

20.630

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS
DEPARTAMENTO DE FÍSICA APLICADA III



* 5 3 0 9 5 3 7 7 8 1 *

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE

TESIS DOCTORAL

**CARACTERIZACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE AMPLIFICADORES DE
MICROONDAS MEDIANTE LA TÉCNICA DE LAS FUNCIONES
DESCRIPTIVAS**

Autor: Sagrario Muñoz San Martín.
Director: D. José Luis Sebastián Franco.
Catedrático de Electromagnetismo.
Física Aplicada III.

MADRID 1996

A mis padres.

Agradecimientos

Durante la realización de esta tesis he recibido un apoyo permanente por parte de un grupo de personas e Instituciones a las que quiero expresar mi agradecimiento más sincero.

A D. José Luis Sebastián Franco, director de esta tesis, por su labor de enfoque inicial y su dirección posterior contribuyendo permanentemente a su desarrollo.

A D. José Miguel Miranda Pantoja por su continua ayuda y sus valiosas aportaciones a la misma.

A D. Germán Gonzalez Díaz por su ayuda en la realización de las medidas experimentales y sus aportaciones teóricas.

A todos mis compañeros del Departamento de Física Aplicada III (Electricidad y Magnetismo) que de una manera u otra han contribuido a su desarrollo tanto por su apoyo humano y aportaciones personales como por la cesión de parte del instrumental empleado en este trabajo.

A Doña Elisa Buform, catedrática de Geofísica de la Facultad de Ciencias Físicas de la Universidad Complutense, quien tan amablemente cedió dos programas para la realización del cálculo numérico.

A D. J Guerra, catedrático de Óptica, por la cesión del osciloscopio de muestreo, imprescindible en la realización de las medidas experimentales.

A D. Juan Daniel Gallego por su colaboración en la realización de las medidas experimentales en el Centro Astronómico de Yebes.

Al Centro Astronómico de Yebes por facilitar la realización de las medidas experimentales.

RESUMEN

En este trabajo se presenta la aplicación de la técnica de las funciones descriptivas a la caracterización y análisis de amplificadores de microondas que utilizan transistores bipolares (BJT) y MESFET. Este estudio abarca desde la caracterización del dispositivo activo hasta la optimización del amplificador pasando por el análisis de los parámetros característicos del sistema: eficiencia, ganancia y ancho de banda.

El presente trabajo se divide en dos partes claramente diferenciadas. La primera de ellas, que comprende los capítulos 1, 2 y 3, presenta la técnica de las funciones descriptivas para redes activas de dos puertas y su aplicación a la caracterización de un amplificador bipolar. La segunda, capítulo 4, tiene como objetivo el análisis exhaustivo de la caracterización de un MESFET mediante las funciones descriptivas y la optimización de las condiciones de polarización para máxima ganancia del amplificador.

Por su complejidad matemática, el uso de esta técnica se ha limitado casi exclusivamente a la caracterización de dispositivos y circuitos de una puerta, diodos y osciladores. Sin embargo, a diferencia de otros métodos no-lineales empleados en la caracterización de transistores bipolares, la técnica de las funciones descriptivas proporciona información sobre los estados de funcionamiento del transistor, las transiciones entre ellos así como la influencia de los armónicos de orden superior y de la anchura de base en la corriente. El análisis de este último fenómeno, bastante complicado con otras técnicas, resulta de gran simplicidad con este método tal y como se muestra en este trabajo. La importancia de la anchura de base se pone de manifiesto al prevenir la saturación del transistor en el sentido tradicional y al modular la resistencia serie del colector. El hecho de incluir este fenómeno implica un mayor número de términos en las ecuaciones diferenciales lo que a su vez hace más complicada la resolución del sistema no-lineal que describe el circuito. Para facilitar el cálculo numérico se hacen las siguientes consideraciones:

- a) La operación del transistor se realiza de tal forma que pasa directamente del modo de anchura de base al de corte sin la intervención de un periodo activo
- b) Las formas de onda de las corrientes en los terminales del transistor se suponen sinusoidales.

Al incluir la dependencia con la polarización de los parámetros del modelo equivalente del MESFET, la técnica de las funciones descriptivas permite una caracterización más completa y óptima del amplificador. De este modo, se calcula la condición óptima de polarización para máxima ganancia obteniendo las gráficas de los principales parámetros: intensidad drenador-fuente, eficiencia, potencia de salida, capacidad puerta-fuente y la capacidad drenador-puerta, para las distintas polarizaciones. Es de destacar que es la primera vez que se aplican las funciones descriptivas a dispositivos MESFET.

La formulación del problema por las funciones descriptivas da lugar a un sistema de ecuaciones algebraicas no-lineales para cuya resolución se emplean algoritmos tradicionales. La comprobación de la capacidad de este método se lleva a cabo mediante técnicas de simulación bien probadas y por los resultados experimentales obtenidos de los prototipos realizados.

El método propuesto permite sin excesiva complejidad matemática, una caracterización completa del amplificador incluyendo las formas de onda de las tensiones y corrientes, la síntesis de las impedancias de entrada y salida y el cálculo de los principales parámetros característicos: ganancia en potencia, ancho de banda y eficiencia. Los resultados obtenidos confirman la capacidad de la técnica de las funciones descriptivas para analizar el sistema no-lineal a pesar de las limitaciones impuestas por las hipótesis de trabajo.

Aunque existen otras técnicas de análisis de amplificadores de RF en el dominio del tiempo muy exactas, dichos métodos no permiten, como lo hace la técnica de las funciones descriptivas, el análisis del circuito no-lineal en su totalidad y no proporcionan los parámetros necesarios para la síntesis y optimización de los circuitos de acoplo.

ÍNDICE

Pág

INTRODUCCIÓN

Introducción	2
Planteamiento y objetivos	6

CAPÍTULO I. AMPLIFICADORES DE MICROONDAS. TÉCNICAS DE ANÁLISIS EN GRAN SEÑAL

1.1. Amplificadores de microondas	10
1.2. Análisis de amplificadores en gran señal	11
1.2.1. Load Pulling	13
1.2.2. Métodos en el dominio del tiempo y frecuencia	14
1.2.2.1. Técnicas en el dominio del tiempo	15
1.2.2.2. Técnicas en el dominio de la frecuencia	16
1.2.2.3. Técnica de las funciones descriptivas	22
1.2.3. Método basado en el análisis de pequeña señal	24

CAPÍTULO II. MODELOS DE TRANSISTORES DE RF

2.1. Introducción	29
2.2. Modelos para bipolares	30
2.2.1. Modelo estático de Ebers-Moll	31
2.2.2. Modelo de Ebers-Moll para gran señal	36
2.2.3. Modelo de Ebers-Moll para pequeña señal	39
2.2.4. Modelo estático de Gummel-Poon	43
2.2.5. Modelo de Gummel-Poon para pequeña y gran señal	51
2.3. Influencia de la temperatura	54
2.4. Modelos de MESFET	58
2.4.1. Modelo de pequeña señal	58
2.5. Selección del modelo óptimo	77
2.6. Influencia de la polarización	80

CAPÍTULO III. CARACTERIZACIÓN DE UN AMPLIFICADOR RF BIPOLAR DE MICROONDAS

3.1. Introducción	85
3.2. Caracterización del modelo cuasiestático. Ecuaciones	86
3.3. Caracterización del amplificador. Resolución sistema	106

3.4. Simulación CAD del amplificador: balance armónico	121
3.5. Comparación de los resultados obtenidos	123
3.6. Diseño del prototipo experimental. Resultados	125
CAPÍTULO IV. CARACTERIZACIÓN DE UN AMPLIFICADOR MESFET DE MICROONDAS	
4.1. Introducción	135
4.2. Planteamiento del problema	136
4.2.1. Medidas experimentales	139
4.2.2. Determinación de parámetros	165
4.2.3. Determinación de las inductancias parásitas	176
4.2.4. Determinación de los elementos intrínsecos	178
4.2.5. Determinación de las capacidades	182
4.2.6. Determinación de g_m , g_{ds} , R_i y τ	187
4.3. Dependencia con la polarización de los parámetros del modelo	193
4.4. Ecuaciones para las funciones descriptivas	194
4.5. Resolución del sistema de ecuaciones no-lineales	206
4.6. Diseño del prototipo experimental. Resultados	212
CAPÍTULO V. CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURAS	
5.1. Conclusiones	223
5.2. Líneas de investigación futuras	225
APÉNDICES	226
REFERENCIAS	233

INTRODUCCIÓN

INTRODUCCIÓN

Introducción

El análisis de amplificadores de microondas en gran señal es, en la mayoría de los casos, extraordinariamente complejo debido a su carácter altamente no-lineal por lo que es necesario considerar diversas simplificaciones en su planteamiento y resolución analítica.

Una forma inmediata de caracterizar un amplificador en gran señal, es dibujar en una Carta de Smith los contornos de las impedancias de carga que resultan para unos valores dados de ganancia y potencia de salida. Estos contornos, aproximadamente circulares, pueden utilizarse a continuación para seleccionar una impedancia de carga de salida que corresponda al mejor compromiso de ganancia y potencia. Los contornos se generan empíricamente conectando varias cargas al amplificador y midiendo la ganancia y potencia a la salida para cada una de las cargas. Este método se conoce como "load -pulling"^[1].

Aunque el método de "load-pulling" se sigue empleando, actualmente hay una mayor tendencia a estudiar los amplificadores de microondas en gran señal mediante aproximaciones cuasi-lineales^[2]. Para predecir las prestaciones del circuito no-lineal se emplean las ecuaciones de diseño tradicionales con los parámetros "S" medidos para gran señal. Al ser los parámetros de dos puertas fundamentalmente un concepto lineal, una aproximación cuasi-lineal implica que los circuitos no-lineales sigan la teoría de los circuitos lineales. El grado de exactitud de los resultados obtenidos depende del grado de no-linealidad del circuito considerado.

Otro método alternativo válido tanto desde el punto de vista teórico como experimental para el análisis analógico y digital de baja frecuencia, es usar técnicas en el dominio del tiempo^[3]. Para obtener las ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo que describen un circuito no-lineal se aplica la teoría convencional de circuitos. Las ecuaciones resultantes son no-lineales y se pueden resolver numéricamente. Aunque las técnicas en el dominio del tiempo son especialmente prácticas en el análisis de circuitos que incluyen sólo elementos

concentrados, también se pueden usar en una gran variedad de circuitos de elementos distribuidos.

Sin embargo, el análisis en el dominio del tiempo presenta las siguientes limitaciones:

1. Su incapacidad para manejar cantidades definidas en el dominio de la frecuencia.
2. La dificultad de aplicarlo en circuitos con excitaciones múltiples de pequeña señal y distintas formas.

El método de “shooting”^[4] es especialmente adecuado para circuitos de microondas, ya que en este tipo de circuitos aparece la dificultad adicional de respuestas transitorias gobernadas por constantes de tiempo mucho mayores que el periodo de las señales de excitación, por lo que no son aplicables las técnicas de integración directa.

Por el contrario, una de las ventajas más claras del análisis en el dominio de la frecuencia^[5] es que un circuito relativamente complejo puede reducirse a uno o más conjuntos de impedancias a cada armónico de la frecuencia de excitación.

De las numerosas técnicas aparecidas en los últimos años para el análisis de circuitos de microondas en el dominio de la frecuencia, las dos más utilizadas son el análisis por balance armónico y las series de Volterra^[6,7].

El análisis por balance armónico se utiliza en circuitos fuertemente no lineales excitados por un único generador de señal. Su aplicación más frecuente es a circuitos activos como amplificadores, mezcladores y multiplicadores de frecuencia.

En el caso de circuitos ligeramente no lineales y excitados por múltiples entradas de pequeña señal, éstos se analizan mejor utilizando las series de Volterra

Para poder aplicar cualquiera de las tres técnicas señaladas -análisis en el dominio del tiempo, análisis por balance armónico y las series de Volterra- es necesario un modelo de circuito de parámetros concentrados.

Una técnica híbrida entre el análisis en el dominio del tiempo y el análisis en el dominio de la frecuencia es la llamada técnica de las funciones descriptivas^[8,9] que aprovecha las ventajas de ambos dominios y al igual que las anteriores se basa en un proceso de cuasi-

linealización llevado a cabo para formas de onda especificadas a priori. Se denominan funciones descriptivas a las funciones cuasi-lineales que describen las características de transferencia de la no-linealidad y representan las impedancias dinámicas a la entrada y a la salida del elemento no-lineal.

La principal ventaja de la técnica de las funciones descriptivas reside en la posibilidad de analizar el circuito completo del amplificador, la optimización de las redes de acoplo y el análisis del contenido de armónicos. Sin embargo, también hay que considerar los inconvenientes que presenta este método como son:

1. La resolución del sistema de ecuaciones no-lineales que describe el sistema.
2. La dificultad de conocer las formas de onda a priori en determinadas aplicaciones.

La resolución del sistema de ecuaciones se puede simplificar considerando unas hipótesis de trabajo iniciales. Los resultados obtenidos permitirán comprobar la validez de estas hipótesis iniciales. Respecto a la segunda, la posibilidad de separar las partes lineal y no-lineal del circuito^[10] permite analizar el contenido de armónicos significativos de las formas de onda de las señales de control después de la acción de filtrado por la parte lineal del sistema, lo que permite tener un buen conocimiento de las mismas.

Los tres métodos - técnicas en el dominio del tiempo, técnicas en el dominio de la frecuencia y la técnica de las funciones descriptivas- se consideran como métodos intermedios entre el método clásico de “load pulling” y el método basado en el análisis en pequeña señal.

Las tres técnicas señaladas requieren un modelo circuital de parámetros concentrados y la aproximación cuasi-estática. Esta aproximación consiste en la sustitución de una operación no-lineal por una lineal que depende de la señal de entrada. Esta suposición cuasi-estática permite la obtención de circuitos equivalentes para dispositivos de estado sólido usando sólo elementos concentrados tanto lineales como no-lineales. Respecto al rango de validez de esta aproximación, estudios teóricos y experimentales^[11,12] sobre semiconductores de Si y GaAs, demuestran que el retardo temporal es del orden de picosegundos y menor que el

inverso de la frecuencia más alta de operación del dispositivo. Aún así, este inconveniente puede ser solventado en algunos casos. Por ejemplo, es posible considerar en el modelo cuasi-estático el tiempo de retardo entre el voltaje de puerta y la corriente de drenador en el circuito equivalente de MESFET de AsGa, como se verá en la sección 4 del Capítulo II.

De lo expuesto se podría concluir que la técnica de las funciones descriptivas es en principio una de las más aptas para abordar el análisis de circuitos activos de microondas en gran señal. Sin embargo, debido a la dificultad, tanto desde el punto de vista físico como matemático para obtener las funciones descriptivas, el empleo de esta técnica se ha limitado a dispositivos activos de dos puertas (osciladores) y a no linealidades pasivas no habiéndose aplicado a amplificadores BJT y MESFET. La idea de superar estas dificultades es lo que nos ha impulsado a centrar nuestro interés y desarrollar este trabajo en el análisis de amplificadores de RF mediante funciones descriptivas.

Planteamiento y objetivo de la tesis

En este trabajo se presenta la aplicación de la técnica de las funciones descriptivas a la caracterización de amplificadores de microondas empleando transistores bipolares y MESFET. Este estudio abarca desde la caracterización del dispositivo activo hasta la optimización del amplificador pasando por el análisis de los parámetros característicos del circuito: eficiencia, ganancia y ancho de banda. Esta caracterización tan completa desde el punto de vista teórico como experimental de los amplificadores en gran señal proporciona un mejor conocimiento de los métodos de análisis no-lineal así como del grado de validez de la aproximación cuasi-estática de las no-linealidades. Para ello, el Capítulo I presenta la estructura general de un amplificador de microondas, describiendo los métodos de análisis en gran señal, realizando un estudio detallado del método de las funciones descriptivas que es el empleado en todo este trabajo.

La confirmación de los resultados teóricos con los experimentales depende del grado de no-linealidad que presente el dispositivo activo; por ello es requisito imprescindible la elección de un modelo adecuado para el caso de los transistores bipolares y MESFET que proporcione al mismo tiempo buenos resultados y simplicidad en los cálculos matemáticos. Es precisamente la discusión del modelo adecuado para cada caso lo que constituye el contenido del Capítulo II. En este Capítulo se incluyen las modificaciones efectuadas en cada modelo cuando se considera la variación de los distintos parámetros del circuito equivalente con algunas variables de control como son la temperatura y la polarización. Aunque estas variables afectan a la mayoría de los parámetros tanto de bipolares como de MESFET, se puede afirmar que en cada caso predomina la influencia de una de ellas sobre determinados elementos del modelo equivalente considerado. Así por ejemplo, para el caso de los transistores bipolares es muy determinante el efecto de la temperatura en la tensión base-emisor; en la capacidad, en el potencial de contacto y en la resistencia del colector así como en el valor límite de la corriente de colector. El resto de los parámetros del BJT se pueden considerar como constantes respecto a variaciones de la temperatura. El análisis de

los transistores MESFET para RF resulta más complicado al existir un mayor número de elementos dependientes de las variables de control, V_{gs} y V_{ds} . Las expresiones que incluyen estas dependencias contienen mayor número de constantes. Los valores de estas constantes se determinan ajustando los parámetros modelados a los medidos experimentalmente. Los resultados obtenidos confirman que algunos de los parámetros pueden seguir siendo considerados como constantes frente a pequeñas variaciones de la variable de control y así se considerará en el análisis. Debido a la mayor importancia de la dependencia con la polarización que con la temperatura, se ha realizado un proceso de optimización de la potencia de salida respecto a la polarización. Un estudio detallado de la influencia de la temperatura en los parámetros del modelo equivalente del transistor y en el comportamiento del amplificador constituye una de las líneas de futura ampliación de este trabajo.

El Capítulo III presenta la caracterización de un amplificador bipolar mediante la técnica de las funciones descriptivas. El análisis se lleva a cabo considerando el modelo clásico de carga para caracterizar el dispositivo activo. La verificación de los resultados obtenidos por esta técnica se lleva a cabo mediante un análisis por balance armónico y por comparación con los resultados obtenidos experimentalmente. La excelente coincidencia entre los resultados confirma la capacidad del método de las funciones descriptivas en la caracterización de amplificadores bipolares de microondas y de la validez de las hipótesis iniciales impuestas con objeto de simplificar el cálculo numérico.

La caracterización y posterior optimización de un amplificador MESFET de microondas constituyen el contenido del Capítulo IV. Este estudio resulta novedoso no sólo por la aplicación de esta técnica a MESFET así como por el proceso de optimización de los principales parámetros del comportamiento del amplificador. La confirmación de los resultados obtenidos se lleva a cabo por simulación CAD para el análisis de MESFET y por los resultados obtenidos experimentalmente.

Las consideraciones finales de este trabajo junto con las líneas de investigación futuras, se recogen en el Capítulo V. Por último, los distintos desarrollos matemáticos empleados en los procesos de cálculo se amplían en los Apéndices: A-I, A-II, A-III, A-IV y A-V.

CAPÍTULO I

AMPLIFICADORES DE MICROONDAS. TÉCNICAS DE ANÁLISIS EN GRAN SEÑAL.

I. AMPLIFICADORES DE MICROONDAS. TÉCNICAS DE ANÁLISIS EN GRAN SEÑAL.

1.1. Amplificadores de microondas

La amplificación a bajo nivel de señales a frecuencias de microondas se puede realizar con diversos dispositivos siendo los transistores los más empleados. El diseño de los amplificadores de microondas^[1,2] se basa en los parámetros de scattering "S" del transistor, fig 1.1, ya que permiten una descripción completa de una red de dos puertas y de los parámetros característicos del comportamiento del amplificador como son: ganancia, ancho de banda y eficiencia entre otros.

