente: Extraído de M. Faber, J. Chramiec, M. Adamski. (1997). *Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers*. Artech House.

El puente rectificador de la izquierda (a) es un método práctico para implementar dobladores de frecuencia. Las tensiones y corrientes en este circuito son exactamente las mismas que las que se obtienen en un rectificador de onda completa en una fuente de alimentación continua *dc*. La corriente a la salida resulta en un tren de pulsos de media senoide, tal como los vistos en la figura 70c, cuya respuesta en frecuencia está ausente de armónicos impares, mientras que los pares decaen en amplitud proporcionalmente a la inversa de n^2 , siendo n el factor de multiplicación, en este caso $n = 2$, según vimos en la ecuación 5.286, por lo que a la salida, el armónico principal con mayor nivel será el segundo, y a continuación vendrá el cuarto pero con un nivel considerablemente inferior, que requerirá de poco filtrado o incluso en algunos casos no será necesario.

Sin embargo, si analizamos el circuito de la figura 76 de la derecha (b), diseñado por Charles Wenzel, y por el que fue galardonado con diversos premios, incluyendo algunas modificaciones, al puente rectificador se consigue implementar un triplicador de frecuencia. El alma de este circuito es convertir una senoide de entrada en una onda cuadrada a la salida, mediante un puente de diodos de barrera Schottky de onda completa y un inductor que cortocircuita los terminales de continua, que se elige de un valor suficientemente alto como para que presente una elevada impedancia a la frecuencia de trabajo, de manera que una entrada alterna resulte en una señal continua en la inductancia. Esta tensión continua polariza alternativamente cada par de diodos, debido a la alternancia de la señal de entrada. Dado que los diodos conmutan justo en el cruce por cero de la señal de entrada, habrá mínima distorsión de la señal a la salida.

Con esta estructura se consigue una ganancia de conversión similar a la obtenida con diodos dobladores simples pero ahora obtenemos un factor de multiplicación más elevado.

6.5. Multiplicadores de frecuencia activos

La principal razón de recurrir a multiplicadores activos es la de conseguir mayor eficiencia y ganancia de conversión.

Si en los multiplicadores con diodos siempre teníamos pérdidas de conversión, los multiplicadores de frecuencia activos nos proporcionan ganancia de conversión positiva, ya sean implementados con transistor MESFET o BJT, en un amplio ancho de banda y obteniendo también una buena eficiencia entre la alimentación continua y el nivel de señal de microondas a la salida. Sin embargo, normalmente su figura de ruido no es muy buena, comparada sobre todo con multiplicadores de diodo varactor.

Al igual que en amplificadores, los multiplicadores activos pueden adoptar estructuras de diferentes clases, siendo la más apropiada la clase B, la cual resulta ser la más estable y permite obtener unos buenos niveles de ganancia, eficiencia y potencia de señal a la salida.

Un multiplicador activo simple con transistor MESFET genera armónicos a base de rectificar una señal de microondas sinusoidal a su entrada gracias a su polarización cercana a la tensión de *pinch-off*, que es la tensión en la que el transistor pasa de su estado de corte a saturación (OFF-ON) de manera que el transistor conduce solamente durante una parte del ciclo de la señal de entrada.

La condición de conducción del transistor se consigue polarizando adecuadamente el drenador del transistor y con una tensión negativa adecuada a su puerta.

Entonces, jugando con estas tensiones, ajustamos el ciclo de trabajo de la señal de entrada para maximizar los armónicos deseados.

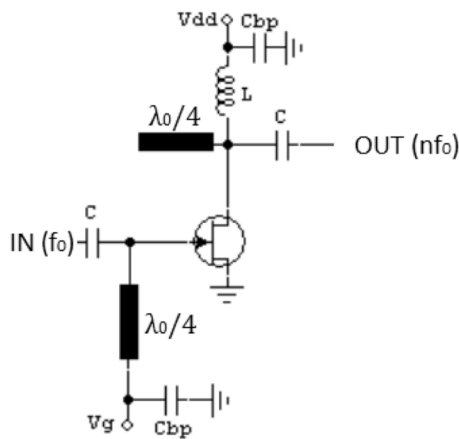
En general, cuanto mayor sea el armónico que hay que maximizar, menor será el ciclo de trabajo que deberemos ajustar, según se deduce de la ecuación 5.292. Para conseguir un doblador, haremos que el ciclo de trabajo sea del 25% mientras que si queremos un triplicador deberemos ajustarlo alrededor del 16%.

La figura 77 muestra una implementación práctica de circuito multiplicador con transistor FET.

Ved también

Véase el subapartado "Formas de onda" del presente módulo.

Figura 77. Multiplicador activo mediante transistor MESFET



Fuente: Extraído de E. Camargo. (1995). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.

El *stub* de salida se diseña para que en el armónico n se vea un circuito abierto, mientras que en el resto de armónicos se vea un cortocircuito, especialmente en la frecuencia de excitación de entrada, f_0 .

La tensión de puerta, V_g , en un multiplicador MESFET eficiente, debe ser igual o menor a la tensión umbral, V_t , de manera que el transistor solo conduce durante el ciclo positivo de la señal de excitación a la entrada y en el drenador obtenemos pulsos en forma de coseno rectificado.

Podemos variar el ciclo de trabajo modificando la tensión de polarización V_g , de tal manera que si hacemos $V_g = V_t$, el ciclo de trabajo es del 50% y si $V_g < V_t$, entonces disminuimos el ciclo de trabajo por debajo del 50%.

No obstante, la generación de armónicos en un multiplicador activo con MESFET no solo es posible implementarla controlando el ciclo de trabajo de la señal de entrada, también se puede recurrir a la técnica de mezclar el armónico fundamental con alguno de los armónicos generados, haciendo que estos se reflejen de nuevo hacia el transistor, bien hacia el drenador o bien hacia la puerta.

En cualquier caso, el primer paso en todo diseño de multiplicador activo es analizar las prestaciones del dispositivo activo a la frecuencia fundamental, en particular viendo cuál es su transconductancia, g_m , su frecuencia de transición, f_t , y su máxima frecuencia de oscilación, $f_{m\acute{a}x}$. La primera tiene un impacto directo en la ganancia de conversión del multiplicador final, mientras que las otras dos marcan el límite máximo en el que el multiplicador es funcional.

6.5.1. Varios ejemplos de multiplicadores activos

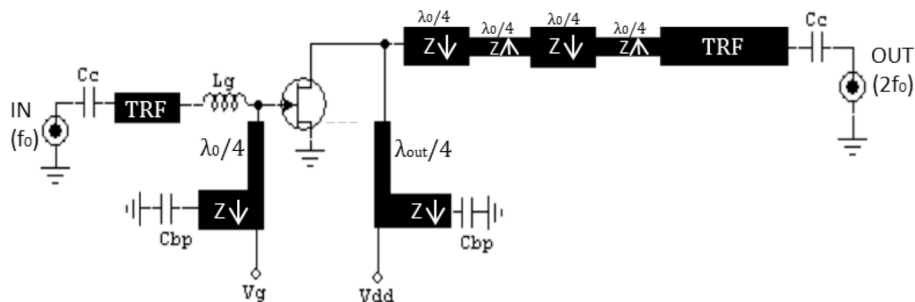
Para finalizar el apartado de multiplicadores, se describen aquí varias implementaciones de este tipo de circuitos. En concreto, se muestra la implementación de un circuito doblador de frecuencia, otro triplicador y, finalmente,

un circuito multiplicador activo equilibrado. A partir de estos circuitos básicos pueden construirse otros más complejos con el objetivo de mejorar algún parámetro del multiplicador, que sea necesario para alguna aplicación específica.

1) Circuito activo doblador de frecuencia

La figura 78 muestra la implementación de un multiplicador activo con MESFET doblador de frecuencia. Se observa cómo a la entrada se ha dispuesto una red de adaptación para mejorar las pérdidas de retorno a la entrada y obtener la máxima transferencia de potencia posible.

Figura 78. Multiplicador activo con MESFET doblador de frecuencia



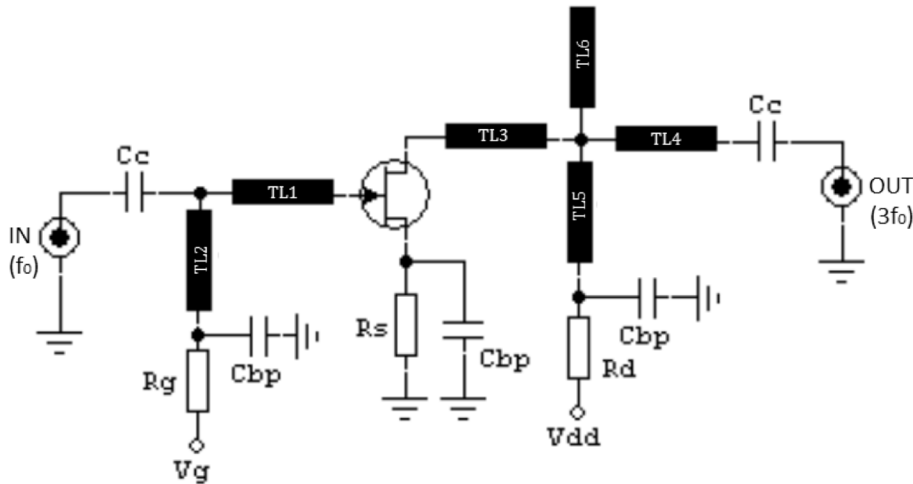
Fuente: Extraído de E. Camargo. (1995). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.