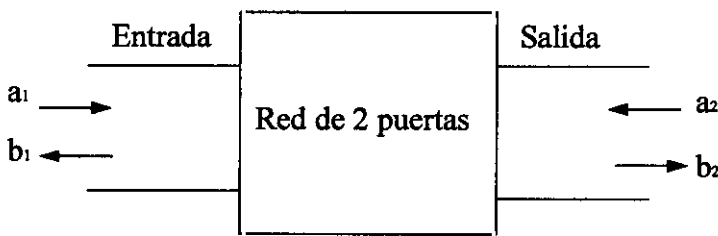


Fig. 1.1.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de reflexion a la entrada con la salida adaptada}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de reflexion a la salida con la entrada adaptada}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de transmision}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de transmision inversa}$$

Los transistores bipolares se emplean fundamentalmente en aplicaciones en las que no es imprescindible trabajar en condiciones de bajo ruido y en las que se desea realizar un estudio más exhaustivo de la física del dispositivo. Sin embargo, en la actualidad los avances tecnológicos en el campo de las comunicaciones implican frecuencias más altas de trabajo en condiciones de bajo ruido por lo que se ha extendido el uso de MESFET en el diseño de amplificadores de microondas. Estos transistores FET de arseniuro de galio (AsGa) con puerta Schottky permiten trabajar en condiciones excelentes de ganancia y linealidad. Además de estas características teóricas existe una diferencia entre los bipolares y los MESFET desde el punto de vista experimental y es la posibilidad que ofrecen estos últimos para adaptarse a una integración monolítica con lo que la realización de los prototipos experimentales con estos dispositivos de estado sólido resulta menos costosa y más compacta.

Las consideraciones más importantes a tener en cuenta en el diseño de amplificadores de microondas son: estabilidad, ganancia en potencia, ancho de banda, ruido y las condiciones de polarización.

La selección del elemento activo más adecuado, primer paso en el diseño de un amplificador, depende de las especificaciones finales que debe satisfacer el amplificador. Asimismo, es importante para obtener el comportamiento en AC requerido, elegir adecuadamente el punto y el circuito de polarización.

1.2. Análisis de amplificadores en gran señal

El análisis en gran señal de amplificadores de microondas es mucho más complejo que el análisis en pequeña señal. Una de las principales dificultades es que no se conocen los parámetros "S" en gran señal por lo que es necesario determinarlos experimentalmente.

Esto requiere un montaje experimental complicado y un proceso de calibración muy tedioso.

En la mayoría de los casos no es posible utilizar métodos analíticos convencionales para analizar un amplificador en gran señal^[3], por lo que es preciso considerar algunas simplificaciones que permitan su planteamiento. Mediante un proceso de cuasi-linealización se pueden tratar las no-linealidades presentes en el sistema. Este proceso consiste en reemplazar cada operación no-lineal por una operación lineal aproximada y estudiar el sistema cuasi-lineal resultante. Esta aproximación es válida siempre y cuando las no-linealidades sean débiles.

Las técnicas de análisis de amplificadores de microondas en gran señal se basan en la *aproximación cuasi-estática*. Esta aproximación consiste en la sustitución de una operación no-lineal por una lineal que depende de la señal de entrada. Este procedimiento da lugar a diferentes aproximaciones lineales para la misma no-linealidad cuando se aplican señales de entrada de diferentes formas o incluso para señales de entrada de igual forma pero de distinta amplitud. Mediante esta aproximación se puede convertir un modelo de pequeña señal del dispositivo en un modelo de gran señal. Sin embargo, no es posible aplicar esta aproximación a todos aquellos dispositivos donde su operación esté dominada por los efectos temporales. Este es el caso de los dispositivos de tiempo de tránsito, IMPATT, y de transferencia de e^- , debido fundamentalmente al elevado grado de no-linealidad que presentan.

Basándose en la aproximación cuasi-estática, las técnicas de análisis de amplificadores en gran señal se pueden dividir en tres grandes grupos:

- *Load pulling*.
- Métodos en el dominio del tiempo y la frecuencia.
- Método de análisis en gran señal a partir de pequeña señal.

1.2.1. Load Pulling.

Este método es el más directo y el más tradicional y utiliza la Carta de Smith. Consiste en dibujar los contornos de las impedancias de carga que resultan para distintos valores de ganancia y potencia de salida.

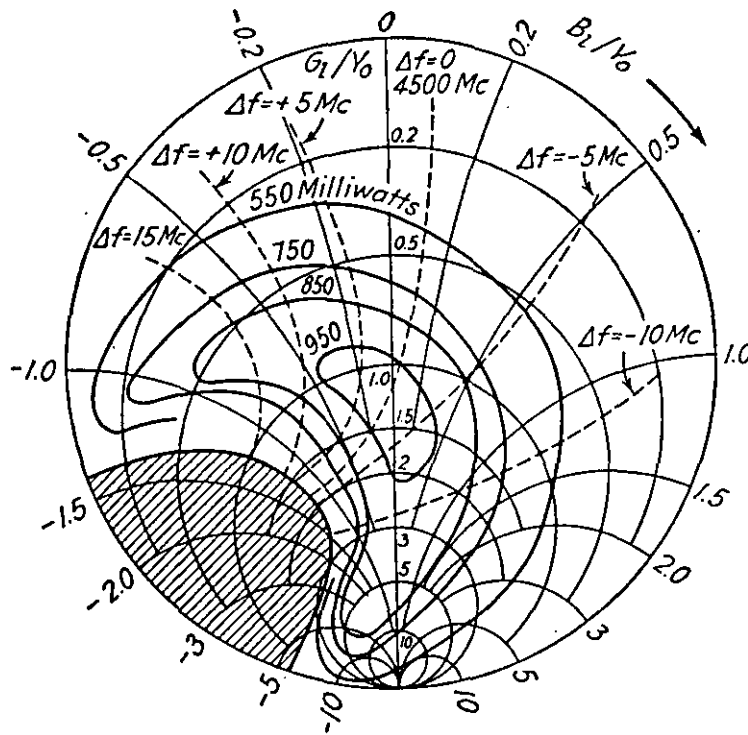


Fig. 1.2.

Estos contornos se generan empíricamente conectando varias cargas al amplificador y midiendo la ganancia y potencia a la salida para cada carga. Este procedimiento es muy laborioso^[4] por lo que en la actualidad se emplean otros métodos que permitan un análisis simultáneo para distintos valores de la carga de salida.

Las principales limitaciones de este método son:

1. La dificultad para medir las impedancias de carga en los terminales del dispositivo.

2. La posibilidad de que la impedancia de carga a los armónicos de la frecuencia de excitación pueda afectar significativamente al comportamiento del circuito ya que en este proceso la medida de la impedancia de carga se realiza a la frecuencia fundamental.

El método de Load Pulling no es adecuado para determinar los niveles de armónicos o los efectos de excitación multitono en circuitos lineales o cuasi-lineales.

1.2.2. Métodos en el dominio del tiempo y la frecuencia.

Se basan principalmente en un proceso de cuasi-linealización. En estos métodos, el circuito equivalente está descrito mediante ecuaciones diferenciales que se resuelven en el dominio del tiempo o de la frecuencia. En función de esto último se clasifican en:

- Técnicas en el dominio del tiempo.
- Técnicas en el dominio de la frecuencia.
- Técnica de las funciones descriptivas.

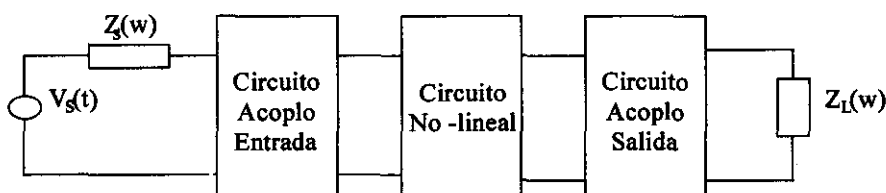


Fig. 1.3.

La figura 1.3 muestra el esquema general de un amplificador de microondas donde la parte no-lineal puede incluir distintos componentes activos. El circuito consiste de un dispositivo de estado sólido no-lineal que se conecta a una carga y a una fuente de excitación. Inicialmente se considera que la fuente de excitación contiene solo una

componente a la frecuencia fundamental. Los circuitos de acoplo se incluyen para optimizar el comportamiento del sistema así como para filtrar los armónicos.

1.2.2.1. Técnicas en el dominio del tiempo.

Son de gran utilidad para el análisis analógico y digital a baja frecuencia. Para llegar a las ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo que describen el circuito se aplica la teoría convencional de circuitos. Las ecuaciones resultantes son no-lineales y se resuelven mediante técnicas de cálculo numérico.

Estas técnicas en el dominio del tiempo son especialmente interesantes para el análisis de circuitos que incluyen sólo elementos concentrados aunque también se pueden utilizar en circuitos con parámetros distribuidos como por ejemplo las líneas de transmisión ideales sin una gran complejidad matemática. Las líneas de transmisión con pérdidas o dispersivas no se pueden modelar en el dominio del tiempo.

Las principales limitaciones de estas técnicas son:

1. Su incapacidad para manejar cantidades definidas en el dominio de la frecuencia.
2. La dificultad de aplicarlas a circuitos fuertemente no lineales, es decir, todos aquellos que contienen combinación de elementos concentrados y distribuidos así como con excitaciones múltiples.

En determinados análisis puede suceder que el circuito tenga constantes de tiempo muy elevadas en comparación con el inverso de la frecuencia del fundamental, esto puede originar problemas de convergencia en la solución. En estos casos, se realiza la integración numérica hasta que la parte transitoria de la respuesta sea muy pequeña considerándose exclusivamente la respuesta estacionaria.

Estas técnicas implican la resolución de un gran número de ecuaciones debido fundamentalmente a que cada elemento reactivo lineal o no-lineal añade una ecuación diferencial al conjunto de ecuaciones que describe el circuito.

En microondas la técnica más empleada es la de “shooting”^[5] debido a la dificultad adicional de respuestas transitorias gobernadas por constantes de tiempo mucho mayores que el periodo de las señales de excitación, por lo que las técnicas de integración directas son prohibitivas.

1.2.2.2. Técnicas en el dominio de la frecuencia.

En microondas las dos técnicas más utilizadas son:

- **Balance Armónico.**
- **Series de Volterra.**

En ambos casos se requiere modelar el dispositivo activo mediante un circuito de parámetros concentrados.

- **Balance Armónico.**

Esta técnica es aplicable a circuitos fuertemente no-lineales excitados por un único generador de señal; es muy adecuado para el análisis de amplificadores de potencia, mezcladores, osciladores y multiplicadores de frecuencia.

Mediante el balance armónico^[5,6], un circuito complejo se reduce a uno o más conjuntos de impedancias para cada armónico de la frecuencia de excitación.

La figura 1.4 muestra un circuito de microondas no-lineal, dividido en los subcircuitos lineal y no-lineal donde las impedancias de la fuente y de la carga se han incluido en el subcircuito lineal. El análisis del circuito por esta técnica se lleva a cabo considerando cada parte por separado.

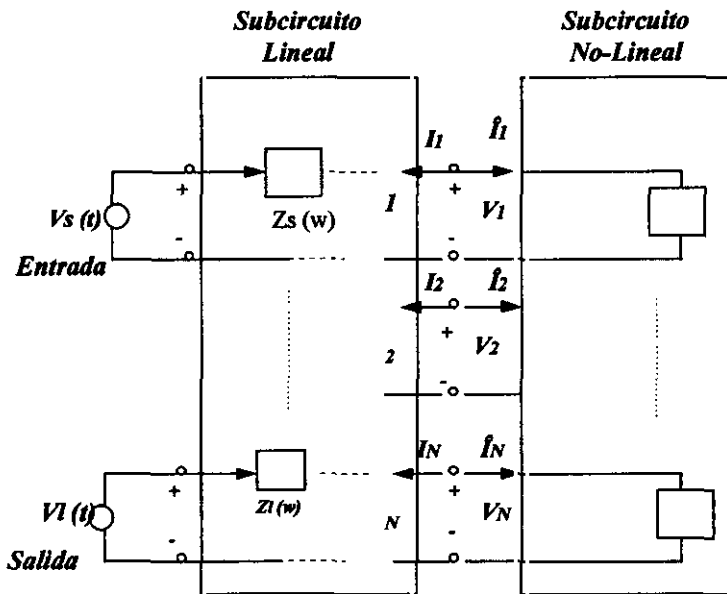


Fig 1.4.

Tal y como se muestra en la figura 1.4 la ley de los nodos implica que:

$$I + \hat{I} = 0 \quad (1-1)$$

donde I representa el vector corriente del subcircuito lineal y \hat{I} el vector corriente del subcircuito no-lineal.

La parte lineal del circuito se representa matricialmente por:

$$I = I_S + Y_{N \times N} V \quad (1-2)$$

donde I representa la matriz vector de las corrientes en las N puertas consideradas; I_S es la matriz de las corrientes a la entrada de cada puerta; Y es la matriz de admitancia asociada al circuito y por último V es la matriz de las tensiones en cada una de las N puertas.

Los elementos que introducen las no-linealidades son principalmente los condensadores y las conductancias, al ser funciones de la amplitud de V ; cada uno de ellos contribuye de una forma determinada al análisis de corrientes y tensiones realizado para el circuito. La corriente del condensador no-lineal es la derivada con respecto al tiempo del vector carga. El hacer la derivada con respecto al tiempo equivale a multiplicar por $j\omega$ en el dominio de la frecuencia y por lo tanto:

$$i_{c,n}(t) = \frac{dq_n(t)}{dt} \leftrightarrow jk\omega_p Q_{n,k} \quad (1-3)$$

esta ecuación es equivalente a:

$$I_c = j\Omega Q \quad (1-4)$$

donde Ω es la matriz diagonal de los armónicos considerados en el análisis:

$$\Omega = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & . & 0 \\ 0 & \omega_p & 0 & . & 0 \\ 0 & 0 & 2\omega_p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & . & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k\omega_p \end{pmatrix} \quad (1-5)$$

Las intensidades de las conductancias en cada una de las puertas se representa por un vector I_G que corresponde a la transformada de Fourier de:

$$i_{g,n}(t) = f_n(v_1(t), v_2(t), \dots, v_n(t)) \quad (1-6)$$

El análisis por la técnica de balance armónico de un circuito de microondas se lleva a cabo mediante la resolución de la llamada *ecuación del balance armónico*^[6] particularizada para el circuito. La forma más general de escribir esta ecuación en forma matricial es:

$$F(V) = I_S + Y_{N \times N} V + j\Omega Q + I_G = 0 \quad (1-7)$$

donde $F(V)$ es lo que se conoce como *matriz error de las corrientes* y representa la diferencia entre la corriente calculada en los subcircuitos lineales y no-lineales de cada puerta a los distintos armónicos.

La ecuación (7) representa el análisis de corrientes y tensiones del circuito para la parte lineal y no-lineal. Los dos primeros términos de esta ecuación, I_S , $Y_{N \times N} V$, son idénticos a la ecuación (2) y reflejan la contribución de los elementos lineales; los siguientes sumandos son las contribuciones de las no-linealidades del circuito: condensadores, $j\Omega Q$, y conductancias, I_G , y corresponden a las contribuciones dadas por las ecuaciones (4) y (6) respectivamente.

La resolución de la ecuación (7) para una determinada matriz, V , en las distintas puertas es lo que constituye el análisis por balance armónico del circuito. Para la resolución es necesario emplear técnicas de optimización para minimizar la función error $F(V)$ siendo el método de Newton el más utilizado.

Existe una variante a esta técnica y es lo que se conoce como "*análisis por balance armónico generalizado*"^[7]. Se aplica a aquellos circuitos altamente no-lineales y con excitaciones múltiples en gran señal. Básicamente es similar a la técnica clásica de balance armónico pero al haber excitaciones multitonos, las componentes en frecuencia de las corrientes y tensiones no están armónicamente relacionadas. En este caso, las corrientes y tensiones en cada una de las puertas tienen un conjunto de K componentes de frecuencia:

$$\omega_k = \omega_0, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{k-1}$$

donde normalmente $\omega_0 = 0$. Estas componentes de frecuencia no son armónicos sino que son combinaciones lineales de las frecuencias de excitación.

Para analizar un circuito de microondas por esta técnica, es necesario resolver la ecuación (7) para una matriz V que satisface $F(V) = 0$. Como se comentó en la técnica clásica de balance armónico, el método de resolución más adecuado por sus excelentes propiedades de convergencia y eficiencia es el método de Newton. El problema que se presenta en el caso de excitación multitono es la ausencia de una transformación válida entre el dominio de la frecuencia y el tiempo. Según se mencionó anteriormente cuando la excitación es de un único tono, la respuesta es periódica siendo la transformación simplemente una serie de Fourier; sin embargo cuando la excitación es múltiple, las corrientes y las tensiones ya no son periódicas y por lo tanto no es aplicable la serie de Fourier. Para evitar esta dificultad es necesario replantear el problema para que las formas de onda sean periódicas o encontrar alguna serie trigonométrica que describa las formas de onda adecuadamente. La primera aproximación resulta poco analítica pero de gran utilidad y eficacia; en cuanto a la serie trigonométrica es necesario generar una transformada de Fourier casi periódica, es la llamada transformada de Sorkin-Kundert^[7].

- **Series de potencia y series de Volterra.**

A diferencia de la técnica clásica de balance armónico, las series de potencia se aplican a circuitos ligeramente no-lineales con excitaciones múltiples de pequeña señal. En estos circuitos, *las no-linealidades son tan débiles que tienen un efecto despreciable en la respuesta lineal del sistema*; sin embargo, los fenómenos no-lineales como por ejemplo intermodulación o distorsión en dichos circuitos cuasi-estáticos pueden afectar al comportamiento del sistema por lo que deben ser tenidos en cuenta.

El análisis de estos circuitos es lo que se conoce como *problema no-lineal de pequeña señal*. Estas técnicas se dividen en: series de potencia y series de Volterra. El análisis mediante *las series de potencia* es relativamente sencillo pero requiere una hipótesis que no es aplicable a todos los circuitos: el circuito solamente contiene no-linealidades ideales sin memoria. Aunque este método no es siempre útil, resulta muy práctico ya que proporciona una idea intuitiva del comportamiento de determinados circuitos no-lineales. La técnica de análisis por *series de Volterra*^[7] también llamada *análisis de la función de transferencia no-lineal*, resulta en la mayoría de los casos más útil que las series de potencia ya que no requiere ninguna hipótesis sobre el tipo de no-linealidades presentes en el circuito. Este método es un caso particular de las series de potencia y ambas técnicas son equivalentes cuando se aplican a circuitos con no-linealidades sin memoria.

La mayoría de los circuitos y sistemas no-lineales pueden modelarse como un filtro o una red selectiva en frecuencia junto con una no-linealidad sin memoria.

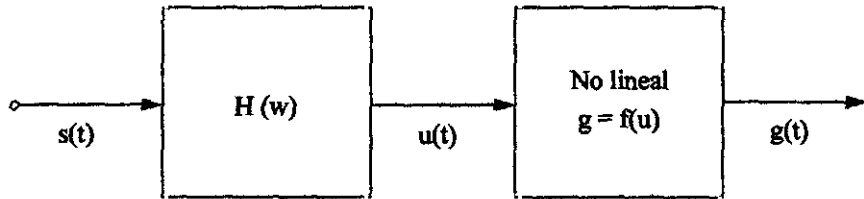


Fig. 1.5.

La figura 1.5 muestra la separación entre la parte lineal del circuito y las no-linealidades sin memoria de un sistema no-lineal en el análisis por series de potencia. $H(\omega)$ es la parte lineal del circuito y $f(u)$ es la función de transferencia de la no-linealidad sin memoria. Las variables de la función de transferencia, $g(t)$ y $u(t)$, representan los incrementos de las tensiones y corrientes de pequeña señal. La principal restricción se hace sobre la función de transferencia $f(u)$ de tal forma que debe ser univaluada y débilmente no-lineal. La función de

transferencia, $H(\omega)$, del bloque lineal corresponde a la de un filtro o a la del correspondiente circuito de acoplo, siendo necesario en algunos circuitos otro bloque de idéntico significado a la salida del sistema.

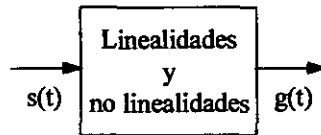


Fig 1.6.

Como muestra la figura 1.6, el modelo utilizado para el análisis por series de Volterra es básicamente idéntico al mostrado anteriormente para las series de potencia en la figura 1.5, excepto que se ha eliminado la separación entre las partes reactivas y sin memoria del circuito.

El bloque no-lineal contiene en este caso tanto elementos lineales como no-lineales caracterizados por series de potencia; en este caso las no-linealidades pueden ser tanto reactivas como resistivas. En el desarrollo analítico de ambos métodos, en el caso de la serie de Volterra sólo existe una función de transferencia mientras que en el caso de las series de potencia hay que considerar el producto de las funciones de transferencia lineales de cada uno de los bloques.

La suposición cuasi-estática es inherente al análisis por balance armónico o por series de Volterra de circuitos no-lineales. Las principales limitaciones de ambos métodos son fundamentalmente la restricción sobre la débil no-linealidad del circuito y que las múltiples excitaciones sean pequeñas.

1.2.2.3. Técnica de las funciones descriptivas.

Al igual que las anteriores se basa en un proceso de cuasi-linealización. La principal diferencia con las otras técnicas es que dicho proceso se lleva a cabo para formas de onda

especificadas a priori. La mayor dificultad de esta técnica reside en el cálculo de las funciones descriptivas para la no-linealidad del sistema que se está analizando. La determinación de las funciones cuasi-lineales, *funciones descriptivas*, que describen aproximadamente las características de transferencia de la no-linealidad es lo que constituye el núcleo central de cálculo de esta técnica^[8,9].

Puede considerarse como una técnica híbrida entre el análisis en el dominio del tiempo y de la frecuencia aprovechando las ventajas de ambos dominios. La resolución del sistema de ecuaciones no-lineales que describe el sistema es muy complejo siendo necesario considerar unas hipótesis de trabajo iniciales que simplifiquen el cálculo numérico. Al ser necesario especificar las formas de onda a priori, es posible que en determinados análisis esto suponga una dificultad añadida a las propias del cálculo numérico del análisis. Estos casos donde no hay un conocimiento experimental previo o no se pueden justificar razonadamente las formas de onda, es preferible utilizar otro método analítico que no requiera la especificación de éstas a priori.

En la figura 1.7 se muestra el esquema general más adecuado de un amplificador de microondas para utilizar la técnica de las funciones descriptivas.

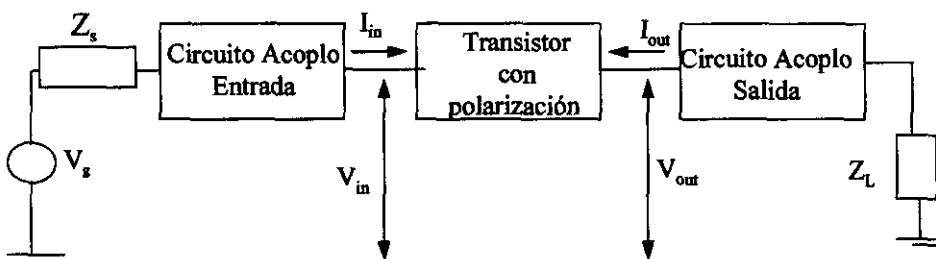


Fig. 1.7.

En este diagrama se incluye no solo el dispositivo activo sino también las redes de acoplo y polarización que van a ser consideradas en el análisis.

Este método permite realizar un análisis más completo que las otras técnicas ya que facilita la optimización de las redes de acoplo y el análisis del contenido de armónicos de las distintas señales presentes en el sistema. Esto a su vez permite comparar los resultados obtenidos por este método con los obtenidos por la técnica del balance armónico.

Puesto que las funciones descriptivas constituyen el tratamiento fundamental de este trabajo para la caracterización de amplificadores de microondas, esta técnica se desarrollará con más profundidad en los Capítulos III y IV. Para verificar la capacidad de esta técnica se realizará un estudio comparativo tanto con los resultados obtenidos experimentalmente como con los calculados del análisis realizado con las otras técnicas equivalentes.

1.2.3. Método basado en el análisis de pequeña señal.

Las técnicas en el dominio del tiempo y de la frecuencia se basan en la elección de un modelo cuasi-estático para el dispositivo activo. Este método es el más utilizado en la actualidad. Está basado en una aproximación lineal considerando el modelo equivalente de pequeña señal y las medidas experimentales^[13]. Esta aproximación es válida si los dispositivos presentan una no linealidad pequeña.

Recientemente en el rango de frecuencias de microondas y para los dispositivos activos MESFET y HEMT, se ha desarrollado una técnica de obtención del modelo circuital equivalente basada en las medidas experimentales DC y AC del dispositivo^[14,15]. En este método, el análisis en gran señal del dispositivo activo de microondas se lleva a cabo a partir de las características experimentales DC y AC del mismo.

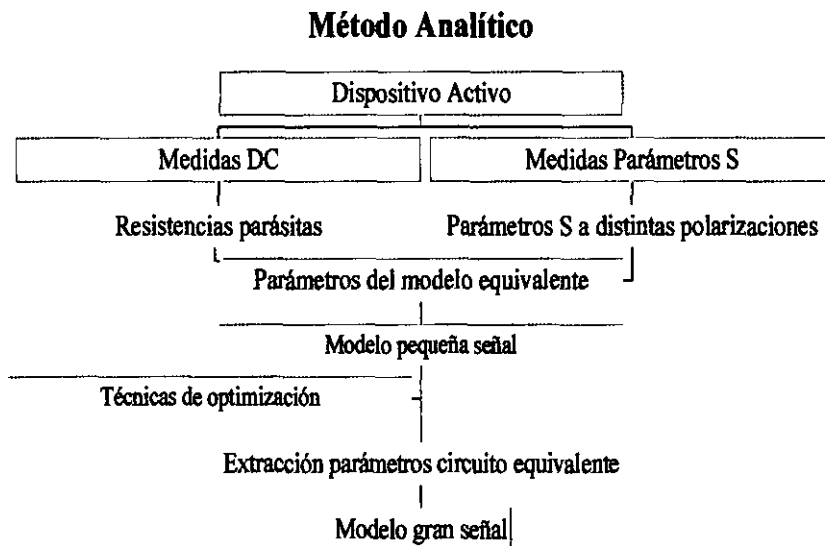
Un aspecto fundamental es la determinación del modelo de pequeña señal^[16,17], ya que a partir de éste se puede calcular, mediante técnicas de optimización, el modelo en gran señal lo que permite analizar el sistema.

La importancia de los modelos de pequeña señal^[13] en el análisis de circuitos activos de microondas se pone de manifiesto al constituir el principal vínculo entre los parámetros “S” medidos y los procesos físicos que tienen lugar en el dispositivo. Cada uno de los elementos

del circuito equivalente constituye una aproximación a algún aspecto de la física del dispositivo.

El éxito de esta técnica reside en la elección de la topología adecuada que proporcione el mejor ajuste posible con los parámetros "S" medidos en un rango amplio de frecuencias. Cuando los valores de los elementos se calculan adecuadamente, el modelo obtenido es válido en un rango de frecuencia superior al de las medidas experimentales. De esta forma, es posible extrapolar el comportamiento del dispositivo más allá del rango de resolución del sistema de medidas.

El siguiente esquema resume el procedimiento de este método:



A partir de las medidas experimentales DC, fundamentalmente características I-V y C-V, se obtienen las resistencias parásitas^[18,19] del circuito equivalente. Por otro lado, las características AC del dispositivo, es decir, parámetros "S" medidos en un rango de frecuencias y a distintas polarizaciones, proporcionan los parámetros de impedancia extrínsecos sin más que considerar la topología del circuito equivalente del MESFET. Estos parámetros extrínsecos se relacionan con los intrínsecos considerando las resistencias e

inductancias parásitas. El cálculo previo de las resistencias parásitas por medidas DC permite el cálculo de las inductancias^[13,20].

A partir de los parámetros de impedancia intrínsecos es inmediato el cálculo de las expresiones analíticas de los parámetros de admitancia intrínsecos, relacionados directamente con las capacidades del modelo equivalente^[13,16]. De esta forma se calculan los valores de las resistencias, inductancias, capacidades y transconductancia del circuito equivalente. En los circuitos lineales, definir estos elementos no es complicado ya que cada uno de ellos viene definido por un valor constante. Sin embargo, en un circuito no-lineal, cada elemento es función de las tensiones de control y en algunos casos, aunque menos frecuentemente, de las corrientes. Estas funciones contienen constantes que sólo pueden determinarse a partir de la comparación entre los resultados teóricos y los experimentales. Todos los valores así obtenidos, son específicos para las condiciones de polarización impuestas inicialmente en la medida de los parámetros "S" de pequeña señal. En el Capítulo II se analiza la dependencia con la polarización^[21,22] de los elementos del modelo de pequeña señal para MESFET. No existen expresiones analíticas o numéricas válidas para caracterizar esta dependencia de los elementos con las tensiones de control, por lo que es necesario realizar reiterados procesos de extracción del modelo equivalente de pequeña señal para cada par de valores de las tensiones de control. Así, se genera una tabla de valores a la cual se puede ajustar una expresión matemática, obteniéndose un modelo de pequeña señal para 20 ó 30 puntos de distinta polarización.

Una vez obtenido el modelo equivalente en pequeña señal para distintas polarizaciones, se calcula el modelo en gran señal^[23,24]. Para ello se utilizan técnicas de optimización no lineales^[25,26]. La más empleada es el algoritmo de Newton ya que conduce a una convergencia más rápida y consistente que las otras técnicas de optimización existentes^[27].

Estos modelos obtenidos ajustando expresiones matemáticas a las características medidas se denominan "modelos empíricos" y aunque proporcionan buenos resultados en el análisis en gran señal de amplificadores de microondas no resultan adecuados para un estudio físico

del dispositivo. Existen otros modelos denominados “modelos físicos”^[13] más adecuados para las técnicas de simulación del dispositivo. Estos modelos se basan en aplicar las ecuaciones de control de carga y transporte a una descripción física del dispositivo. Debido a que su planteamiento teórico presenta una gran complejidad matemática, su uso no se ha extendido en el campo de las microondas.

El método de análisis en gran señal a partir de pequeña señal se desarrolla en detalle en el Capítulo IV aplicándolo a la caracterización de un amplificador MESFET de microondas. Al incluir la dependencia con la polarización, es posible realizar un proceso de optimización de los parámetros característicos del amplificador para unas determinadas condiciones de polarización. El análisis se lleva a cabo por la técnica de las funciones descriptivas. También se describen los detalles matemáticos de la técnica de análisis en gran señal a partir de pequeña señal junto con las técnicas de simulación y optimización existentes para una rápida aplicación de este método a la caracterización de dispositivos de efecto campo: MESFET y HEMT.

Una ventaja muy notable de esta técnica es la sencillez de las medidas experimentales para determinar los parámetros “S”, necesarios como punto de partida, lo que permite obtener unos resultados más próximos al comportamiento real del dispositivo y más fiables que los obtenidos con otras técnicas.

Los factores decisivos para obtener resultados válidos con esta técnica son:

- Elección de la topología adecuada para simular el dispositivo activo
Una comparación de los distintos modelos existentes para cada dispositivo y el error cometido por cada uno de ellos se presenta en el Capítulo II.
- El punto de operación debe estar en la zona lineal del rango dinámico del amplificador.
- Selección de la clase de operación y polarización del amplificador.

CAPÍTULO II
MODELOS DE TRANSISTORES

II. MODELOS DE TRANSISTORES

2.1. Introducción

Uno de los factores fundamentales en el diseño y análisis de amplificadores en gran señal es la elección del modelo equivalente más adecuado para simular el dispositivo activo. Existen distintas clases de modelos equivalentes agrupados en las siguientes categorías:

- *Modelos empíricos.*

Se derivan de funciones matemáticas arbitrarias que aproximan la descripción de las características observadas.

- *Modelos físicos.*

Se derivan de la consideración de los principios físicos que se aplican a la estructura del dispositivo.

- *Modelos analíticos.*

Las predicciones sobre el comportamiento se obtienen calculando expresiones matemáticas analíticas.

- *Modelos numéricos.*

Emplean técnicas de cálculo numérico, normalmente métodos de iteración y optimización, para obtener los parámetros característicos del comportamiento del dispositivo.

- *Modelo de pequeña señal.*

Constituye el vínculo principal entre los parámetros S medidos y los procesos eléctricos que tienen lugar internamente en el dispositivo. Cada uno de los elementos concentrados del circuito equivalente representa una aproximación a algún aspecto de la física del dispositivo. La elección de la topología adecuada implica un buen ajuste a los parámetros S medidos en un rango muy amplio de frecuencias, pudiéndose incluso extrapolar el comportamiento del dispositivo a un rango de frecuencias superior al considerado en el proceso de medidas.

- *Modelo de gran señal.*

Su empleo es la única forma de obtener la información sobre el comportamiento de la operación no lineal del dispositivo o de la combinación dispositivo-circuito.

- *Modelo de ruido.*

Se emplea para predecir la figura de ruido para topologías de circuitos arbitrarias con un determinado dispositivo.

En un proceso de diseño y análisis de un amplificador, los modelos se emplean para predecir o estimar la información sobre el comportamiento que no se puede obtener fácilmente o no está disponible a partir de las medidas directas o de los datos del fabricante.

2.2. Modelos para transistores bipolares

En nuestro análisis de la operación del transistor bipolar, se empleará el modelo unidimensional. Los modelos más empleados para el análisis de transistores bipolares son el modelo de Ebers-Moll y el de Gummel-Poon.

El modelo original de Ebers-Moll^[28], exclusivamente un modelo DC no lineal, ha sido modificado por muchos autores con objeto de incluir efectos tan decisivos como el almacenamiento de carga, la variación de β con la corriente y la modulación de la anchura de base entre otros.

El modelo de Gummel-Poon^[29] se basa originariamente en su propio modelo clásico de control de carga^[30]. Sin embargo, puede ser tratado como una extensión del modelo de Ebers-Moll; para ello se implementan en el modelo diversos efectos secundarios. Cada modificación se introduce independientemente de forma que se obtiene una mayor exactitud que con el modelo de Ebers-Moll.

Con objeto de identificar los distintos componentes discretos de los modelos equivalentes utilizados en este trabajo y clarificar la nomenclatura, se presenta a continuación un resumen de cada uno de estos modelos.

2.2.1. Modelo estático de Ebers-Moll.

El transistor bipolar se puede considerar como un par interactivo de uniones *p-n*, con un tratamiento análogo al caso del diodo. Se necesitan por consiguiente dos ecuaciones con condiciones de contorno idénticas para ambos diodos^[31]. Dichas ecuaciones son las de Ebers-Moll y su solución proporciona las corrientes de emisor y colector, I_e e I_c , en términos de las tensiones de los diodos emisor y colector, V_{BE} y V_{BC} . Existen dos versiones del modelo de Ebers-Moll: la *versión inyección* y la *versión transporte*^[28]. Matemáticamente son idénticas siendo la única diferencia que la segunda versión es más práctica en las aplicaciones de simulación por ordenador. La siguiente figura muestra el modelo estático de Ebers-Moll para un transistor ideal NPN en versión inyección, figura 2.1.a y en versión transporte, figura 2.1.b.

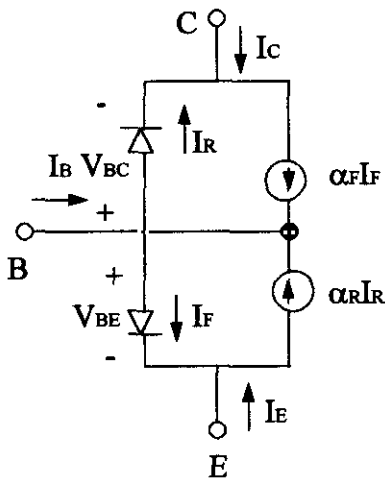


Figura 2.1.a.

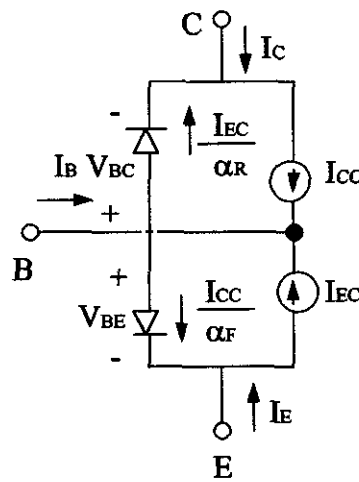


Figura 2.1.b.

En la *versión inyección*, las corrientes de referencia son las corrientes a través de los diodos, I_F e I_R . Las expresiones para dichas corrientes vienen dadas por:

$$I_F = I_{ES} \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) \quad (2-1)$$

$$I_R = I_{CS} \left(e^{qV_{BC}/kT} - 1 \right) \quad (2-2)$$

donde I_{ES} , I_{CS} representan las corrientes de saturación base-emisor y base-colector respectivamente.

Las corrientes en los terminales se pueden expresar como:

$$I_C = \alpha_F I_F - I_R \quad (2-3)$$

$$I_E = -I_F + \alpha_R I_R \quad (2-4)$$

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_F + (1 - \alpha_R) I_R \quad (2-5)$$

donde α_F y α_R representan respectivamente la ganancia de corriente en directa y en inversa de gran señal de un transistor bipolar en base común.

La interpretación física de este modelo se puede hacer de forma intuitiva observando la figura 2.1.a. Los diodos representan las uniones base-emisor y base-colector del transistor. I_F e I_R son las corrientes que circularían por la unión base-emisor y base-colector para un valor dado de V_{BE} y V_{BC} respectivamente si la región correspondiente al colector en el primer caso y al emisor en el segundo, se sustituye por un contacto óhmico que no afecte a la base. Las dos fuentes dependientes de la corriente modelan el acoplo entre las dos uniones. Este modelo se puede simplificar si el bipolar se encuentra polarizado en la región activa. En estas condiciones el diodo base-colector puede aproximarse por un circuito abierto y el modelo se reduce a la fuente de corriente $\alpha_F I_F$ y al diodo base-emisor. En este caso, I_F representa la corriente total que circula por la unión base-emisor mientras α_F es la

fracción de dicha corriente que se recoge en la unión base-colector. La consideración dual es válida cuando se hable de polarización en inversa sin más que intercambiar los papeles de las dos uniones y por lo tanto de I_R e I_F y de α_R y α_F . En cualquier otra condición de polarización, se necesitan los cuatro parámetros para describir el modelo. Sin embargo, si se tiene en cuenta la propiedad de reciprocidad^[11,28] se reduce el número de parámetros necesarios. Dicha condición viene dada por:

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} \equiv I_S \quad (2-6)$$

donde I_S representa la corriente de saturación del transistor, igual al valor común de las corrientes de saturación I_{ES} e I_{CS} , correspondientes al análisis de cada unión.

En la *versión transporte*, representada en la figura 2.1.b, las corrientes de referencia I_{CC} e I_{EC} , son las que circulan por las fuentes de corriente del modelo y vienen dadas por:

$$I_{CC} = I_S \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) \quad (2-7)$$

$$I_{EC} = I_S \left(e^{qV_{BC}/kT} - 1 \right) \quad (2-8)$$

De esta forma, las corrientes en los terminales del transistor pueden escribirse como^[11,31]:

$$I_C = I_{CC} - \frac{I_{EC}}{\alpha_R} \quad (2-9)$$

$$I_E = -\frac{I_{CC}}{\alpha_F} + I_{EC} \quad (2-10)$$

$$I_B = \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) I_{CC} + \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) I_{EC} \quad (2-11)$$

Con objeto de simplificar los cálculos matemáticos, el modelo de la figura 2.1.b se puede reducir al mostrado en la figura 2.2^[32].

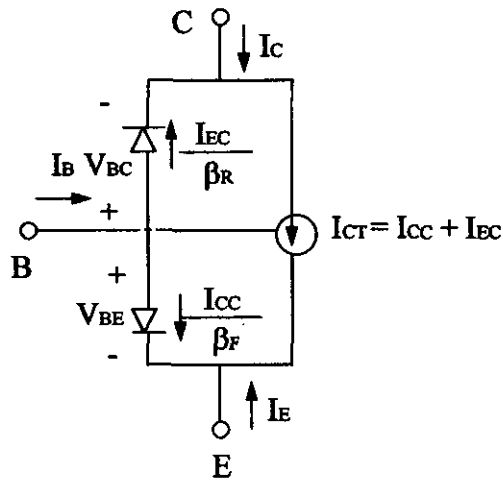


Fig. 2.2.

La simplificación del modelo consiste en reemplazar las dos fuentes de corriente de referencia por una única fuente de corriente, I_{CT} , entre el emisor y el colector definida por la expresión:

$$I_{CT} = I_{CC} - I_{EC} = I_S \left(e^{qV_{BE}/kT} - e^{qV_{BC}/kT} \right) \quad (2-12)$$

La presencia de esta nueva ecuación produce cambios en las ecuaciones de las corrientes de saturación, escribiéndose ahora como:

$$\frac{I_{CC}}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) \quad (2-13)$$

$$\frac{I_{EC}}{\beta_R} = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{qV_{BC}/kT} - 1 \right) \quad (2-14)$$

Por lo tanto, las corrientes en los terminales vienen dadas por:

$$I_C = I_{CT} - \frac{I_{EC}}{\beta_R} \quad (2-15)$$

$$I_E = -\frac{I_{CC}}{\beta_F} - I_{CT} \quad (2-16)$$

$$I_B = \frac{I_{CC}}{\beta_F} + \frac{I_{EC}}{\beta_R} \quad (2-17)$$

En definitiva, el modelo de Ebers-Moll requiere tres parámetros, β_F , β_R e I_S , para caracterizar con exactitud el transistor y es especialmente recomendado cuando el transistor opera como un conmutador DC o en un rango lo suficientemente estrecho de polarización.