En la salida se dispone un filtro diseñado para cortocircuitar el drenador a la frecuencia fundamental y a los armónicos indeseados. A continuación se observa un transformador de impedancias cuyo objetivo es adaptar la impedancia de salida. Se trata de una cascada en serie de líneas de transmisión alternando con alta ($Z\uparrow$) y baja ($Z\downarrow$) impedancia característica, pero cada sección de longitud $\lambda_0/4$ a la frecuencia fundamental, f_0 . En cambio pasan a ser de $\lambda/2$ a la frecuencia deseada, $2f_0$, para pasar a medir $3\lambda/4$ a la frecuencia $3f_0$, de manera que las frecuencias más rechazadas por este filtro serán los múltiplos impares de $\lambda/4$, es decir, f_0 y $3f_0$, mientras que el armónico menos rechazado será el deseado $2f_0$.

2) Circuito activo triplicador de frecuencia

La figura 79 muestra la implementación de un circuito activo triplicador de frecuencia.

Figura 79. Multiplicador activo con MESFET triplicador de frecuencia



Fuente: Extraído de E. Camargo. (1995). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.

La dificultad más importante que hay que salvar en un triplicador de frecuencia es la necesidad de cortocircuitar la salida del drenador a los armónicos indeseados. En un doblador ya hemos visto que es relativamente sencillo, pues un *stub* en $\lambda/4$ soluciona el problema al ser cortocircuito a f_0 y circuito abierto a la frecuencia doble, pero ahora no cuadran tan bien las cosas. La figura 79 muestra una posible solución consistente en un doble *stub*.

Este doble *stub* está diseñado para resolver al mismo tiempo varias necesidades del multiplicador. En primer lugar, sirve de red de adaptación a la frecuencia $3f_0$ deseada. En segundo lugar, filtran parcialmente el segundo armónico indeseado. Finalmente, su función también es rechazar el armónico fundamental. Dado que no es posible rechazar el primer y segundo armónicos sin afectar en parte al tercero, que es el deseado, este diseño debe llegar a un compromiso entre los tres intereses.

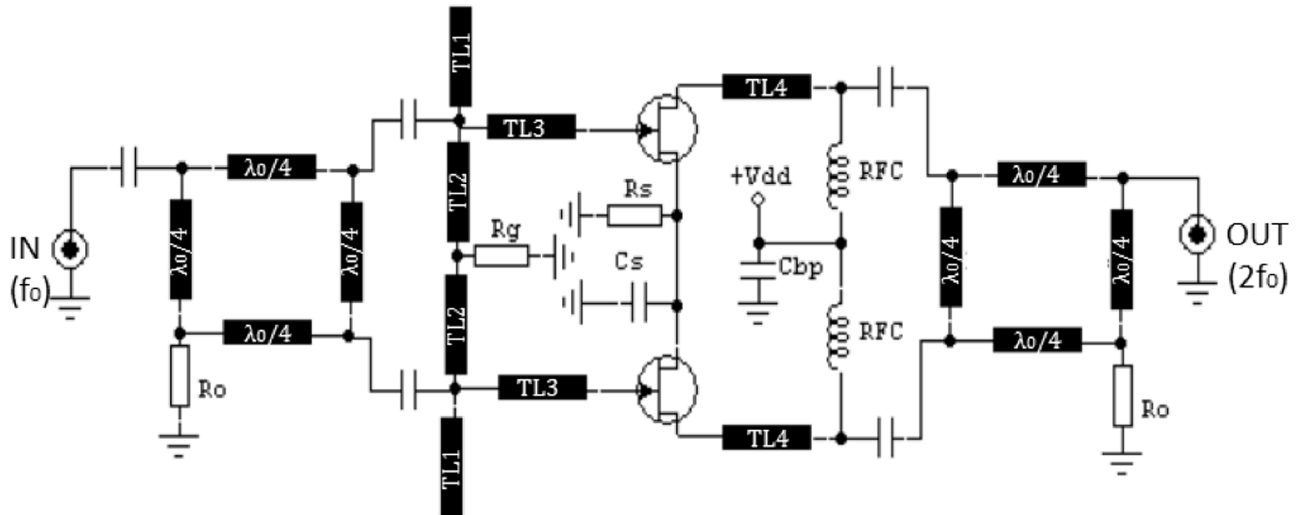
3) Circuito activo multiplicador equilibrado

Las principales razones para utilizar multiplicadores equilibrados son:

- Presentan una mejor adaptación a la entrada en un amplio rango de frecuencias.
- Tienen un mejor aislamiento cuando se enlazan en serie varios de estos multiplicadores.
- Son muy estables dado que el dispositivo está terminado a 50Ω en un amplio rango de frecuencias.

La figura 80 muestra un ejemplo de implementación de este tipo de circuitos.

Figura 80. Multiplicador activo con MESFET equilibrado



Fuente: Extraído de E. Camargo. (1995). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.

El acoplador híbrido de la entrada introduce un desfase de 90° , mientras que el de la salida hace lo propio. De esta manera, los armónicos impares se suman en contrafase, anulándose en el puerto de salida y disipándose en la terminación del acoplador de la salida. Por el contrario, los armónicos pares se suman en fase a la salida. De esta manera, con un multiplicador equilibrado se puede conseguir 3 dB más de potencia a la salida que con uno simple.

Resumen

Finaliza aquí este extenso módulo dedicado básicamente a los dispositivos no lineales de microondas y a sus aplicaciones en dispositivos más avanzados. Se ha analizado en los primeros apartados los dispositivos de microondas básicos, como son el diodo (Schottky, PIN, IMPATT) y el transistor (MESFET y BJT) y se ha visto cómo, polarizándolos adecuadamente en un punto de trabajo, se puede aprovechar su característica $I-V$ no lineal para generar armónicos, ya sea de una señal, ya sea de varias señales mezcladas.

Se han analizado las ventajas e inconvenientes de los diodos Schottky y PIN, así como sus aplicaciones más importantes, como desfasadores, rectificadores, etc. También se ha descrito el principio de funcionamiento del diodo IMPATT como dispositivo de resistencia negativa, lo cual facilita la implementación de osciladores a frecuencias muy elevadas.

Asimismo, se ha analizado la característica $I-V$ de los transistores MESFET y BJT, viéndose que en el primero se obtiene una característica cuadrática mientras que en el segundo es exponencial. También se han analizado las magnitudes más relevantes que caracterizan a ambos transistores.

Los primeros apartados pueden verse como el análisis de los dispositivos básicos de microondas, que son la base para implementar circuitos más avanzados y complejos, analizados en los siguientes apartados: el mezclador (o convertidor de frecuencia), el oscilador (o generador de frecuencia) y los multiplicadores de frecuencia.

En el capítulo "El mezclador" hemos abordado las nociones básicas para comprender los mezcladores de microondas como dispositivo avanzado, cuáles son sus principales características, las diferentes clases que podemos encontrar y sus principales aplicaciones en los circuitos de microondas.

Para empezar, hemos visto el diagrama de bloques genérico de cualquier dispositivo mezclador, compuesto por una sección de circuito combinador que nos permite inyectar dos señales de diferente frecuencia a la entrada de un dispositivo no lineal, que es el centro y la clave de cualquier mezclador, pues gracias a su característica no lineal es posible obtener armónicos de las dos señales a la salida, de los que seleccionaremos el que más nos interese mediante el filtro adecuado. Por supuesto, como en cualquier circuito de microondas, deberemos incluir en cada puerto las redes de adaptación adecuadas que nos permitan maximizar la eficiencia del dispositivo a las frecuencias de interés.

Hemos visto que el dispositivo no lineal podía ser un diodo o un transistor, tanto bipolar como FET, polarizados adecuadamente en una zona no lineal (a diferencia de lo que hacíamos en amplificadores, donde se polarizaban en zona lineal), con objeto de generar armónicos de las dos señales de entrada y optimizar la mezcla deseada que, tras hacer un análisis no lineal, vimos que, en general, se suele escoger la mezcla cuadrática $f_{lo} \pm f_r$, siendo f_{lo} la frecuencia de la señal inyectada en el puerto *LO* y f_r la frecuencia de la señal inyectada en el puerto *RF*.

El mezclador es entonces un conversor a baja frecuencia o *downconverter* si se elige la mezcla $f_{lo} - f_r$, mientras que es un conversor a alta frecuencia o *upconverter* si se elige la mezcla $f_{lo} + f_r$.

Hemos repasado las figuras de mérito que caracterizan a un mezclador, entre las más importantes destacan la *ganancia de conversión*, G_C o su homóloga de *pérdidas de conversión*, L_C , el concepto de aislamiento entre puertos, el nivel de *adaptación*, el factor de ruido, el nivel de cancelación AM, la linealidad del mezclador encarnada en el P_{-1dB} y el IIP_3 , etc.

A continuación, hemos descrito y analizado las tres *clases* básicas de estructuras mezcladoras: el mezclador *simple*, el mezclador equilibrado y el mezclador doblemente equilibrado. Las tres pueden utilizar tanto diodos como transistores ya sean BJT o FET como dispositivos no lineales. En los simples, se utiliza tan solo un único dispositivo no lineal, lo que les confiere su nombre, y vimos las dos condiciones de diseño para el caso de utilizar un transistor *BJT*: definir un nivel de distorsión máximo y un nivel de señal *LO* para maximizar la ganancia de conversión. Para el caso de mezclador simple con transistor *FET*, vimos que se obtenía la misma ganancia para gran señal que para pequeña señal y resultaba ser el doble que la ganancia de conversión, G_C . También vimos que la tensión de polarización óptima era $V_{GSoff}/2$.