La sencillez de este modelo supone ventajas en el cálculo numérico pero al mismo tiempo desventajas por las limitaciones derivadas al despreciar efectos secundarios de segundo orden característicos del transistor y que afectan al diseño y análisis de un amplificador. La principal limitación reside en la no consideración de los efectos de acumulación de carga, fundamentalmente las capacidades de unión y de difusión, así como las resistencias óhmicas de los terminales. Estos efectos se han incluido en las modificaciones efectuadas a este

modelo por diversos autores siendo el más popular el modelo de Gummel-Poon que se analizará posteriormente.

Como resumen se puede considerar que la simplicidad del modelo ideal de Ebers-Moll descrito se debe fundamentalmente a que:

- Desprecia las resistencias parásitas de base, emisor y colector.
- No considera la dependencia de I_S con V_{BC} , es lo que se conoce como Efecto Early o modulación de la anchura de base.
- Supone las componentes de la corriente de base ideales, tipo Boltzmann, esto es equivalente a considerar β_F y β_R independientes de la corriente.
- Desprecia los efectos de alta señal en las regiones de la base y del colector.

2.2.2. Modelo de Ebers-Moll para gran señal

Una vez definido el modelo estático de Ebers-Moll se pasa a considerar los efectos de acumulación de carga del dispositivo. Este proceso de acumulación de carga en los transistores bipolares^[31] se modela por la presencia de tres clases de condensadores:

1. Condensadores de la unión no lineales.
2. Condensadores de difusión no lineales.
3. Condensador del sustrato constante.

La carga asociada con los portadores móviles en un transistor bipolar se modela mediante las capacidades de difusión^[33]. Esta carga se divide en dos componentes: una de ellas está asociada con la fuente de corriente del colector, I_{CC} , y la otra con la fuente de corriente del emisor, I_{EC} . Cada componente se modela por un condensador. Para calcular la capacidad de difusión asociada con cada una de las corrientes, se considera la carga móvil asociada con cada una de ellas y la unión base-emisor se supone polarizada en directa mientras que $V_{BC} = 0$. Según esto, la carga móvil asociada con I_{CC} , Q_{DE} , puede escribirse como:

$$Q_{DE} = \tau_F I_{CC} \quad (2-18)$$

donde τ_F es el tiempo de tránsito total en directa, supuesto constante, y representa el tiempo promedio que los portadores minoritarios emplean en atravesar la región neutral de la base desde el emisor hasta el colector. Igualmente para la carga asociada con I_{CE} , Q_{DC} , se obtiene:

$$Q_{DC} = \tau_R I_{EC} \quad (2-19)$$

Estas dos cargas se modelan con dos condensadores no lineales dados por^[34]:

$$C_{DE} \equiv \frac{dQ_{DE}}{dV_{BE}} = \frac{d(\tau_F I_{CC})}{dV_{BE}} \quad (2-20)$$

$$C_{DC} \equiv \frac{dQ_{DC}}{dV_{BC}} = \frac{d(\tau_R I_{EC})}{dV_{BC}}$$

tal y como se muestra en la figura 2.3.

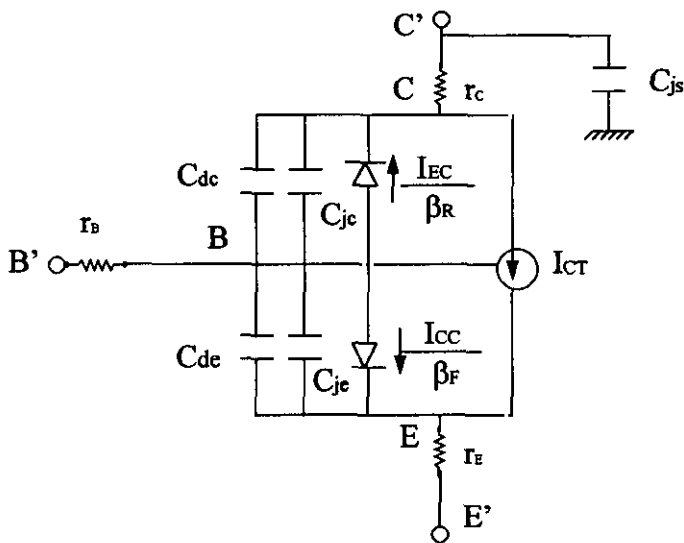


Fig. 2.3.

Los condensadores C_{jc} y C_{je} representan los condensadores de las dos uniones y están asociados con las capacidades de vaciamiento. Estos condensadores modelan las cargas fijas incrementales, Q_{je} y Q_{jc} , acumuladas en las regiones de carga espacial cuando se producen cambios incrementales en las tensiones asociadas con cada unión. Cada capacidad de la unión es una función no lineal de la tensión a través de la unión correspondiente.

Para calcular las expresiones de estas capacidades se considera la aproximación de vaciamiento^[28] según la cual, en cada una de las uniones la región de carga espacial se supone vacía de portadores. La capacidad de vaciamiento para una unión p-n se calcula resolviendo la ecuación unidimensional de Poisson en la unión. Esta ecuación se resuelve tanto para el caso de una unión abrupta como para una gradual ya que las dos uniones que se están considerando son de ambos tipos. Así, mientras que el perfil de dopado de las uniones base-emisor es Gaussiano asemejándose bastante a una unión abrupta^[35,36], las uniones base-colector deben ser tratadas como uniones graduales. Para una unión escalón y para una unión gradual, la variación de las capacidades de la unión del emisor y del colector con respecto a las tensiones de la unión base-emisor y base-colector pueden escribirse como^[37,38]:

$$C_{JE}(V_{BE}) = \frac{C_{JE}(0)}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{\phi_E}\right)^{m_E}} \quad (2-21)$$

$$C_{JC}(V_{BC}) = \frac{C_{JC}(0)}{\left(1 - \frac{V_{BC}}{\phi_C}\right)^{m_C}}$$

donde $C_{JE}(0)$ y $C_{JC}(0)$ son los valores de las capacidades de la unión emisor-base para $V_{BE} = 0$ y colector-base para $V_{BC} = 0$ respectivamente. Los parámetros ϕ_E , ϕ_C y m_E , m_C son los potenciales de contacto emisor-base y colector-base y los factores gradiente de la

capacidad emisor-base y colector-base respectivamente. Por las propias características de cada unión, m_E tiene un valor próximo a 0.5 mientras que m_C es aproximadamente igual a 0.33.

Las cargas espaciales, Q_{JE} y Q_{JC} , se obtienen integrando las expresiones de las capacidades dadas en (21) con respecto a las tensiones^[28].

Además de las capacidades, C_{JE} y C_{JC} , existe otra capacidad que debe tenerse en cuenta especialmente en el diseño de circuitos integrados tal y como se muestra en la figura 2.3, la capacidad del sustrato C_{JS} . Aunque se trata de una capacidad de unión que varía con el potencial del sustrato de la capa epitaxial, se suele modelar como un condensador de valor constante. Esta representación resulta adecuada en la mayoría de los casos puesto que la unión sustrato-capa epitaxial se polariza en inversa con objeto de favorecer el aislamiento^[39].

Teóricamente, C_{JS} en el caso de un transistor npn se conecta al colector tal y como se muestra en la figura 2.3. Sin embargo, para un transistor pnp, C_{JS} no se puede conectar al colector^[40]. Si se trata de un dispositivo pnp lateral, se sitúa entre la base y el sustrato mientras que si es un dispositivo pnp sustrato se le asigna un valor cero a C_{JS} puesto que ya se ha modelado en la capacidad C_{JC} .

2.2.3. Modelo Ebers-Moll para pequeña señal.

Los dos modelos presentados hasta ahora permiten representar estática y dinámicamente el comportamiento del transistor bipolar para los dos casos posibles de polarización sin alejarse de la naturaleza estrictamente no lineal de la física del dispositivo.

En determinados circuitos, las características del dispositivo deben representarse solamente en un rango restringido de corrientes y tensiones. En particular, para pequeñas variaciones en torno al punto de operación, fijado con una fuente constante, la característica no lineal de un bipolar se puede linealizar de tal forma que la corriente incremental es proporcional a la tensión incremental si las variaciones son lo suficientemente pequeñas.

El desarrollo de un modelo lineal incremental no está necesariamente unido a una interpretación gráfica de las relaciones entre las variables. El desarrollo matemático se basa en la linealización de una relación funcional no lineal por medio de un desarrollo en serie de Taylor manteniendo sólo términos de primer orden.

Cuando los transistores se polarizan en la región activa y se utilizan en circuitos de amplificadores, es interesante aproximar su comportamiento para pequeñas variaciones de tensión en la unión base-emisor. Si estas variaciones son más pequeñas que la tensión térmica, kT/q , el transistor se puede representar por un circuito equivalente lineal. Esta representación es de gran ayuda en el diseño y análisis de amplificadores y es lo que se conoce como modelo del transistor de pequeña señal.

Cuando el transistor se polariza en un punto de la región activa, la corriente del colector se relaciona con la tensión base-emisor por:

$$I_C = I_S e^{qV_{BE}/kT} \quad (2-22)$$

suponiendo $V_{BE} \gg kT/q$ y $V_{BC} \leq 0$.

Para una pequeña variación de V_{BE} , la correspondiente variación de I_C será:

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{qI_S}{kT} e^{qV_{BE}/kT} = \frac{qI_C}{kT} \equiv g_m \quad (2-23)$$

donde g_m es la transconductancia.

La variación de la corriente de base, I_B , con la tensión base-emisor, V_{BE} , se calcula a partir de la ecuación (22) obteniendo:

$$\frac{dI_B}{dV_{BE}} = \frac{d\left(\frac{I_C}{\beta_F}\right)}{dV_{BE}} = \frac{1}{\beta_F} \frac{I_s q}{kT} e^{qV_{BE}/kT} = \frac{g_m}{\beta_F} \equiv g_\pi \quad (2-24)$$

La tensión de la unión base-colector influye en la corriente del colector como consecuencia del efecto Early^[41]. La variación de I_C con V_{BC} es la razón de la corriente de colector I_C y la tensión de Early V_A . En términos de los parámetros de pequeña señal esto es equivalente a:

$$\frac{dI_C}{dV_{BC}} = \frac{I_C}{|V_A|} = \frac{g_m kT}{q|V_A|} \equiv g_o \quad (2-25)$$

Cualquier cambio en la carga minoritaria de base produce un cambio en la corriente de base así como en la corriente de colector. Por lo tanto, una variación en V_{BC} produce un cambio en I_B . Este efecto se puede modelar mediante una resistencia r_μ entre el colector y la base. Si V_{BE} se supone constante, se puede escribir:

$$\frac{dI_B}{dV_{BC}} = \frac{g_o}{\beta_F} \equiv g_\mu \quad (2-26)$$

Por último sólo falta por considerar la resistencia de base y expresar los elementos de acumulación de carga como capacidades de pequeña señal dependientes de la tensión. Los efectos de avalancha^[42] hacen que la resistencia de base sea una función de la corriente de colector. Sin embargo, en el modelo de Ebers-Moll^[28], esta variación no se considera y por lo tanto:

$$g_x = \frac{1}{r_B} \quad (2-27)$$

Con respecto a las capacidades linealizadas puede escribirse:

$$\frac{dQ_{BE}}{dV_{BE}} = \frac{d(Q_{DE} + Q_{JE})}{dV_{BE}} \equiv C_\pi = \tau_F g_{mF} + C_{JE}(V_{BE}) \quad (2-28)$$

y

$$\frac{dQ_{BC}}{dV_{BC}} = \frac{d(Q_{DC} + Q_{JC})}{dV_{BC}} \equiv C_\mu = \tau_R g_{mR} + C_{JC}(V_{BC}) \quad (2-29)$$

La combinación de todos estos elementos permite la representación del modelo de pequeña señal para el transistor bipolar mostrado en la figura 2.4.

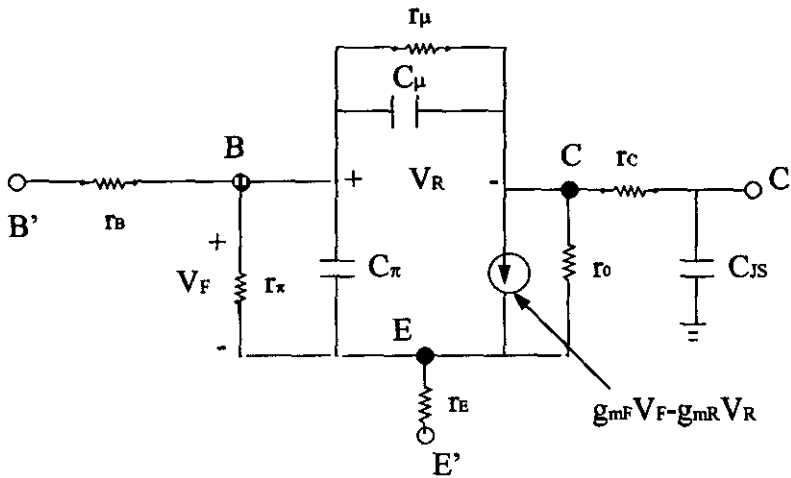


Fig. 2.4.

Este modelo es válido para dispositivos npn y pnp y es lo que se conoce como modelo π - híbrido^[28]. Bajo las condiciones normales de operación la transconductancia en inversa, g_{mR} , es cero y por lo tanto la resistencia r_{μ} es infinita y la capacidad $C_{\mu} = C_{JC}(V_{BC})$.

2.2.4. Modelo estático de Gummel-Poon.

Como ya se ha comentado anteriormente, el modelo de Ebers-Moll resulta incompleto para la representación de muchos efectos de segundo orden fundamentales tales como los valores bajos de la corriente I_B y la inyección de alta señal. Los efectos de baja corriente proceden de la corriente de base adicional debida a la recombinación que disminuye la ganancia en corriente. Los efectos de inyección en alta señal también disminuyen la ganancia en corriente y además aumentan τ_F y τ_R . El modelo de Gummel-Poon intenta mejorar el modelo anterior al tener en cuenta estos efectos de segundo orden. Se basa en una ampliación de la fórmula de Moll-Ross^[30,31] que expresa que la carga integral Q es la carga total representada por los portadores mayoritarios por unidad de área en las regiones neutras de emisor, base y colector.

El desarrollo matemático del modelo estático de Gummel-Poon^[30] se lleva a cabo siguiendo básicamente tres pasos para modelar los siguientes efectos de segundo orden:

- Efectos de baja corriente. (Caída en β para valores bajos de corriente)^[43].
- Descripción completa de la modulación de anchura de base^[44].
- Inyección de alta señal.

Hay que señalar que el primer efecto implica modificaciones en la expresión de I_B , mientras que los otros dos modifican exclusivamente las expresiones existentes para I_{CT} y C_{DE} ; para ello es necesario una nueva definición de I_S en términos de los parámetros físicos del transistor.

La recombinación en la zona de carga espacial conlleva la modificación de las expresiones de las corrientes de la unión. Estas se modelan añadiendo cuatro parámetros al

modelo de Ebers-Moll que permitan definir la corriente de base en términos de la superposición de componentes del diodo ideal y del no ideal.

Cuando se estudia la variación de β con la corriente existen tres zonas claramente diferenciadas^[43]:

Región I. Valores bajos de la corriente I_B ; β_F aumenta con I_C .

Región II. Valores intermedios de corriente; β_F es constante = β_{FM} .

Región III. Valores altos de corriente; β_F decrece para valores crecientes de la corriente.

Para obtener el circuito del modelo equivalente, se estudian estas tres regiones por separado considerando los efectos de segundo orden que se ponen de manifiesto en cada una de estas regiones.

Región I

La caída de β_F para valores bajos de la corriente I_B es consecuencia de las componentes extras que hasta ahora habían sido ignoradas. Para la región activa normal con $V_{BC} = 0$, hay tres componentes extra responsables de los siguientes efectos:

1. Recombinación de portadores en la superficie.
2. Recombinación de portadores en la región de carga espacial emisor-base.
3. Formación de canales en la superficie base-emisor.

De esta forma la corriente de base puede escribirse como^[11,30]:

$$I_B = \frac{I_S(0)}{\beta_{FM}(0)} \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) + C_2 I_S(0) \left(e^{qV_{BE}/n_{EL} kT} - 1 \right) \quad (2-30)$$

donde n_{EL} es el coeficiente de emisor en la región directa para baja corriente.

Cuando la unión base-colector se polariza en directa, hay que añadir a las componentes anteriores de I_B otras dos componentes que tengan en cuenta los tres efectos anteriores para la unión colector-base. Según esto, la expresión general de I_B puede escribirse como^[11,30]:

$$I_B = \frac{I_S(0)}{\beta_{FM}(0)} \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) + C_2 I_S(0) \left(e^{qV_{BE}/n_{EL} kT} - 1 \right) + \frac{I_S(0)}{\beta_{RM}(0)} \left(e^{qV_{BC}/kT} - 1 \right) + C_4 I_S(0) \left(e^{qV_{BC}/n_{CL} kT} - 1 \right) \quad (2-31)$$

donde n_{CL} es el coeficiente de colector para valores bajos de la corriente.

Estas componentes adicionales de la corriente de base I_B se tienen en cuenta en el circuito por medio de dos diodos no ideales tal y como se verá más adelante en el circuito equivalente.

Al considerar los efectos mencionados anteriormente, el modelo de Gummel-Poon requiere una nueva definición de I_S lo que a su vez implica una nueva expresión de I_{SS} . Si se considera la aproximación de vaciamiento y los fenómenos físicos de transporte de los portadores, la constante fundamental I_{SS} se define como^[11]:

$$I_{SS} = \frac{qD_n n_i^2 A_L}{x_{c0} \int_{x_{E0}} N_A(x) dx} \quad (2-32)$$

Para derivar esta expresión se supone la constante de difusión D_n independiente de x , es decir, constante. En la práctica, esta suposición no es válida y la constante de difusión debe incluirse en la integral del denominador.

La nueva expresión de I_S , que ahora es función de las tensiones de polarización, se obtiene en función de la nueva expresión de I_{SS} particularizada para polarización cero. El modelo de Gummel-Poon introduce la definición de la carga mayoritaria^[30,31] como concepto nuevo respecto a los modelos anteriormente presentados. La carga mayoritaria en la base, Q_B , se define como:

$$Q_B = \int_{x_E}^{x_C} q A_J p(x) dx. \quad (2-33)$$

y a polarización cero como:

$$Q_{B0} = \int_{x_{E0}}^{x_{C0}} q A_J N_A(x) dx. \quad (2-34)$$

De esta forma la carga mayoritaria en la base normalizada respecto a Q_{B0} se define como:

$$q_b = \frac{Q_B}{Q_{B0}} \quad (2-35)$$

Introduciendo estas nuevas definiciones en las expresiones del modelo de Ebers-Moll se obtiene la nueva definición de I_S . La I_S original, supuesta constante en el modelo de Ebers-Moll, se reemplaza ahora por el término I_{SS} / q_b , donde I_{SS} es la constante fundamental a polarización cero anteriormente definida y q_b es una variable que se debe determinar. Sustituyendo el valor de I_S , la expresión para I_{CT} es ahora:

$$I_{CT} = \frac{I_{SS}}{q_b} \left[\left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) - \left(e^{qV_{BC}/kT} - 1 \right) \right] \quad (2-36)$$

Esta ecuación es la nueva que introduce el modelo de Gummel-Poon así como el nuevo concepto de la carga mayoritaria normalizada en la base, q_b . A continuación se explica el cálculo de q_b como una función de las condiciones de polarización en términos de parámetros obtenidos experimentalmente. La carga q_b viene dada por:

$$q_b = 1 + \frac{V_{BE}}{V_B} + \frac{V_{BC}}{V_A} + \frac{\tau_{BF}}{Q_{B_0}} I_{SS} \frac{e^{qV_{BE}/kT} - 1}{q_b} + \frac{\tau_{BR}}{Q_{B_0}} I_{SS} \frac{e^{qV_{BC}/kT} - 1}{q_b}$$

donde $V_B = \frac{Q_{B_0}}{C_{JE}}$ *tension de Early en inversa*

$V_A = \frac{Q_{B_0}}{C_{JC}}$ *tension de Early en directa* (2-37)

$$I_{CC} = \frac{I_{SS}}{q_b} \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right)$$

$$I_{EC} = \frac{I_{SS}}{q_b} \left(e^{qV_{BC}/kT} - 1 \right)$$

Los dos primeros sumandos de la expresión de q_b modelan el efecto de la modulación de la anchura de base^[43] mientras que los dos últimos modelan los efectos de inyección a alta señal^[44]. Para simplificar el cálculo numérico se hacen las siguientes definiciones:

$$q_b = q_1 + \frac{q_2}{q_b}$$

donde $q_1 = 1 + \frac{V_{BE}}{V_B} + \frac{V_{BC}}{V_A}$ (2-38)

$$q_2 = \frac{\tau_{BF} I_{SS} \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) + \tau_{BR} I_{SS} \left(e^{qV_{BC}/kT} - 1 \right)}{Q_{B_0}}$$

Por definición, $q_1 = 1$ para polarización $V_{BE} = 0$ y $V_{BC} = 0$, esto da cuenta de que la anchura de base física coincide con la anchura de base eléctrica cuando ambas uniones no se han polarizado. Si ambas uniones se polarizan en directa, la anchura eléctrica es mayor que la anchura física y q_1 es mayor que la unidad. Si por el contrario, ambas uniones están polarizadas en inversa, entonces q_1 es menor que la unidad porque la anchura eléctrica es menor que la anchura física. Por lo tanto, q_1 modela el efecto de la anchura de base.