El mezclador equilibrado consistía en combinar dos mezcladores simples mediante un acoplador híbrido, por lo que requieren dos dispositivos no lineales. Con esta estructura se mejora la cancelación de AM y se consigue eliminar los armónicos impares a la salida del mezclador. Además, si el acoplador híbrido es de 90° , se consigue un nivel de adaptación excelente, mientras que si es de 180° , se consigue un aislamiento entre puertos *RF-LO* muy elevado.

Por último, el mezclador doblemente equilibrado combina un mínimo de cuatro dispositivos no lineales, y su principal ventaja es mejorar la linealidad del mezclador gracias al uso de pares diferenciales que, al procesar cada elemento del par la mitad de potencia, el mezclador en conjunto soportará el doble de nivel de señal a su entrada respecto a las otras clases de mezclador anteriores, por lo que sus parámetros P_{-1dB} o IIP_3 serán como mínimo 6 dB superiores en igualdad de condiciones. Esta estructura también consigue eliminar los har-

mónicos pares tanto de RF como de LO , gracias a la simetría de los pares diferenciales. Otra ventaja es que consiguen funcionar con similares características en un mayor ancho de banda.

Por el contrario, será más difícil obtener una buena adaptación en los puertos, y la ganancia de conversión suele ser menor en comparación a los otros tipos de mezcladores. Analizamos el caso pasivo de mezclador en puente de diodos, que nos daba una $G_C \approx 2/\pi = -4$ db, y el caso activo de célula de Gilbert con transistores FET, que permite tener $G_C > 0$ y mejorar la linealidad del mezclador.

Hasta aquí vimos las estructuras básicas de mezclador, pasando a analizar otras estructuras que intentan mejorar algún parámetro específico, como era el caso del mezclador con *supresión de frecuencia imagen*. Este mezclador combina dos mezcladores equilibrados adecuadamente con varios acopladores híbridos, de manera que nos permite separar la LSB de la USB , es decir, separar la frecuencia imagen de la que consideremos señal útil, con una discriminación típicamente superior a 20 dB, lo que hace innecesario utilizar complicados filtros selectivos para eliminar la frecuencia imagen. También analizamos otro tipo de mezcladores llamados *subharmónicos*, cuyo objetivo es permitir la utilización de osciladores locales con una frecuencia menor a la que realmente se está utilizando en la mezcla, para así facilitar los diseños a muy alta frecuencia, donde la implementación de un oscilador estable, fiable y económico es cada vez más difícil cuanto mayor es la frecuencia. Vimos la estructura simple y la equilibrada, esta última minimiza los armónicos pares y mejora el nivel de cancelación AM.

Finalmente hicimos un repaso a las principales aplicaciones de los mezcladores en los circuitos de microondas, entre las más destacadas, como conversor de frecuencia, tanto hacia arriba como hacia abajo, modulador, demodulador y detector de fase.

Realmente no hay un mezclador que sea mejor que los demás en todas las características. Para cada aplicación específica deberemos escoger el mezclador que optimice el parámetro que más nos interesa para esa aplicación concreta.

Los circuitos osciladores de microondas consisten en diseñar, utilizando como elemento básico un dispositivo no lineal de microondas, ya sea un diodo o un transistor, un circuito que le provoque un efecto de resistencia negativa, lo cual permitirá mantener la oscilación que otro circuito resonador obligará a que se produzca a una frecuencia determinada. Se ha analizado el caso de implementación de oscilador mediante dispositivo de estado sólido, como el diodo IMPATT, y el caso de oscilador mediante dispositivo activo, como el transistor MESFET, utilizando como caso particular el resonador dieléctrico. Se expone un repaso de los principales parámetros que caracterizan a un oscilador, haciendo especial hincapié en el ruido de fase.

Al igual que en los mezcladores y en los osciladores, los multiplicadores de frecuencia utilizan como elemento básico uno o varios dispositivos no lineales, ya sea diodos o transistores. Se analizan los diferentes métodos que existen para generar señales de microondas, entre los que figura el multiplicador, solución interesante sobre todo para generar señales de muy alta frecuencia. Tras analizar varias formas de onda y su contenido en frecuencia, se da un repaso a las diferentes figuras de mérito que caracterizan al multiplicador. Para terminar, se hace un análisis cualitativo de diferentes estructuras multiplicadoras, las simples, ya sea con diodo varistor o con varactor, las equilibradas y las activas.