La componente q_2 de la carga de base, da cuenta del exceso de los portadores mayoritarios de la carga de base como resultado de la inyección de portadores minoritarios. Este exceso es insignificante hasta que los portadores minoritarios inyectados son comparables con la carga de portadores mayoritarios a polarización cero, o lo que es lo mismo, hasta que se alcanza el nivel de alta señal. Se puede considerar entonces que q_2 modela el efecto de alta inyección.

La ecuación (38) es una expresión cuadrática para q_b que tiene como solución:

$$q_b = \frac{q_1}{2} + \sqrt{\left(\frac{q_1}{2}\right)^2 + q_2} \quad (2-39)$$

A partir de esta ecuación se tiene que:

$$q_b \cong q_1 \quad \text{si } q_2 \ll q_1^2 / 4. \quad \text{Baja inyección.}$$

$$q_b \cong q_2^{1/2} \quad \text{si } q_2 \gg q_1^2 / 4. \quad \text{Alta inyección.}$$

Región II

Para valores intermedios de la corriente, $\beta_F \cong \beta_{FM}$ y las corrientes de colector y base vienen dadas para $V_{BC} = 0$ por:

$$\begin{aligned} I_C &= I_S(0) \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) \\ I_B &= \frac{I_S(0)}{\beta_{FM}(0)} \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) \end{aligned} \quad (2-40)$$

Región III.

En la región activa normal y a niveles de alta inyección, $q_b \cong q_2^{1/2}$. Para simplificar el cálculo de I_C se supone $V_{BC} = 0$, bajo estas condiciones puede escribirse:

$$I_C = \frac{I_{SS} \left(e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right)}{\sqrt{\tau_{BF} I_{SS} / Q_{B_0}} e^{qV_{BE}/2kT}} \cong \sqrt{\frac{Q_{B_0} I_{SS}}{\tau_{BF}}} e^{qV_{BE}/2kT} \quad (2-41)$$

Hay que señalar que todos los parámetros que aparecen en las expresiones anteriores, $\{V_B, V_A, I_{SS}, I_{KF}, I_{KR}\}$, se obtienen a partir de las gráficas: $\ln I_C \sim V_{BE}$ en la región activa, $\ln I_E \sim V_{BC}$ en la región inversa y de las características $I_C = f(V_{CE})$ e $I_E = f(V_{CE})$ ^[44]. Una vez obtenidos todos estos parámetros, se calculan q_1 y q_2 con lo que se puede calcular inmediatamente q_b .

La principal diferencia con el modelo anteriormente expuesto reside, en los límites de integración empleados. Mientras que en el modelo anterior se integraba desde fuera de las regiones de carga espacial, en Gummel-Poon se hace sobre la totalidad del transistor. Esta diferencia se pone de manifiesto fundamentalmente en las definiciones de I_{SS} y de las corrientes de codo, I_{KF} e I_{KR} . En la definición de I_{SS} , la aproximación de Gummel-Poon implica la integración del denominador sobre el transistor completo. Puesto que los portadores mayoritarios en la base son portadores minoritarios en las regiones neutras de emisor y colector, esta diferencia supone un efecto despreciable ya que por definición no es importante en la caracterización del dispositivo puesto que I_{SS} se determina experimentalmente. La presencia de τ_{BF} y de τ_{BR} en las ecuaciones de I_{KF} y de I_{KR} es debida a los nuevos límites de integración y es la diferencia fundamental con respecto al modelo anterior. De nuevo, como I_{KF} e I_{KR} se determinan ambas experimentalmente, esta diferencia no es significativa en la caracterización del dispositivo.

Algunas mejoras de este modelo se incluyen en la simulación comercial SPICE^[45,46] al considerar la dependencia de la resistencia de base con la corriente. De esta forma, la resistencia de base total se expresa en función de la resistencia de base mínima para valores

de corriente elevados, la resistencia de base sin polarización o lo que es lo mismo para valores de corriente pequeños y de una variable que es función de la resistividad de la base, la tensión térmica y de la longitud de base intrínseca. El modelo estático de Gummel-Poon que tiene en cuenta todos estos efectos se muestra en la figura 2.5.

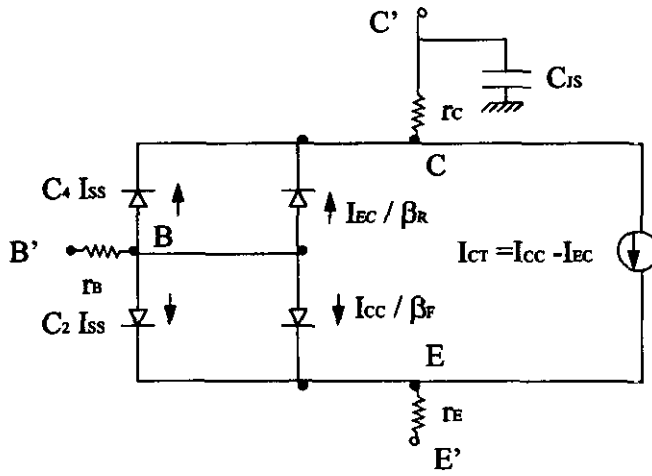


Fig. 2.5.

En resumen, podemos considerar que las mejoras que este modelo estático de Gummel-Poon introduce en el modelo estático de Ebers-Moll influyen en los siguientes efectos:

1. **Caída de β para valores bajos de corriente.** Esta caída se produce por las componentes extras de I_B descritas por los cuatro parámetros del modelo, $\{C_2, n_{EL}, C_4, n_{CL}\}$. Esto supone añadir tal y como se muestra en la figura anterior dos diodos ideales en el circuito equivalente del modelo.
2. **Modulación de la anchura de base.** Este fenómeno es debido a la variación de las tensiones de la unión colector-base y emisor-base lo que produce una variación de la región de carga espacial en el emisor-base y en el colector-base. Hay dos parámetros que dan cuenta de este efecto y son: V_A , tensión de Early en directa, y V_R , tensión de Early

en inversa. Estos parámetros se encuentran en las definiciones de q_c y q_e , que a su vez son las componentes de q_b , respectivamente.

3. **Inyección de alta señal.** Bajo estas circunstancias, la inyección de portadores minoritarios en la región de la base es significativa con respecto a la concentración de portadores mayoritarios. Debido a que se mantiene la neutralidad de la carga espacial, la concentración total de portadores mayoritarios aumenta en la misma cantidad que la concentración total de portadores minoritarios. Este exceso de portadores mayoritarios se pone de manifiesto por un cambio en la pendiente de la característica I_C frente a V_{BE} para valores superiores al llamado codo de corriente I_{KF} para la región activa. En la región inversa se define otro parámetro, I_{KR} , de idéntico significado físico que I_{KF} pero en la región inversa.
4. **Resistencia de base.** Se incluye su dependencia con la corriente expresándola en función de los tres parámetros, $\{r_B, r_{BM}, I_{rB}\}$.

2.2.5. Modelo de Gummel-Poon para pequeña y gran señal.

El circuito del modelo en gran señal de Gummel-Poon^[29] es topológicamente el mismo que el modelo de Ebers-Moll para gran señal y mostrado en la figura 2.3. Los elementos de carga no lineales o lo que es lo mismo las capacidades dependientes de la polarización, se determinan con las mismas expresiones que el modelo de Ebers-Moll pero teniendo en cuenta los coeficientes graduales, m_E , m_C y m_S . Mejorando el modelo anterior, el modelo de Gummel-Poon^[30] incluye la consideración de tres nuevos efectos: la capacidad base-colector distribuida, la modulación de τ_F (carga de tránsito) y los fenómenos distribuidos en la región de la base (exceso de fase).

Analizaremos cada uno de estos fenómenos por separado:

Capacidad base-colector distribuida.

Para encontrar una aproximación mejor de la resistencia distribuida y del circuito capacitivo en la unión base-colector, la capacidad total de la unión base-colector C_{JC} se

divide en dos términos; $X_{CJC} C_{JC}$ que se coloca entre el nodo interno de la base y el colector y $(1-X_{CJC})C_{JC}$ entre el nodo externo de la base y el colector con $0 < X_{CJC} < 1$. El parámetro X_{CJC} es especialmente importante a frecuencias muy altas. La figura 2.6 muestra el modelo en gran señal completo para BJT donde se ha añadido el efecto de la capacidad base-colector distribuida^[32,34].

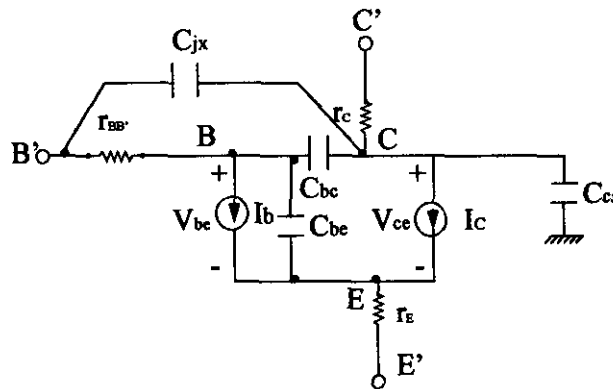


Fig. 2.6.

Modulación de τ_F (Carga de tránsito).

La dependencia de τ_F con la corriente se puede suponer constante hasta un cierto valor a partir del cual empieza a crecer. Esta variación de τ_F con valores elevados de la corriente de colector se determina mediante una ecuación empírica que se obtiene de la representación gráfica del producto ancho de banda- ganancia f_T en función de la corriente de colector para distintos valores de la tensión colector-emisor, V_{CE} . En estas gráficas se diferencian tres regiones:

- Para valores bajos de corriente, las capacidades de la unión y la transconductancia en directa, g_m , dominan a f_T ; al aumentar g_m con la corriente esto se traduce en un aumento de f_T cuando aumenta I_C . Esta variación ya ha sido tomada en cuenta en los modelos anteriores.

- Para valores intermedios de corriente, f_T es un valor muy pequeño y casi constante; por lo tanto el tiempo de tránsito es el tiempo que los portadores necesitan para atravesar la región de la base y la región de carga espacial en el colector. La capacidad de difusión base-emisor aumenta con la corriente compensando el aumento en directa de g_m con lo que se establece un determinado límite a f_T . Bajo estas condiciones el τ_F máximo ideal viene dado por:

$$\tau_f = \frac{1}{2\pi f_T} \quad (2-42)$$

- Para valores elevados de la corriente f_T y por lo tanto τ_F dependen de I_C y de V_{CE} , por lo que ya no permanecen constantes. La presencia de determinados fenómenos físicos como la cuasi-saturación o el flujo de corriente limitado por la carga espacial entre otros, aumentan el tiempo de tránsito y disminuyen f_T . Este efecto se modela multiplicando a τ_F con una función, dependiente de la corriente, en las expresiones de control de carga^[11,45].

Fenómenos distribuidos en la región de la base. (Exceso de fase).

El desfase medido en la corriente en directa del dispositivo normalmente es superior al desfase previsto por el conjunto de ceros y polos del modelo. Este retraso de fase extra se modela multiplicando la corriente I_{CC} por el valor del desfase ϕ .

Durante el análisis del transitorio, el exceso de fase se modela mediante una función de Bessel de segundo orden.

El modelo de pequeña señal de Gummel-Poon se muestra en la figura 2.7.

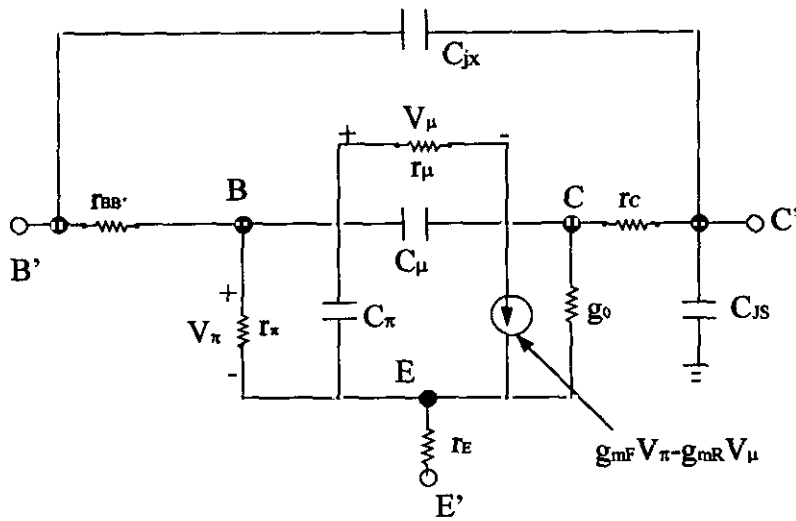


Fig. 2.7.

2.3. Influencia de la temperatura en los modelos para bipolares

Los modelos de transistores para bipolares se ven afectados por cambios en la temperatura o en el factor de área. Analizaremos primeramente la influencia de la temperatura en los parámetros del modelo. La temperatura aparece explícitamente en los modelos de BJT en el término exponencial; los parámetros en los que esta influencia es más significativa son:

- I_s corriente de saturación.
- I_{se} corriente de saturación base-emisor.
- I_{sc} corriente de saturación base-colector.
- ϕ_e potencial de contacto en la unión base-emisor.
- ϕ_c potencial de contacto en la unión base-colector.
- β_f ganancia en corriente en directa.
- β_r ganancia en corriente en inversa.

- C_{jc} capacidad de vaciamiento a polarización cero en la unión base-colector.
- C_{je} capacidad de vaciamiento a polarización cero en la unión base-emisor.

La dependencia de la temperatura de I_s viene dada por:

$$I_s = I_s^{ref} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{X_T} e^{[qE_g/kT](1-T/T_{ref})} \quad (2-43)$$

donde los dos nuevos parámetros que aparecen, X_T y E_g , representan el exponente de la temperatura de la corriente de saturación y el gap de energía respectivamente y T_{ref} representa la temperatura a la que se realizaron las medidas experimentales. La expresión general para E_g a una cierta temperatura T es:

$$E_g = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{\beta - T} \quad (2-44)$$

donde los coeficientes que aparecen en esta ecuación se han determinado experimentalmente. Para el caso del Silicio los valores obtenidos son:

$$\alpha = 7.02 \cdot 10^{-4}$$

$$\beta = 1108$$

$$E_g(0) = 1.16 \text{ eV.}$$

de esta forma se puede determinar el valor exacto de E_g a una determinada temperatura.

El efecto de la temperatura en los potenciales de contacto se modela según las siguientes expresiones^[48,49]:

$$\phi_E = \frac{T}{T_{ref}} \phi_E (T_{ref}) - 2 \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{1.5} - \left[\frac{T}{T_{ref}} E_g (T_{ref}) - E_g (T) \right] \quad (2-45)$$

Se obtiene una expresión idéntica para el potencial de contacto del colector:

$$\phi_C = \frac{T}{T_{ref}} \phi_C (T_{ref}) - 2 \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{1.5} - \left[\frac{T}{T_{ref}} E_g (T_{ref}) - E_g (T) \right] \quad (2-46)$$

La dependencia de la temperatura de β_f y β_r se determina por^[49]:

$$\beta_f = \beta_f (T_{ref}) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{z_1} \quad (2-47)$$

y

$$\beta_r = \beta_r (T_{ref}) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{z_1} \quad (2-48)$$

Para determinar la dependencia con la temperatura de I_B , es preciso conocer las expresiones de I_{se} y de I_{sc} , para una cierta temperatura T. El nuevo valor para I_{se} y para I_{sc} , vienen dados por^[49]:

$$I_{se} = I_{se} (T_{ref}) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{-z_1} \left[\frac{I_s (T)}{I_s (T_{ref})} \right]^{-1/n_{se}} \quad (2-49)$$

y

$$I_{sc} = I_{sc}(T_{ref}) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{-\alpha_T} \left[\frac{I_s(T)}{I_s(T_{ref})} \right]^{-1/n_{cl}} \quad (2-50)$$

La dependencia con la temperatura de C_{je} y C_{jc} viene dada por^[49]:

$$C_{je} = C_{je}(T_{ref}) \left\{ 1 + m_E \left[400 \times 10^{-6} (T - T_{ref}) - \frac{\phi_E(T) - \phi_E(T_{ref})}{\phi_E(T_{ref})} \right] \right\} \quad (2-51)$$

y

$$C_{jc} = C_{jc}(T_{ref}) \left\{ 1 + m_C \left[400 \times 10^{-6} (T - T_{ref}) - \frac{\phi_C(T) - \phi_C(T_{ref})}{\phi_C(T_{ref})} \right] \right\} \quad (2-52)$$

Hay que señalar que en todas estas expresiones la temperatura T es una condición de operación y no un parámetro del modelo por lo que no es posible simular el comportamiento del dispositivo a distintas temperaturas al mismo tiempo.

Los programas comerciales existentes para la simulación de circuitos que incluyen modelos para BJT permiten considerar la dependencia de la temperatura, tal es el caso del programa SPICE^[45,46].

El otro parámetro que afecta al modelo es el área. Los parámetros del modelo donde se manifiesta esta dependencia, además de $\{I_s, I_{se}, I_{sc}, C_{jc}, C_{je}\}$, son^[11]:

- I_{kf} corriente de codo en directa.
- I_{kr} corriente de codo en inversa.
- I_{fB} valor de la corriente para el que la resistencia de base cae a la mitad de su valor mínimo.

- I_{TF} parámetro de alta corriente para reflejar el efecto en τ_F .
- r_B resistencia a polarización cero.
- r_{BM} resistencia mínima de base para alta inyección.
- r_E resistencia de emisor.
- r_C resistencia de colector.
- C_{js} capacidad del sustrato del colector a polarización cero.

Para un valor del factor de área distinto a la unidad, todos estos parámetros, excepto las resistencias, tienen como nuevo valor^[45] el producto del factor de área y el valor del parámetro para un factor de área igual a la unidad. Para el caso de las resistencias, el nuevo valor es el cociente entre el valor correspondiente a un factor de área unidad y el nuevo valor del factor de área.

2.4. Modelos para MESFET

Los modelos empleados para los dispositivos MESFET se agrupan en tres grandes grupos: modelos de pequeña señal, de gran señal y de ruido^[13,50].

A continuación se detallan cada uno de estos grupos.

2.4.1. Modelo de pequeña señal.

El modelo de pequeña señal para dispositivos MESFET y HEMT es muy importante en el diseño de circuitos activos de microondas al representar el vínculo principal entre los parámetros S medidos y los procesos eléctricos que tienen lugar internamente en el dispositivo. Cada uno de los elementos concentrados del circuito equivalente representa una aproximación a algún aspecto de la física del dispositivo. La elección de la topología adecuada implica un buen ajuste a los parámetros S medidos^[51] en un rango muy amplio de

frecuencias, pudiéndose incluso extrapolar el comportamiento del dispositivo a un rango de frecuencias superior al considerado en el proceso de medidas.

El circuito convencional de pequeña señal para MESFET-HEMT^[13,52] se muestra en la figura 2.8 donde se han incluido los elementos parásitos.

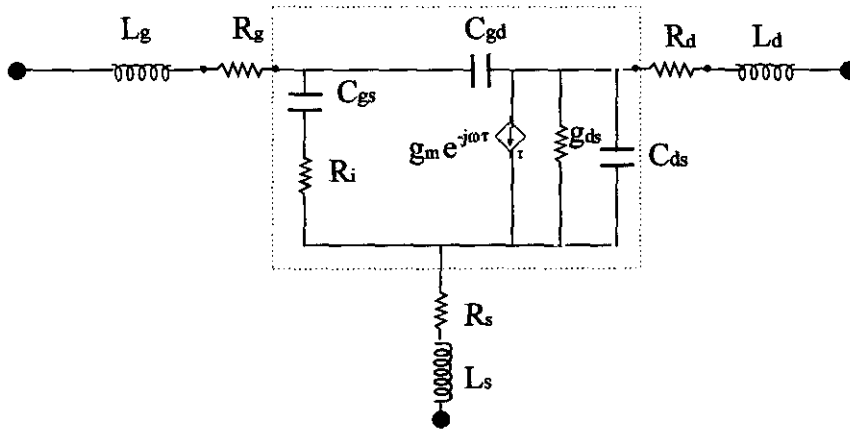


Fig. 2.8.

Esta topología proporciona un buen ajuste con los parámetros S medidos hasta 26 GHz ofreciendo la ventaja con respecto a otras topologías de que la determinación de los elementos del circuito equivalente es unívoca.

En la siguiente figura se muestra el mismo circuito equivalente pero al que se le ha superpuesto una sección transversal del dispositivo mostrando el origen físico de cada uno de los elementos del circuito equivalente.

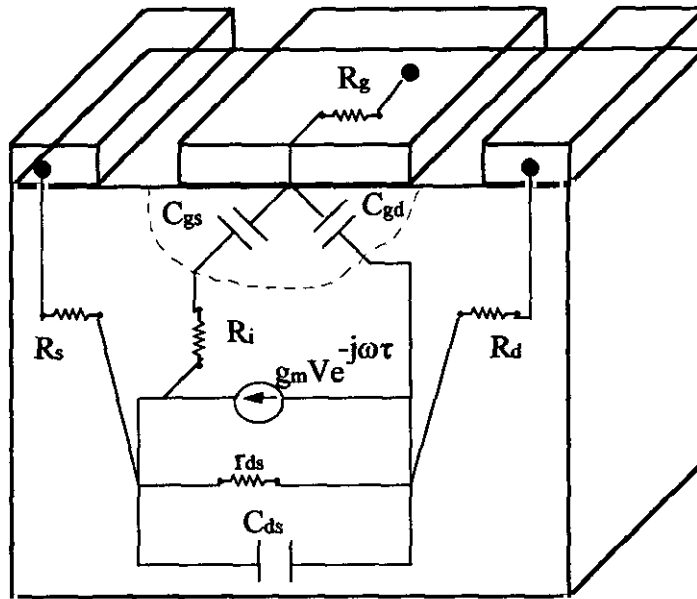


Fig. 2.9.

A partir de esta figura se ve claramente el papel que juega cada uno de los elementos del circuito equivalente en la física del dispositivo.

Inductancias parásitas L_s , L_d y L_g

Estas inductancias son consecuencia de los contactos metálicos depositados en la superficie del dispositivo. Debido a que estos valores dependen de las características de la superficie del dispositivo son prácticamente iguales para MESFET y HEMT^[53]. Para los dispositivos modernos de anchura de puerta reducida, L_g es la mayor de las tres. Existen otras inductancias además de las parásitas, llamadas de encapsulado, pero normalmente tienen valores muy pequeños por lo que se puede considerar a las inductancias parásitas como las predominantes.

Resistencias parásitas R_g , R_d y R_s

Se incluyen para dar cuenta de la resistencia de los contactos óhmicos. La resistencia de puerta R_g , resulta de la resistencia de metalización del contacto Schottky de la puerta. En los dispositivos modernos sus valores son próximos a la unidad. Tanto en los dispositivos HEMT como en los MESFET^[53], R_s y R_d suelen tener los valores más pequeños. Aunque se ha observado una ligera dependencia con la polarización de estos valores, en la mayoría de los modelos de gran señal y en los simuladores comerciales actuales se consideran constantes^[13,19,54]. Los valores de estas resistencias se pueden calcular a partir de las características de conducción en directa o a partir de los parámetros S mediante procesos de optimización.

Capacidades C_{gs} , C_{dg} y C_{ds}

C_{gs} y C_{dg} modelan el cambio en la carga de vaciamiento con respecto a las tensiones puerta-fuente y drenador-puerta respectivamente. En condiciones típicas de polarización para amplificadores y osciladores, la capacidad C_{gs} es la mayor de las tres porque modela el cambio en la carga de vaciamiento como consecuencia de las fluctuaciones en la tensión puerta-fuente, V_{gs} ^[53].

La capacidad drenador-fuente, C_{ds} , se incluye en el circuito equivalente para dar cuenta de los efectos capacitivos geométricos entre los electrodos de fuente y drenador; normalmente no se considera dependiente de la polarización^[21,22].

Como consecuencia de la simetría del modelo, C_{gs} y C_{dg} se intercambian los papeles cuando se consideran condiciones de polarización inversas de drenador-fuente ($V_{ds} < 0$).

Transconductancia g_m

El mecanismo de ganancia intrínseca del FET viene dado por la transconductancia y representa la medida del cambio incremental en la corriente de salida, I_{ds} , cuando se produce un cambio en la tensión de entrada V_{gs} . Matemáticamente se define como:

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \quad (2-53)$$

Su valor varía con la frecuencia cuando se trabaja a frecuencias inferiores a 1 MHz^[55]. Asimismo, varía directamente con la anchura de puerta e inversamente con la longitud de puerta tanto para MESFET como para HEMT. Para geometrías de puerta idénticas los valores obtenidos para dispositivos HEMT son superiores a los correspondientes a MESFET^[13,53].

Conductancia de salida g_{ds}

La conductancia de salida es una medida del cambio incremental en la corriente de salida I_{ds} con la tensión de salida V_{ds} . Matemáticamente se define como:

$$g_{ds} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \quad (2-54)$$

Este valor aumenta tanto en MESFET como en HEMT cuando se reduce la longitud de puerta^[13,53]. La dispersión a bajas frecuencias de la conductancia de salida es más significativa que la observada para la transconductancia^[56].

Retardo en la transconductancia τ

La transconductancia no puede responder instantáneamente a los cambios que se producen en la tensión de puerta. El retraso inherente a este proceso es lo que se conoce como "retardo en la transconductancia" y se representa por τ . Físicamente, representa el tiempo que tarda la carga en redistribuirse cuando se ha producido una fluctuación en la tensión de puerta. Teniendo en cuenta las consideraciones físicas, estos retardos son

menores en los dispositivos HEMT que en los MESFET para geometrias equivalentes y disminuye cuando se reduce la longitud de puerta^[53].

Resistencia de carga R_i

Esta resistencia se incluye en el circuito equivalente principalmente para mejorar el ajuste de S_{11} . Sin embargo, en la mayoría de los dispositivos, R_g es suficiente para proporcionar un buen ajuste de la parte real de S_{11} . En general, R_i es bastante difícil de determinar.

El modelo de pequeña señal de la figura 2.8 resulta muy adecuado para el diseño del circuito activo a frecuencias de microondas ya que la dispersión de la conductancia de salida tiene lugar a frecuencias muy inferiores a la frecuencia de diseño. Para el modelado en gran señal o aplicaciones a baja frecuencia, tanto la respuesta DC como la respuesta en alta frecuencia tiene que describirse mediante un circuito equivalente más adecuado que el de la figura 2.8. Asimismo este modelo resulta muy adecuado para dispositivos de AsGa; existe un modelo analítico físico de pequeña señal de Pucel^[57,58] que resulta muy útil en el análisis de dispositivos de materiales alternativos al AsGa así como en el estudio de los perfiles de MESFET de implantación iónica^[59]. En este modelo se emplean los principales parámetros físicos como la movilidad, la velocidad de saturación y la constante dieléctrica entre otros.

Cuando se requiere un modelo del dispositivo activo para un rango de frecuencia bastante amplio, es necesario considerar la naturaleza dispersiva de la operación del MESFET. El circuito equivalente del modelo que tiene en cuenta esta dependencia con la frecuencia se muestra en la figura 2.10^[13,60].

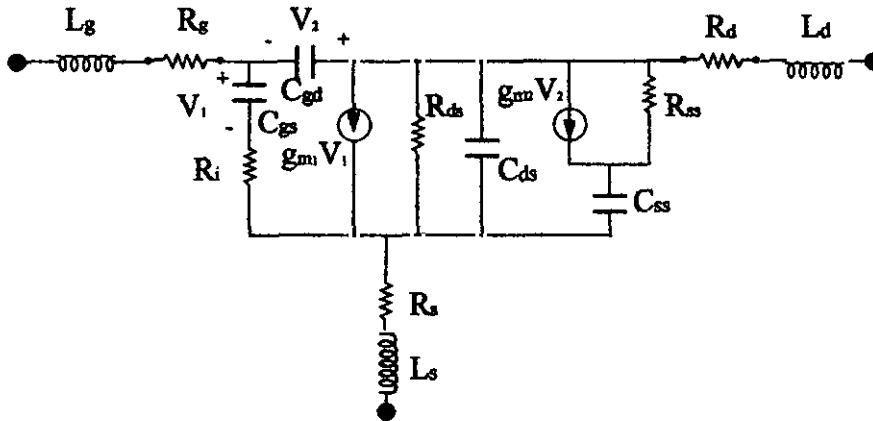


Fig. 2.10.

La fuente de corriente adicional que se incluye en este circuito modela la corriente inyectada en los estados de trampas^[61]. Estos estados se localizan principalmente en la superficie y en la interfase canal-sustrato del dispositivo. Esta corriente se acopla al canal a través de la capacidad C_{ss} . Para señales DC, la impedancia a través de esta capacidad es infinita y la transconductancia y conductancia de salida del dispositivo vienen dadas por las derivadas parciales de las expresiones de la corriente DC de drenador típicas. Cuando la operación se realiza a frecuencias de microondas, la transconductancia y la conductancia de salida son función tanto de los valores DC como de los elementos adicionales g_{m2} y R_{ss} . Utilizando una selección adecuada de los elementos, este circuito equivalente modela las conductancias a bajas y altas frecuencias así como la respuesta en la transición de bajas a altas frecuencias.

2.4.2. Modelos para gran señal

Existen distintos modelos empíricos para MESFET/HEMT que describen las características operacionales de los dispositivos MESFET de AsGa. Todos estos modelos

son analíticos y describen con gran aproximación las propiedades en gran señal de los MESFET de microondas^[62,63,64]. Los simuladores comerciales^[65,66,67] utilizan modelos de MESFET mientras que los modelos de HEMT aún no han sido implementados en software. En este capítulo se describen exclusivamente los modelos para MESFET^[68,69].

A partir de las características medidas del dispositivo, los modelos empíricos permiten encontrar una función matemática que reproduce bien el comportamiento experimental. Estas funciones matemáticas incluyen distintos parámetros, que para los valores adecuados, proporcionan un buen ajuste de la función a los datos medidos.

La siguiente figura muestra el circuito equivalente del modelo convencional de gran señal^[70,71].

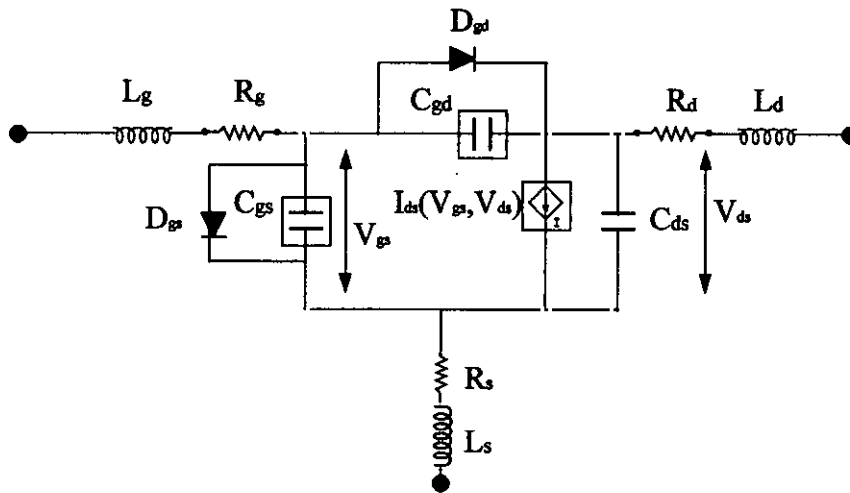


Fig. 2.11.

Los modelos de gran señal analíticos aproximan las propiedades no-lineales del dispositivo con un único conjunto de ecuaciones analíticas. Cada una de estas propiedades no-lineales se representa mediante uno o varios elementos del circuito equivalente. Los principales elementos no-lineales del circuito de la figura 2.11 son:

- a) La corriente drenador-fuente, I_{ds} , controlada por las tensiones V_{gs} y V_{ds} y de la que se deriva la transconductancia y la conductancia de salida.
- b) La capacidad puerta-fuente C_{gs} .
- c) La capacidad puerta-drenador C_{gd} .
- d) El diodo D_{gs} , fundamental en el modelado de la corriente cuando la puerta se polariza en directa (o lo que es lo mismo ruptura en condiciones de polarización inversa de drenador-fuente).
- e) El diodo D_{gd} , debe ser tenido en cuenta en el modelado de la corriente de avalancha drenador-puerta (o conducción directa en condiciones de polarización inversa de drenador-fuente).

La diferencia entre los distintos modelos empíricos de gran señal existentes reside en las funciones aproximadas empleadas para las relaciones corriente-tensión y capacidad-tensión. Ambas relaciones son independientes entre sí.

La relación capacidad-tensión para MESFET y HEMT^[72,73] se modela normalmente empleando la capacidad de difusión simple. Existe un nuevo modelo, de Statz^[57], que incluye expresiones para la capacidad más completas que las del modelo clásico para todas las regiones de operación del dispositivo.

A continuación se analizan cada uno de los modelos empíricos de gran señal existentes.

Modelo de Curtice

Fue el primer modelo empleado en la simulación de análisis en gran señal. Fue propuesto por Van Tuyl y Liechi^[74] siendo posteriormente simplificado por Curtice^[75,76]. Este modelo consiste principalmente en una fuente de corriente, I_{ds} , controlada por tensión, la capacidad puerta-drenador, C_{gd} , la capacidad puerta-fuente, C_{gs} , la capacidad drenador-fuente, C_{ds} , y el diodo D_{gs} , tal y como se muestra en la figura 2.12.

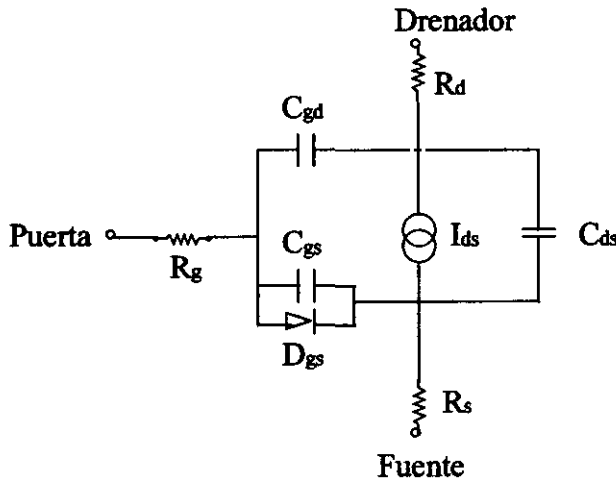


Fig. 2.12.

Tal y como se propuso inicialmente^[75], los únicos elementos no-lineales del modelo son: I_{ds} y C_{gs} . El elemento no-lineal I_{ds} es una función de las tensiones intrínsecas puerta-fuente y drenador-fuente así como de una constante de tiempo τ que representa el tiempo de tránsito de los electrones en la puerta. Sin embargo, C_{gs} se considera que depende únicamente de la tensión intrínseca puerta-fuente V_{gs} . Al considerar exclusivamente a estos dos elementos del circuito equivalente como elementos no-lineales, sin incluir el efecto no-lineal de C_{gd} , este modelo no es el más empleado en la actualidad. Por esta razón, la mayoría de los simuladores actuales de circuitos de gran señal, incluyen también C_{gd} como un elemento no-lineal que varía exclusivamente con la tensión intrínseca drenador-fuente V_{ds} .

Para el modelo de Curtice la corriente de drenador en función de las tensiones V_{gs} y V_{ds} viene dada por^[75,76]:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \beta(V_{gs} - V_{TO})^2(1 + \lambda V_{ds})\tanh(\alpha V_{ds}) \quad (2-55)$$

donde V_{gs} y V_{ds} son las tensiones intrínsecas y $\{\alpha, \beta, \lambda, V_{TO}\}$ son los parámetros del modelo.

El término $\beta(V_{gs} - V_{TO})^2$ modela el comportamiento cuadrático de la corriente de drenador con respecto a la tensión puerta-fuente V_{gs} donde el parámetro β es simplemente una constante distinta para cada dispositivo activo.

El término $(1+\lambda V_{ds})$ modela la conductancia de salida del dispositivo donde el parámetro λ representa la pendiente de la corriente drenador-fuente con respecto a la tensión drenador-fuente V_{ds} .

El último término que incluye la tangente hiperbólica aproxima bastante bien las características I_{ds} - V_{ds} observadas en MESFET. Los resultados obtenidos en la mayoría de los dispositivos MESFET^[76] demuestran que cuanto mayor sea α , mejor se modelan los efectos de saturación de la corriente.

La ecuación (55) no constituye el modelo completo de gran señal puesto que hay que incluir las relaciones capacidad-tensión. Este modelo emplea la expresión de la capacidad derivada de la teoría de la unión semiconductor de primer orden aplicada a una estructura de diodo Schottky de dos terminales. La expresión considerada para ambas capacidades C_{gs} y C_{gd} viene dada por^[72,73]:

$$C_{gs},_{gd} = C_{gs0},_{gd0} \left(1 - \frac{V}{V_{bi}}\right)^{-1/2} \quad (2-56)$$

donde $V_{bi} \equiv$ potencial de contacto de la puerta Schottky

$V \equiv$ tensión intrínseca puerta-fuente y drenador-fuente

y $C_{gs0},_{gd0} \equiv$ capacidades C_{gs} y C_{gd} a polarización cero

Hay que señalar que la ecuación (56) no incluye la dependencia con V_{ds} lo que resulta de gran importancia en muchas aplicaciones. El exponente $-1/2$ no es fijo en la simulación del

análisis en gran señal de algunos dispositivos sino que se toma como un parámetro para modelar mejor la relación capacidad-tensión. Cuando el dispositivo se polariza en directa, esta expresión para $C_{gs,dg}$ no resulta muy adecuada por lo que se modifica en modelos de gran señal más completos y actuales que el de Curtice.

Además de las relaciones corriente-tensión y capacidad-tensión, el modelo de Curtice^[75] también tiene en cuenta el retardo de tiempo entre las fluctuaciones de la tensión de puerta aplicada y los cambios observados en la corriente de drenador.

El retardo de tiempo resultante se modela suponiendo que la fuente de corriente es de la forma^[76]:

$$I = I(V) - \tau \frac{dI(V)}{dt} \quad (2-57)$$

donde la derivada se calcula como:

$$\frac{dI(V)}{dt} = \left[\frac{\partial I(V)}{\partial V_{gs}} \right] \frac{dV_{gs}}{dt} \quad (2-58)$$

Normalmente no se incluye esta modificación porque la mejor aproximación obtenida en los resultados del análisis en gran señal no compensa el mayor tiempo de cálculo empleado.

Modelo de Statz -Raytheon

Statz et al.^[57,58], desarrollaron un modelo para gran señal basado en la ecuación (55). En este modelo la aproximación cuadrática utilizada para la corriente de drenador-fuente, I_{ds} , como función de la tensión puerta-fuente, V_{gs} , es solamente válida para valores pequeños de $V_{gs} - V_{TO}$, siendo V_{TO} la tensión de pinch-off. La corriente drenador-fuente I_{ds} es casi lineal

para valores más altos de $V_{gs} - V_{TO}$. La conclusión obtenida es que para modelar este comportamiento la expresión original de la ley cuadrática seguida por I_{ds} :

$$I_{ds} \approx \beta(V_{gs} - V_{TO})^2 \quad (2-59)$$

debe sustituirse por la siguiente expresión^[58]:

$$I_{ds} \approx \frac{\beta(V_{gs} - V_{TO})^2}{1 + b(V_{gs} - V_{TO})} \quad (2-60)$$

Esta nueva expresión sigue siendo cuadrática para valores pequeños de $V_{gs} - V_{TO}$ mientras que para valores elevados se comporta linealmente en $V_{gs} - V_{TO}$.