Ejercicios de autoevaluación

1. Un diodo Schottky...

- a) no es indicado para aplicaciones donde se precise tiempos de conmutación bajos, de menos de 1 us.
- b) presenta un mejor comportamiento en frecuencia que otro tipo de diodos dado que se caracteriza por tener una capacidad de difusión muy baja, $C_{\text{dif}} \simeq 0$.
- c) se caracteriza por presentar una elevada resistencia serie R_s en su modelo de pequeña señal.
- d) no es adecuado como rectificador debido a su elevada tensión de codo.

2. Un desfasador conmutado de microondas...

- a) no se puede implementar con diodos PIN debido al pobre aislamiento entre entrada y salida que los caracteriza.
- b) se puede implementar combinando líneas de transmisión de diferente longitud eléctrica conmutadas mediante diodos PIN.
- c) no puede tener cualquier valor de desfase.
- d) funciona siempre con las mismas características a cualquier frecuencia.

3. Respecto al diodo de avalancha IMPATT,...

- a) es muy utilizado en osciladores de microondas de muy alta frecuencia debido a que pueden diseñarse para que su característica $I-V$ presente un desfase de 180° , obteniéndose un efecto de resistencia negativa, facilitando la implementación de osciladores.
- b) se considera que el tiempo de tránsito óptimo es la décima parte del periodo de la señal que se pretende generar, cuando el diodo forma parte de un oscilador.
- c) la separación entre las zonas $p+$ y $n+$ es irrelevante para determinar la frecuencia óptima de operación del dispositivo como oscilador.
- d) se diseña para que el campo eléctrico máximo en la unión semiconductor está muy lejos del campo de ruptura de la zona N intermedia, de manera que sea muy difícil que el diodo entre en avalancha.

4. Determinad cuál de las afirmaciones siguientes acerca del transistor MESFET es falsa:

- a) Este tipo de transistor se caracteriza por presentar una característica $I-V$ de tipo exponencial, por lo que es poco indicado para ser utilizado como mezclador.
- b) Es muy utilizado en microondas por su capacidad de operar hasta frecuencias muy elevadas, de hasta 100 GHz o más.
- c) Valores típicos de la capacidad drenador-surtidor de su modelo de pequeña señal están en torno a 0,1 pF.
- d) La capacidad entre la puerta y el drenador de su modelo de pequeña señal es del orden de 0,01 pF, es decir, muy pequeña, lo cual les hace muy indicados para el diseño de dispositivos unilaterales.

5. En el transistor bipolar BJT,...

- a) se presenta una característica $I-V$ de tipo cuadrática, lo que favorece el diseño de mezcladores sin armónicos.
- b) se presentan valores típicos de transconductancia claramente menores a los transistores MESFET, por lo que se conseguirán ganancias mucho menores.
- c) se da el caso de que suele ser mucho más caro que un transistor MESFET.
- d) las capacidades de su circuito equivalente de pequeña señal son comparativamente mayores a las presentadas por el transistor MESFET, por lo que su utilización queda limitada a bajas frecuencias.

6. En un mezclador, al inyectar dos señales de diferente frecuencia a la entrada,...

- a) se obtiene a la salida una réplica exacta de ambas señales amplificadas o atenuadas, dependiendo de si el mezclador es activo o pasivo, y no aparece a la salida ninguna otra señal a otra frecuencia.
- b) se obtiene a la salida multitud de combinaciones de armónicos de ambas frecuencias de entrada, de las cuales filtramos la que nos interesa.
- c) a la salida se obtiene únicamente una señal cuya frecuencia es la diferencia entre las frecuencias de las señales de entrada.
- d) cuando la diferencia entre las frecuencias de las señales de entrada es negativa, se dice que el mezclador actúa como *upconverter*.

7. Determinad cuál de las afirmaciones siguientes acerca del mezclador simple con diodo es falsa:

- a) Este tipo de mezcladores es indicado para circuitos de microondas a frecuencias elevadas, donde la simplicidad del circuito y el coste sean prioritarias, por encima de las características técnicas.
- b) El diagrama de bloques del mezclador consta de una primera etapa combinadora de las señales de entrada, una etapa adaptadora de impedancias, el diodo debidamente polarizado y, finalmente, un filtro de salida que seleccione la combinación de armónicos deseada.
- c) Interesa polarizar el diodo en la zona lineal de su característica $I-V$.
- d) El diodo puede polarizarse en continua utilizando técnicas *microstrip* tales como la del stub en $\lambda/4$ a la frecuencia de funcionamiento, terminado en una línea de baja impedancia característica, por la que inyectamos la corriente continua de polarización.