La otra modificación introducida con respecto al modelo clásico de Curtice afecta a la función tangente hiperbólica. Esta función se sustituye por un desarrollo en serie de tercer orden dado por^[58]:

$$\tanh(\alpha V_{ds}) \cong 1 - \left[1 - \left(\alpha \frac{V_{ds}}{3} \right) \right]^3 \quad (2-61)$$

En la región de saturación, $\alpha V_{ds} \cong 0$ y $\tanh(\alpha V_{ds}) \cong 1$. La nueva expresión que se obtiene para la corriente de drenador es^[58]:

$$I_{ds} = \frac{\beta(V_{gs} - V_{TO})^2}{1 + b(V_{gs} - V_{TO})} \left[1 - \left(\frac{\alpha V_{ds}}{3} \right)^3 \right] (1 + \lambda V_{ds}) \quad 0 < V_{ds} < 3 / \alpha \quad (2-62)$$

$$I_{ds} = \frac{\beta(V_{gs} - V_{TO})^2(1 + \lambda V_{ds})}{1 + b(V_{gs} - V_{TO})} \quad V_{ds} \geq 3/\alpha \quad (2-63)$$

Este modelo considera unas nuevas expresiones para la capacidad más complejas que las desarrolladas por Curtice. Las expresiones empleadas en el modelo de Curtice no predicen bien los valores de la capacidad para valores bajos de la tensión drenador-fuente. El modelo tampoco es válido para niveles de polarización de drenador y de fuente inversos; esto es debido en parte a la ausencia de la dependencia con la tensión drenador-fuente. Las expresiones para la capacidad del modelo de Statz no tienen estas limitaciones y vienen dadas por^[58,73]:

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0} K_2 K_1}{(1 - V_n/V_{bi})^{1/2} + C_{gd0} K_3} \quad (2-64)$$

$$C_{gd} = \frac{C_{gs0} K_3 K_1}{(1 - V_n/V_{bi})^{1/2} + C_{gd0} K_2} \quad (2-65)$$

donde

$$K_1 = \left\{ 1 + (V_e - V_{TO}) / \left[(V_e - V_{TO})^2 + (0.2)^2 \right]^{1/2} \right\} / 2 \quad (2-66)$$

$$K_2 = \left\{ 1 + (V_{gs} - V_{gd}) / \left[(V_{gs} - V_{gd})^2 + (1/\alpha)^2 \right]^{1/2} \right\} / 2 \quad (2-67)$$

$$K_3 = \left\{ 1 - (V_{gs} - V_{gd}) / \left[(V_{gs} - V_{gd})^2 + (1/\alpha)^2 \right]^{1/2} \right\} / 2 \quad (2-68)$$

$$V_e = \left\{ V_{gs} + V_{gd} + \left[(V_{gs} - V_{gd})^2 + (1/\alpha)^2 \right]^{1/2} \right\} / 2 \quad (2-69)$$

Las tensiones V_{gs} y V_{gd} son las tensiones de polarización. Los parámetros ajustables del modelo son: C_{gs0} , C_{gd0} , y α . Cuando la tensión drenador-fuente se hace negativa, la capacidad puerta-fuente se aproxima a la capacidad drenador-puerta. Cuando el dispositivo se polariza próximo a pinch-off, la capacidad puerta-fuente disminuye hasta alcanzar valores muy pequeños. Para valores negativos de la tensión drenador-fuente, la capacidad puerta-fuente es independiente de la tensión puerta-fuente. Las ecuaciones de este modelo se reducen a las de la capacidad de un diodo para tensiones drenador-fuente en el rango normal de operación.

Las expresiones de la capacidad del modelo de Statz son más sofisticadas matemáticamente que las del modelo de la capacidad de difusión simple ya que consideran la dependencia tanto de la tensión puerta-fuente como de la tensión drenador-fuente.

Modelo de Materka-Kacprzak

Este modelo se basa en el modelo del MESFET de Taki^[77], mostrado en la figura 4.13, modificándose la tensión de pinch-off para dar cuenta de la dependencia con la polarización drenador-fuente.

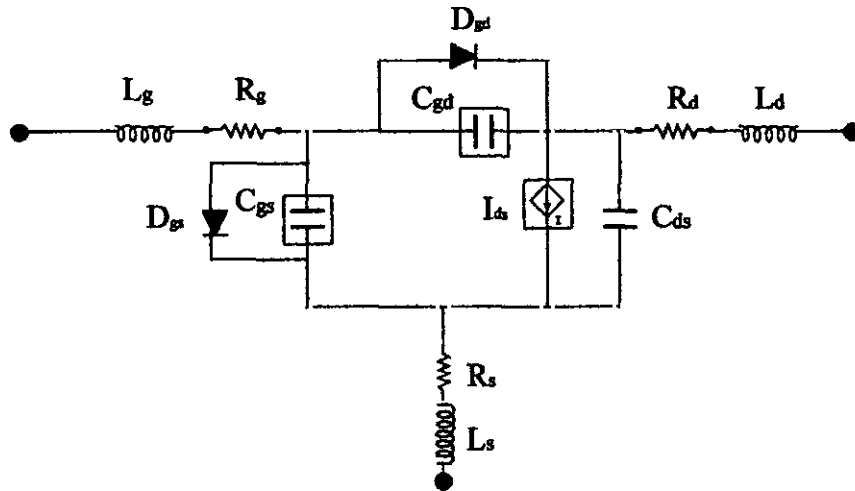


Fig. 2.13.

La corriente de drenador viene dada por^[66]:

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_T}\right)^2 \tanh\left[\frac{\alpha V_{ds}}{V_{gs} - V_T}\right] \quad (2-70)$$

con $V_T = V_{TO} + \gamma V_{ds}$.

V_T representa el potencial de pinch-off modificado; V_{TO} corresponde al potencial de pinch-off de un dispositivo ideal de ley cuadrática y α y γ son dos parámetros intrínsecos. El parámetro α tiene el mismo significado que en el modelo de Curtice mientras que γ describe el pinch-off efectivo cuando se combina con V_{ds} . Por último, I_{dss} corresponde a la corriente de saturación para una polarización de puerta-fuente cero. Los cuatro parámetros del modelo $\{ I_{dss}, \alpha, \gamma, V_{TO} \}$ se utilizan para el ajuste a los datos medidos. Las capacidades no-lineales C_{gs} y C_{gd} vienen dadas por la ecuación (56).

La corriente para el diodo D_{gs} se expresa por^[13,66]:

$$I_{df} = I_s \left[e^{(\alpha_s V_{ds})} - 1 \right] \quad (2-71)$$

donde los parámetros del modelo son: $\{I_s, \alpha_s\}$ y V_{ds} es la tensión puerta-fuente intrínseca.

Igualmente, la corriente para el diodo D_{dg} viene dada por:

$$I_{dr} = I_{sr} \left[e^{(\alpha_{sr} V_{dg})} - 1 \right] \quad (2-72)$$

siendo $\{I_{sr}, \alpha_{sr}\}$ los parámetros del modelo y V_{dg} la tensión intrínseca drenador-puerta.

Los trabajos realizados con MESFET demuestran que este es el modelo más exacto^[13,53] en la simulación de los dispositivos de anchura de puerta reducida aunque implica una gran complejidad matemática.

Modelo de TriQuint (TOM)

TOM (Triquint's Own Model)^[13] es una variación del modelo de Statz con tres importantes modificaciones. El primer cambio es en el término cuadrático $(V_{gs} - V_{TO})^2$. Debido a que los dispositivos modernos no muestran un comportamiento cuadrático exacto, el exponente de este término cuadrático se considera como un parámetro ajustable del modelo.

En segundo lugar, el potencial de pinch-off se modifica para dar cuenta de la dependencia de la tensión drenador-fuente. El nuevo potencial de pinch-off se define por^[13]:

$$V_T = V_{TO} - \gamma V_{ds} \quad (2-73)$$

El significado de V_{TO} en esta ecuación es idéntico al de la ecuación (70) donde el desplazamiento del potencial efectivo en este caso es negativo para mejorar la conductancia

del drenador. El modelo de Statz solamente ajusta la conductancia del drenador en un rango muy pequeño de la corriente de drenador. Para valores suficientemente grandes de la corriente, el modelo de Statz conduce a valores demasiado altos para la conductancia de drenador. En tercer lugar, la disminución de la conductancia del drenador para valores pequeños de la tensión puerta-fuente, se modelan con un parámetro $\delta^{[13]}$. Las nuevas ecuaciones para la corriente son^[13]:

$$I_{ds} = I_d \left\{ 1 - \left[1 - \frac{(\alpha V_{ds})^3}{3} \right] \right\} \quad 0 < V_{ds} < 3 / \alpha \quad (2-74)$$

$$I_{ds} = I_d \quad V_{ds} \geq 3 / \alpha \quad (2-75)$$

donde

$$I_d = \frac{I_{ds0}}{1 + \delta V_{ds} I_{ds0}} \quad (2-76)$$

$$I_{ds0} = \beta (V_{gs} - V_T)^2 \quad (2-77)$$

Los nuevos parámetros, $\{\gamma, \delta\}$ que aparecen en estas ecuaciones sustituyen a los parámetros $\{\lambda, b\}$ del modelo de Statz. Estas ecuaciones modificadas junto con las expresiones de la capacidad del modelo original de Statz, constituyen el modelo completo de gran señal de TriQuint.

Modelo de Curtice Avanzado (Meta- Software)

Este modelo^[76] es una versión modificada del modelo original de Curtice. Al igual que ocurría en los otros modelos mencionados anteriormente, el potencial de pinch-off se modifica para dar cuenta de la dependencia de la tensión drenador-fuente. El nuevo potencial de pinch-off se define como en la ecuación (70), donde γ es el parámetro empleado para ajustar el potencial de pinch-off efectivo. El parámetro de la transconductancia, β , se modifica también para ajustar la transconductancia de acuerdo al comportamiento de los dispositivos de anchura de puerta reducida. La nueva β efectiva se expresa como:

$$\beta_{efec} = \frac{\beta}{1 + \mu_{crit} V_{gst}} \quad (2-78)$$

donde $V_{gst} = V_{gs} - V_T$ y μ_{crit} es el parámetro que representa el valor del campo crítico para la degradación de la movilidad y tiene dimensiones de V/cm. En régimen de saturación, la transconductancia se aproxima por $2\beta(V_{gs} - V_{TO})$. La modificación final introducida por este modelo es similar a la comentada en los modelos anteriores, ya que el término cuadrático viene sustituido por un término que varía de acuerdo a un exponente VGEXP. La corriente de drenador se expresa por^[76]:

$$I_{ds} = \beta_{efec} \left(V_{gst}^{VGEXP} \right) (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (2-79)$$

Modelo de Curtice-Ettenberg

Curtice y Ettenberg^[78] modificaron el modelo original de Curtice para obtener una relación entre la corriente de drenador y la tensión puerta-fuente que se ajuste mejor para los dispositivos de anchura de puerta reducida. Mientras que en el modelo original esta

relación se suponía cuadrática, ahora se considera una relación polinómica de mayor grado en la tensión puerta-fuente. Considerando una aproximación cúbica para esta relación, la ecuación para la corriente de drenador se expresa como^[78]:

$$I_{ds} = (A_0 + A_1 v_1 + A_2 v_1^2 + A_3 v_1^3) \tanh(\gamma V_{ds}) \quad (2-80)$$

donde

$$v_1 = V_{gs} [1 + \beta(V_{ds0} - V_{ds})]$$

Esta tensión v_1 se utiliza para modelar el aumento de la tensión de pinch-off con la tensión drenador-fuente. El parámetro β controla el cambio en la tensión de pinch-off y V_{ds0} es la tensión drenador-fuente en la saturación, valor al cual se calculan los coeficientes A_i .

Para considerar el modelo completo de gran señal, se incluyen las expresiones de las capacidades no-lineales de difusión simple dadas por la ecuación (56). Este es el modelo considerado en la caracterización del dispositivo activo MESFET del Capítulo IV.

2.5. Selección del modelo óptimo

La elección del modelo de gran señal óptimo es decisivo para la obtención de los parámetros característicos del sistema ya sea un amplificador o un oscilador. Por este motivo, utilizando el simulador comercial LIBRA^[79] se ha realizado una comparación entre todos los posibles modelos del MESFET para el dispositivo activo empleado en este trabajo.

Para la comparación se diseñó un amplificador básico, como el que se muestra en la figura 2.14, utilizando como dispositivo activo el NEC 71083. La frecuencia de operación

se fijó en 2 GHz. Para una potencia de entrada de 3 dBm se obtuvo experimentalmente una potencia de salida máxima de 20 dBm.

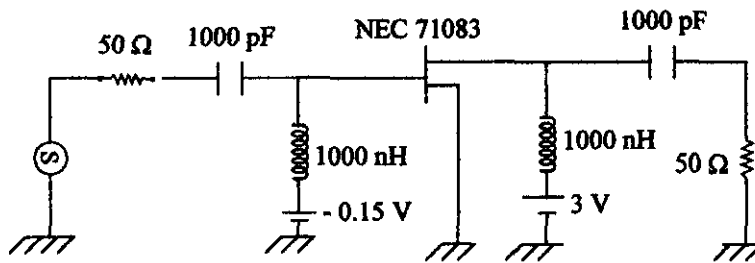


Fig. 2.14.

Este mismo amplificador se analizó mediante el programa LIBRA, para cada uno de los distintos modelos del elemento activo, manteniendo fijas las redes lineales de entrada y salida. La menor desviación de la máxima potencia de salida obtenida en cada simulación correspondiente a cada uno de los modelos con respecto al valor experimental, se ha utilizado como valor de referencia para confeccionar la tabla comparativa que se muestra en la figura 2.15.

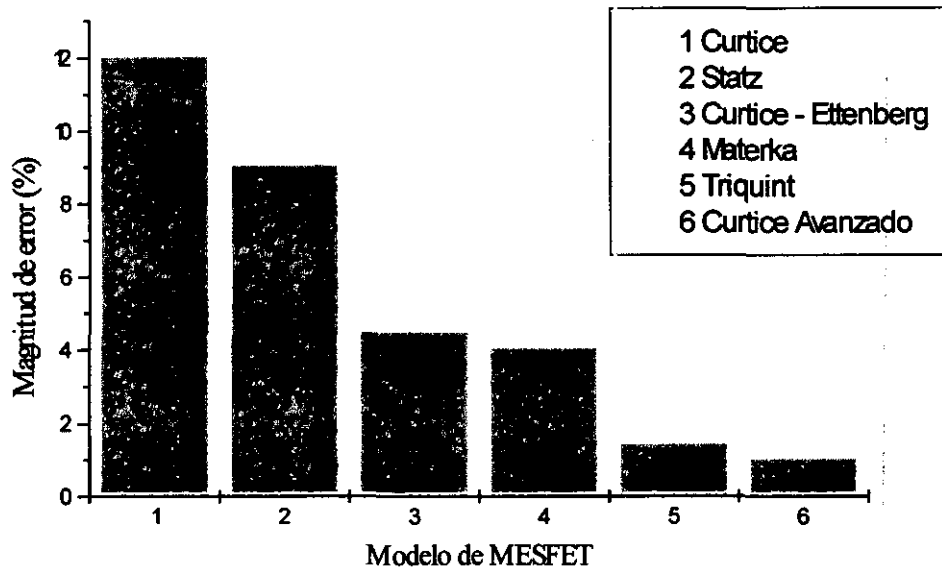


Fig. 2.15.

Tal y como se muestra en la figura 2.15, los modelos de MESFET para el NEC 71083 ordenados de mayor a menor error son: el modelo de Curtice, el de Statz, de Curtice - Ettenberg, de Materka, de TriQuint y por último el modelo de Curtice Avanzado proporcionando la simulación un valor para la potencia de salida de 19.8 dBm. Considerando que la simulación con el modelo de Curtice-Ettenberg predice una potencia de salida de 17.4 dBm se ha escogido este modelo como equivalente gran señal para el análisis desarrollado en el Capítulo IV. Aunque supone una pequeña desviación con respecto al valor experimental de 20 dBm, su empleo conlleva una reducción significativa en la complejidad matemática del análisis y por consiguiente un menor tiempo de cálculo.

2.6. Influencia de la polarización en el modelo de MESFET

Aunque los modelos no lineales de MESFET existentes, descritos en la sección 2.5, proporcionan unos resultados relativamente exactos desde el punto de vista de DC, no son válidos en RF cuando se considera un rango de valores de polarización más amplio que el utilizado en la realización de las medidas experimentales. Esto es debido a que algunos de los elementos del circuito equivalente varían con las tensiones de polarización V_{gs} y V_{ds} . En la sección 2.5 ya se comentó el significado físico de cada uno de los elementos, lo que justifica su dependencia de las condiciones de polarización. Los elementos en los que la dependencia de la polarización es más significativa son: la transconductancia del dispositivo, la resistencia drenador-fuente la resistencia puerta-fuente y las capacidades puerta-fuente y puerta-drenador.

Para realizar un análisis del dispositivo válido en un rango amplio de polarización, debe considerarse los elementos no como constantes sino en función de las tensiones V_{gs} y V_{ds} . La topología de este nuevo modelo es idéntica a la empleada habitualmente tal y como se muestra en la figura 2.16. Sin embargo, los elementos del modelo que se consideran dependientes de la polarización se representan en el modelo equivalente mediante flechas.

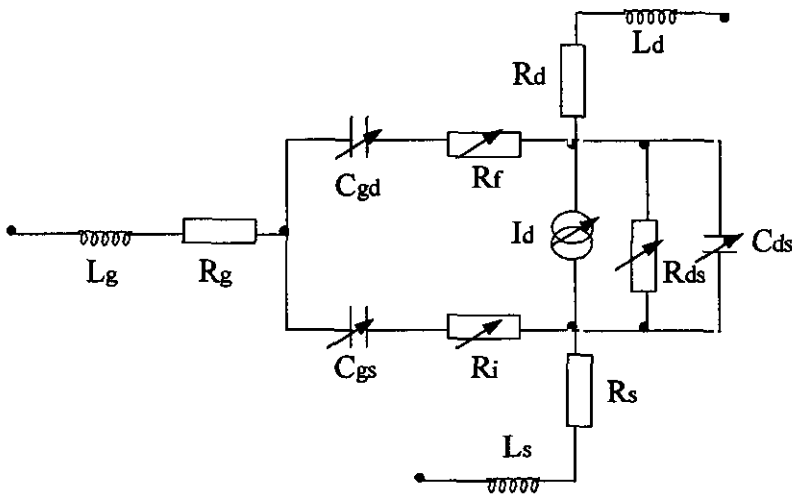


Fig. 2.16.

Los elementos extrínsecos, tal y como se observa en la figura, no se consideran dependientes de las condiciones de polarización ya que por el propio significado físico de estos elementos, prácticamente se pueden considerar como constantes lo que facilita la determinación de los demás elementos tal y como se comentará en el Capítulo IV. Este razonamiento es válido en la región lineal y de saturación y en un rango de frecuencias hasta 20 GHz. Estas condiciones se cumplen en este trabajo por lo que se empleará este modelo en la caracterización del amplificador MESFET a 4 GHz del Capítulo IV.

De esta forma los elementos considerados dependientes de la polarización no son constantes sino que se expresan en función de las tensiones de polarización V_{gs} y V_{ds} . Las expresiones empleadas fueron propuestas por Rodriguez-Tellez et al.^[21,60] y se resumen en la tabla 2.1.

$$R_{ds} = \frac{(R_{ds0} + A_1 V_{ds})(1 + K_1 K_2 100^{A_2 V_{ds}})}{1 + K_2^2 100^{A_2 V_{ds}}}$$

$$K_1 = A_3 V_{ds} + A_4 V_{ds} V_{gs} + A_5 V_{gs}^2$$

$$K_2 = A_6 V_{ds} + A_7 V_{ds} V_{gs} + A_8 V_{gs}^2$$

$$R_i = \frac{B_1 V_{ds} [1 + \exp(B_2 (V_{ds} + V_{gs}))]}{1 - B_2 V_{ds} \exp(B_3 V_{gs})}$$

$$R_f = \frac{C_1 V_{ds} [1 + \exp(C_2 (V_{ds} + V_{gs}))]}{1 - C_2 V_{ds} \exp(C_3 V_{gs})}$$

$$C_{gs} = C_{gs0} \left\{ \frac{\exp(D_1 V_{gs}) + D_2 (V_{gs} + V_{ds}) 10^{D_3 (V_{gs} + V_{ds})}}{1 + D_4 V_{gs} 10^{D_3 V_{gs}}} \right\}$$

$$C_{gd} = C_{gd_0} \left\{ \frac{\exp(E_1 V_{ds}) + E_2 (V_{ds} + V_{gs}) 10^{E_3 (V_{ds} + V_{gs})}}{1 + E_4 V_{ds} 10^{E_3 V_{ds}}} \right\}$$

$$C_{ds} = C_{ds_0} (1 + F_1 V_{gs})(1 + F_2 V_{ds})$$

Tabla 2.1.