8. Determinad cuál de las afirmaciones siguientes acerca de los mezcladores es falsa:

- a) La ganancia de conversión del mezclador simple con transistor MESFET depende de las características del transistor (V_{GSoff} e I_{DSS}), pero también del nivel de señal de oscilador local.
- b) El nivel óptimo de señal de oscilador local en un mezclador simple con transistor MESFET es $\frac{|V_{GSoff}|}{2}$.
- c) Un mezclador simple con transistor bipolar BJT se caracteriza por presentar un mejor nivel de rechazo a la modulación AM en el puerto de oscilador local que un mezclador equilibrado implementado con el mismo tipo de transistor.
- d) El mezclador equilibrado permite mejorar el aislamiento entre los puertos RF y LO respecto a un mezclador simple implementado con el mismo tipo de dispositivo no lineal.

9. Determinad cuál de las afirmaciones siguientes acerca de los mezcladores es verdadera:

- a) El mezclador doblemente equilibrado no es capaz de mejorar el nivel de armónicos a la salida, ni siquiera el de los armónicos impares.
- b) En un mezclador pasivo a puente de diodos en anillo obtenemos a la salida solamente los armónicos $2n\omega_{lo} \pm \omega_s$, siendo ω_{lo} y ω_s las frecuencias de las señales de oscilador local y de entrada respectivamente, y n un número entero.
- c) En un mezclador pasivo a puente de diodos en anillo se suelen obtener pérdidas de conversión del orden de 6 dB.
- d) La señal a la frecuencia imagen es fácilmente eliminable mediante un filtro paso-banda, antes de que alcance la entrada del mezclador.

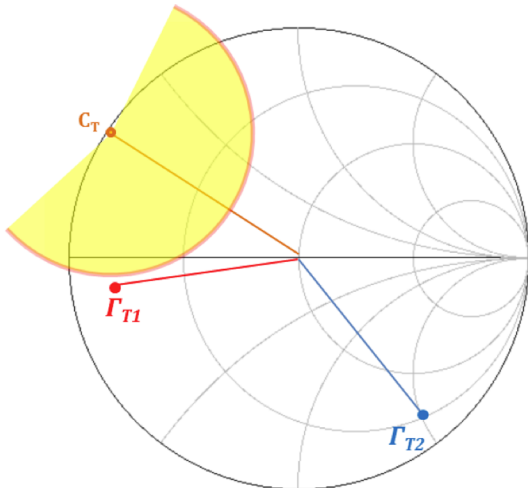
10. De entre los tipos y aplicaciones de mezcladores, podemos afirmar que...

- a) los mezcladores con rechazo a la frecuencia imagen incorporan un filtro paso-banda para eliminar esta señal indeseada.
- b) el mezclador subarmónico permite utilizar frecuencias más elevadas en el oscilador local, lo cual mejora la ganancia de conversión.
- c) es mejor un mezclador subarmónico que un mezclador con rechazo a la frecuencia imagen, pero no es tan bueno como la célula de gilbert.
- d) el mezclador puede utilizarse como detector de fase, como demodulador de FM, como modulador BPSK, como *upconverter*, etc.

Se quiere diseñar un oscilador mediante un transistor configurado de tal manera que su círculo de estabilidad es el de la figura 81. Sabemos que los parámetros S en esta configuración son los siguientes:

$$S_{11} = |1,98|_{\angle -30^\circ}; \quad S_{21} = |3,78|_{\angle 51^\circ}; \quad S_{12} = |0,89|_{\angle -44^\circ}; \quad S_{22} = |0,87|_{\angle 162^\circ} \quad 5.299$$

Figura 81. Círculo de estabilidad del transistor Q



11. Determinad cuál de las afirmaciones siguientes es correcta:

- La zona interna del círculo de estabilidad, coloreada de amarillo, es la zona inestable.
- Debemos seleccionar un punto interno del círculo de estabilidad como coeficiente de reflexión de la red de terminación para que así obtengamos resistencia negativa a la entrada del transistor.
- Es mejor seleccionar Γ_T que Γ_{T2} para conseguir una resistencia negativa elevada.
- La zona estable es la interna al círculo de estabilidad (en amarillo) y una buena elección para el coeficiente de reflexión de la terminación es Γ_{T2} .

12. Determinad cuál de las afirmaciones siguientes es verdadera:

- El parámetro S_{11} es muy elevado y hace pensar que el transistor puede ser inestable.
- Interesa seleccionar un valor de Γ_T en el interior del círculo de estabilidad para garantizar que el diseño sea lo más estable posible.
- El parámetro S_{21} es el más elevado, lo cual hace pensar que el transistor puede ser inestable.
- El parámetro S_{12} es elevado, lo cual hace pensar que el transistor es muy estable.

13. En un oscilador con resonador dieléctrico,...

- el resonador dieléctrico suele presentar un factor de calidad inferior a 50.
- si la línea de transmisión *microstrip* está terminada en circuito abierto a una distancia de $\lambda/4$ del resonador, se consigue maximizar, duplicándolo, el factor de acoplamiento, g .
- el factor de acoplamiento, g , es muy difícil de medir y no basta con saber el coeficiente de reflexión Γ , ya que se requiere de sofisticada instrumentación.
- no es posible implementar una estructura de realimentación serie porque sería inestable.

14. Determinad cuál de las afirmaciones siguientes acerca de multiplicadores de frecuencia no es correcta:

- El multiplicador simple con varistor incorpora a la entrada del diodo un *stub* en $\lambda/4$ a la frecuencia de entrada f_{in} a masa y, a la salida del diodo otro *stub* en $\lambda/4$ a la frecuencia de salida $n \cdot f_{in}$ en circuito abierto.
- El multiplicador simple con varactor es más eficiente pero presenta un menor ancho de banda que el multiplicador simple con varistor, debido a su impedancia reactiva.
- El multiplicador equilibrado con diodos PIN antiparalelos tiene la propiedad de eliminar los armónicos pares.
- Un multiplicador que rectifica una señal sinusoidal a su entrada solo genera armónicos impares.

15. Determinad la afirmación incorrecta sobre un multiplicador activo con MESFET:

- Se basa en rectificar la señal sinusoidal a su entrada con un ciclo de trabajo que se puede controlar a un valor inferior al 50% mediante la tensión aplicada a la puerta del transistor MESFET.
- Si queremos obtener un doblador de frecuencia, controlaremos el ciclo de trabajo para que sea del 25%.

- c) En caso de obtener el doblador de frecuencia, la mínima degradación en la relación portadora a ruido, *CNR*, a la salida respecto a la de la entrada será de 6 dB.
- d) Si queremos obtener un triplicador de frecuencia controlaremos el ciclo de trabajo para que sea del 33%.

Solucionario

Ejercicios de autoevaluación

1. b

2. b

3. a

4. a

5. d

6. b

7. c

8. c

9. c

10. d

11. d

12. a

13. b

14. d

15. d

Abreviaturas

- AGC** *m* Automatic gain control
- AM** *f* Amplitude modulation
- BJT** *m* Bipolar junction transistor
- BPF** *m* Band pass filter
- BPSK** *f* Binary phase shift keying
- CAD** *m* Computer aided design
- CNR** *m* Carrier to noise ratio
- DRO** *m* Dielectric resonator oscillator
- DSB** *m* Double sided band
- FM** *f* Frequency modulation
- FMCW** *m* Frequency modulated constant wave
- HBT** *m* Heterojunction bipolar transistor
- HEMT** *m* High electron mobility transistor
- HPF** *m* High pass filter
- IF** *f* Frecuencia intermedia
- IMPATT** *m* Impact avalanche and transmit time
- LO** *m* Oscilador local
- LPF** *m* Low pass filter
- LSB** *m* Lower side band
- MESFET** *m* Metal semiconductor field effect transistor
- PLL** *m* Phase locked loop
- ppm** *f pl* Partes por millón
- RF** *f* Radiofrecuencia
- ROE** *f* Relación de onda estacionaria
- SFDR** *m* Spurious free dynamic range
- SNR** *m* Signal to noise ratio
- SSB** *m* Single side band
- USB** *m* Upper side band
- VSWR** *m* Voltage standing wave ratio
- ZCE** *f* Zona de carga espacial

Bibliografía

- Camargo, E.** (1998). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.
- Collin, R. E.** (2001). *Foundations for Microwave Engineering*. John Wiley & Sons.
- Bara Iniesta, M.; Escudero Quesada, A. M.; González Llobet, O.; Ibeas Hernández, A.** (2012). *Tecnología electrónica*. Barcelona: UOC.
- Glover, I. A.; Pennock, S. R.; Shepherd, P. R.** (2005). *Microwave devices, circuits and subsystems for communications engineering*. John Wiley & Sons.
- Johnson, K. M.** (1979, marzo). "Large signal GaAs MESFET oscillator design" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* (vol. 27, págs. 217-227).
- Kurokawa, K.** (1978). "Microwave solid state circuits". *Microwave Devices*. Chichester: John Wiley & Sons.
- Leeson, D. B.** (1966, febrero). "A simple model of feedback oscillator noise spectrum". *Proceedings of the IEEE* (págs. 329-330).
- López i Rocafiguera, E.; Martí i Puig, P.** (2012). *Electrónica de comunicaciones*. Barcelona: UOC.
- Maas, S. A.** (1993). *Microwave Mixers* (2.^a ed.). Artech House, MA.
- Maas, S. A.** (2003). *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. Artech House.
- Pozar, D. M.** (2012). *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons.
- Sweet, A. A.** (1990). *MIC&MMIC Amplifier And Oscillator Circuit Design*. USA: Artech House.