La corriente I_d se define con la expresión correspondiente al modelo no lineal de MESFET elegido en la simulación (ej: modelo de Materka o de Curtice-Ettenberg). Cada elemento del modelo se hace función de V_{ds} y V_{gs} para obtener un modelo exacto en la región lineal y de saturación. Todas estas expresiones simulan la dependencia con la polarización en condiciones RF. Los parámetros que simulan la dependencia con la polarización de los elementos básicos, no son datos físicos característicos del dispositivo sino que se trata meramente de parámetros de ajuste a las curvas. El punto de partida para estimar los valores de estos parámetros es la medida de los parámetros S a distintas condiciones de polarización en el rango de frecuencia de interés. A partir de estos datos se calculan los valores de los elementos del circuito equivalente de la figura 2.16. Este proceso se repite para cada una de las condiciones de polarización consideradas con lo que se genera una familia de modelos lineales. Dibujando cada uno de los elementos en función de V_{ds} y V_{gs} se calculan los valores de los parámetros ajustando la curva de cada elemento a la expresión propuesta en el modelo de la tabla 2.1^[13,21].

En el análisis del amplificador MESFET del Capítulo IV, se considera este modelo para simular la dependencia de la polarización de los elementos del circuito equivalente. El modelo considerado para la corriente de drenador, I_d , es el de Curtice-Ettenberg. Las resistencias e inductancias parásitas no se consideran dependientes con la polarización y la capacidad C_{ds} se considera constante. El resto de los elementos del circuito se modelan con las expresiones de la tabla 2.1. Al incluir esta dependencia con la polarización se optimiza el

comportamiento del amplificador para ciertos parámetros característicos como ganancia, potencia de salida y eficiencia.

La influencia de la temperatura aunque no tan significativa como la de la polarización en el modelado de MESFET^[80,81], constituye nuestra actual línea de continuación de este trabajo.

CAPÍTULO III

CARACTERIZACIÓN DE UN AMPLIFICADOR BIPOLAR MEDIANTE LA TÉCNICA DE LAS FUNCIONES DESCRIPTIVAS

III. CARACTERIZACIÓN DE UN AMPLIFICADOR BIPOLAR MEDIANTE LA TÉCNICA DE LAS FUNCIONES DESCRIPTIVAS.

3.1. Introducción

En el Capítulo I se enunciaron las ventajas del método de las funciones descriptivas frente a otras técnicas no-lineales en el análisis de los transistores bipolares. Uno de los aspectos más importantes es la información que se obtiene con esta técnica sobre los estados de funcionamiento del transistor, las transiciones entre ellos y la influencia de la anchura de base en el modelo de control de carga; este último fenómeno afecta directamente a los resultados obtenidos con este modelo^[43,49].

Para aplicar la técnica de las funciones descriptivas se considera un modelo cuasiestático para el transistor basado en el modelo clásico de control de carga^[11,30]. Con objeto de facilitar el cálculo numérico se consideran en el análisis un conjunto de hipótesis iniciales que afectan principalmente al comportamiento del amplificador en sus condiciones de polarización y a los circuitos de acoplo^[82]. El análisis del amplificador por este método permite un posterior proceso de optimización para mejorar la respuesta en frecuencia del amplificador. Las curvas obtenidas de la resolución del sistema de ecuaciones no-lineales que caracterizan al sistema completo permiten un análisis e interpretación de resultados más detallado al incluir, no solamente los parámetros característicos del amplificador sino también todos aquellos relacionados con las propiedades de funcionamiento del transistor.

La capacidad de la técnica de las funciones descriptivas para analizar amplificadores bipolares de RF se hace patente al realizar un estudio comparativo con los resultados obtenidos por el análisis clásico de balance armónico^[82].

En este trabajo se emplea como dispositivo activo el transistor bipolar HXTR-3675. Se ha seleccionado este transistor debido a su amplio rango de aplicaciones, la disponibilidad

de los valores detallados de los parámetros característicos y por la facilidad para medir experimentalmente las características DC.

El método propuesto permite, sin excesiva complejidad matemática, un análisis completo del amplificador incluyendo las formas de onda de las tensiones y corrientes, las impedancias de entrada y salida así como los principales parámetros que caracterizan su comportamiento.

3.2. Caracterización del modelo cuasiestático del bipolar. Ecuaciones.

Al incluir la influencia de la anchura de base^[43] en el análisis de un amplificador RF bipolar por funciones descriptivas se complica el cálculo numérico debido a los nuevos parámetros físicos^[48,49] que aparecen en las ecuaciones del sistema no-lineal para tener en cuenta este fenómeno. El análisis así realizado resulta completo desde el punto de vista físico del transistor pero de cálculos lentos y complicados. Para simplificar el cálculo numérico se consideran en el planteamiento del análisis unas hipótesis iniciales que facilitan la resolución del sistema de ecuaciones no-lineales^[49,82].

Estas hipótesis no influyen en el análisis completo del amplificador puesto que se refieren exclusivamente a las condiciones de polarización y a las formas de onda elegidas a priori para el circuito. Estas consideraciones iniciales son:

- *El amplificador se polariza en clase C.*

No es restrictiva puesto que otras clases son posibles pero simplifica el planteamiento del problema y delimita de una forma más clara las transiciones entre los distintos modos de operación del transistor en el ciclo de operación. Según esto, se definen los siguientes modos consecutivos del transistor en cada ciclo^[49,82]:

$0 \leq \varphi \leq \varphi_a$ Corte

$\varphi_a \leq \varphi \leq \varphi_{ab}$ Activa.

$\varphi_{ab} \leq \varphi \leq 2\pi$ Conducción de la corriente controlada por la anchura de base.

donde φ es la variable de fase, $\varphi = \omega t$ siendo ω la frecuencia de trabajo.

- *Las formas de onda de las corrientes en los terminales del transistor se suponen sinusoidales.*

Este punto constituye una de las bases del método de las funciones descriptivas^[3,8] donde las formas de onda, adecuadas al sistema, se especifican a priori. Esta suposición es equivalente a considerar exclusivamente hasta el primer armónico en las expresiones de las tensiones y corrientes^[49,82].

- *El transistor pasa directamente del modo de anchura de base al de corte sin la intervención de un periodo activo.*

Esta suposición se puede considerar válida siempre y cuando el tiempo de tránsito sea pequeño en comparación con el periodo^[11,49]. Esto es equivalente a afirmar que el transistor opera próximo a sus valores nominales con respecto a potencia, eficiencia y frecuencia lo que normalmente es válido en la mayoría de los amplificadores de RF^[49].

Esta condición suele expresarse como^[49,82]:

$$\tau_f \omega < 1 \tag{3-1}$$

donde τ_f representa el tiempo de tránsito de la base en directa y es característico de cada dispositivo activo.

El dispositivo empleado, HXTR-3675, es un transistor NPN de Silicio muy útil en el diseño de amplificadores de bajo ruido y banda ancha así como en osciladores de potencia media. Los valores de los parámetros característicos así como las curvas más significativas del HXTR-3675 se muestran en la tabla 3.1 y en las figuras 3.1.a, 3.1.b, 3.1.c y 3.1.d^[83].

Tensión Base-Colector V_{CB}	30 V
Tensión Emisor-Colector V_{EC}	18 V

Tensión Base-Emisor V_{BE}	0.3 V
Corriente Colector DC I_c	65 mA
Disipación total del dispositivo P_T	600 mW

Tabla 3.1.

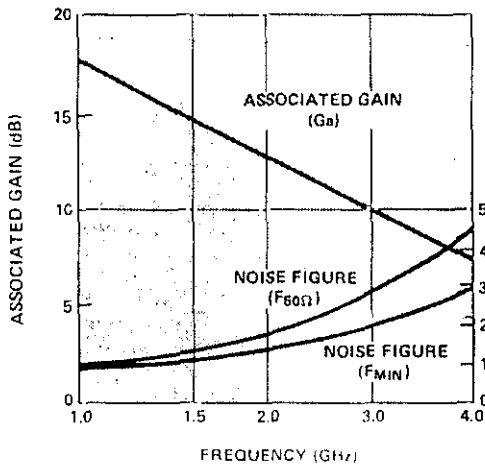


Fig. 3.1.a.

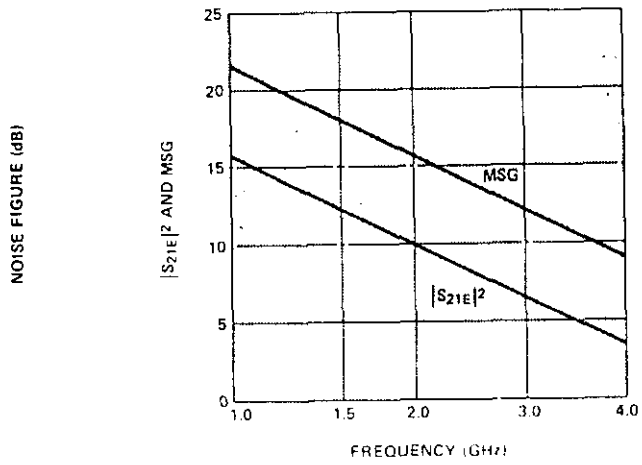


Fig. 3.1.b.

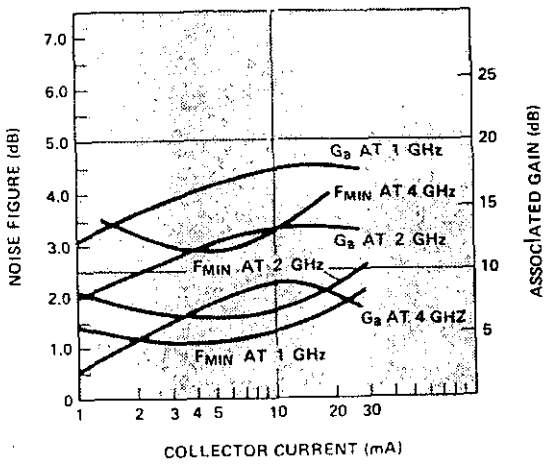


Fig. 3.1.c.

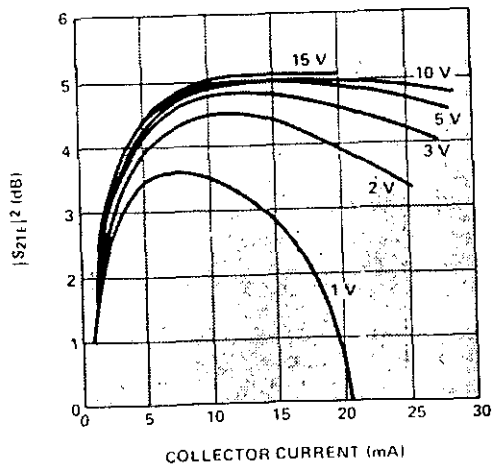


Fig. 3.1.d.

Para el HXTR-3675 el valor de τ_f es de $1.8 \cdot 10^{-11}$ s; la frecuencia de operación es de $f=2$ GHz. Por lo tanto la condición anterior se cumple ya que el producto $\tau_f \omega$ tiene un valor inferior a la unidad ($\tau_f \omega = 0.23$).

En la caracterización que se presenta en este trabajo se considera el modelo de control de carga de Gummel-Poon, descrito en el Capítulo II^[11,29,30]. Tal y como se describió anteriormente, el circuito equivalente para el transistor se representa por^[30,49]:

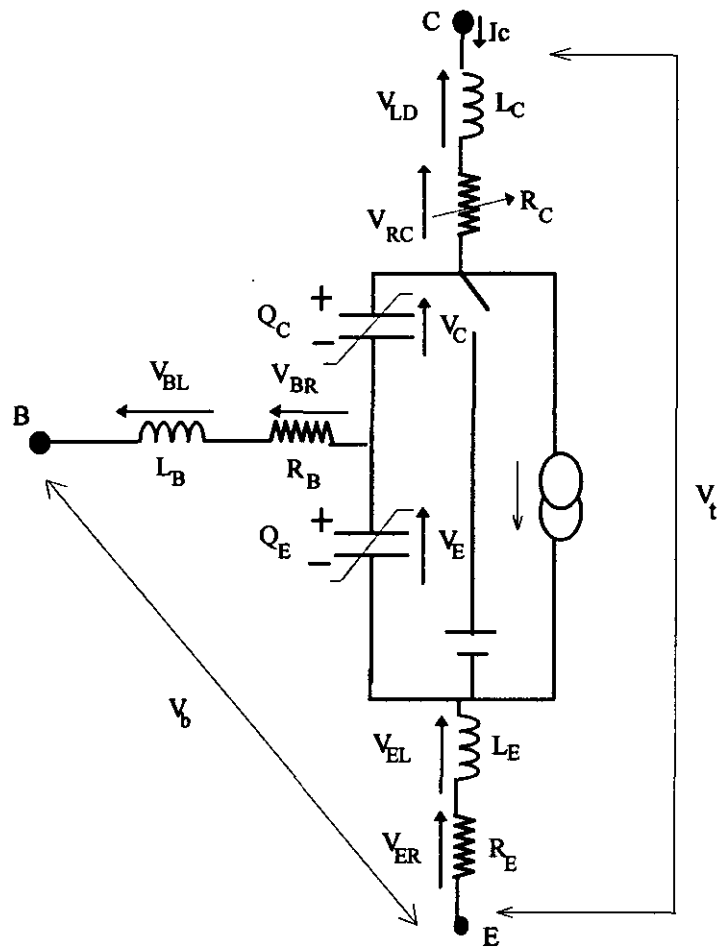


Fig. 3.2.

La principal diferencia con el modelo clásico de control de carga es la presencia de un conmutador, una fuente de tensión y considerar la resistencia de colector variable. El hecho de incluir el conmutador, la resistencia variable del colector y la fuente de tensión de valor, $V_{c0} - \varphi_c$, donde φ_c es el potencial de contacto, ponen de manifiesto el efecto de la modulación de la anchura de base^[30,49]. Durante el predominio del efecto de anchura de base el conmutador está cerrado siendo la carga de difusión del emisor positiva.

Para una forma de onda sinusoidal de la corriente de colector se puede escribir:

$$I_c(\varphi) = I_{c0} + I_{c1} \cos(\varphi - \varphi_c) \quad (3-2)$$

donde los parámetros I_{c0} , I_{c1} , φ_c representan el valor medio, el primer armónico y el origen de fase respectivamente para la forma de onda de la corriente del colector. Estos parámetros, impuestos inicialmente, representan las incógnitas del sistema de ecuaciones no-lineales que describe el comportamiento del circuito.

Para establecer las condiciones de equilibrio impuestas por el modelo empleado de control de carga, resulta más adecuado considerar como función forzada en el terminal base a la carga de base total. La imposición de la forma de onda sinusoidal permite escribir a la carga total como:

$$Q_b(\varphi) = Q_{b0} + Q_{b1} \cos(\varphi - \varphi_b) \quad (3-3)$$

donde al igual que ocurría con la ecuación (2), los parámetros Q_{b0} , Q_{b1} y φ_b son incógnitas del sistema y representan el valor medio, el primer armónico y el origen de fase respectivamente.

La función forzada del terminal emisor se relaciona con las formas de onda impuestas en (2) y (3) sin más que considerar el equilibrio de carga dado por:

$$Q_b(\varphi) = Q_c(\varphi) - Q_e(\varphi) \quad (3-4)$$

Con estas formas de onda impuestas a priori se calculan las funciones descriptivas, de forma que cada elemento no-lineal se aproxima a una forma cuasi-lineal. El significado físico de la función descriptiva puede considerarse como la admitancia dinámica del elemento activo a la frecuencia considerada. El primer paso para el cálculo de estas funciones aproximadas es el cálculo de las corrientes y tensiones en los terminales del transistor.

De acuerdo con la figura 3.2, las tensiones en los terminales del transistor, V_b y V_t se pueden escribir como:

$$\vec{V}_b = V_{b_0} + \vec{V}_{b_1} \quad (3-5)$$

$$\vec{V}_t = V_{t_0} + \vec{V}_{t_1}$$

donde los subíndices “0” denotan los valores medios y los “1” los fasores del primer armónico.

El modelo cuasi-estático mostrado en la figura 3.2, permite expresar los voltajes de la ecuación (5) en función de las contribuciones de los elementos lineales y no-lineales que aparecen en el circuito equivalente. Así, siguiendo la notación de la figura 3.2 puede escribirse:

$$V_{b_0} = V_{E_0} + V_{ER_0}$$

$$V_{t_0} = V_{E_0} + V_{C_0} + V_{CR_0} + V_{ER_0}$$

$$\begin{aligned}\vec{V}_{b_1} &= \vec{V}_{E_1} + \vec{V}_{BR_1} + \vec{V}_{BL_1} + \vec{V}_{EL_1} + \vec{V}_{ER_1} \\ \vec{V}_{i_1} &= \vec{V}_{E_1} + \vec{V}_{C_1} + \vec{V}_{EL_1} + \vec{V}_{ER_1} + \vec{V}_{CR_1} + \vec{V}_{CL_1}\end{aligned}\tag{3-6}$$

donde $\{V_{bl}, V_{br}, V_{cl}, V_{er}, V_{el}\}$ son las contribuciones lineales y $\{V_e, V_c\}$ las no-lineales. Las contribuciones lineales se calculan desarrollando por Fourier sus expresiones analíticas y no precisan de medidas experimentales. El fichero empleado en el MATHEMATICA^[84,85,86] para el cálculo de los coeficientes de Fourier se muestra en el Apéndice I. A continuación se escriben las expresiones finales para cada una de las contribuciones lineales^[82]:

- V_{BR}

$$\begin{aligned}V_{BR1,\cos}^{\varphi_b} &= 0 & V_{BR1,\cos} &= \omega R_B Q_{b_1} \text{sen } \varphi_b \\ V_{BR1,\text{sen}}^{\varphi_b} &= -\omega Q_{b_1} R_B & V_{BR1,\text{sen}} &= -\omega R_B Q_{b_1} \text{cos } \varphi_b\end{aligned}$$

- V_{BL}

$$\begin{aligned}V_{BL1,\cos}^{\varphi_b} &= -\omega^2 L_B Q_{b_1} & V_{BL1,\cos} &= -\omega^2 L_B Q_{b_1} \text{cos } \varphi_b \\ V_{BL1,\text{sen}}^{\varphi_b} &= 0 & V_{BL1,\text{sen}} &= -\omega^2 L_B Q_{b_1} \text{sen } \varphi_b\end{aligned}$$

- V_{CL}

$$\begin{aligned}V_{CL1,\cos}^{\varphi_c} &= 0 & V_{CL1,\cos} &= \omega L_c I_{c_1} \text{sen } \varphi_c \\ V_{CL1,\text{sen}}^{\varphi_c} &= -\omega L_c I_{c_1} & V_{CL1,\text{sen}} &= -\omega L_c I_{c_1} \text{cos } \varphi_c\end{aligned}\tag{3-7}$$

- V_{EL}

$$V_{EL1,\cos} = -\omega^2 L_E Q_{b1} \cos\varphi_b + \omega I_{c1} \sin\varphi_c$$

$$V_{EL1,\sin} = -\omega^2 L_E Q_{b1} \sin\varphi_b - \omega I_{c1} \cos\varphi_c$$

- V_{ER}

$$V_{ER0} = R_E I_{C0}$$

$$V_{ER1,\cos} = Q_{b1} \omega \sin\varphi_b + R_E I_{c1} \cos\varphi_c$$

$$V_{ER1,\sin} = R_E I_{c1} \sin\varphi_c - R_E Q_{b1} \omega \cos\varphi_b$$

Las componentes del primer armónico, denotadas por el subíndice 1, vienen dadas en función de sus componentes seno y coseno. Por simplicidad, en algunos casos resulta más adecuado elegir un origen de fase distinto de cero lo que se indica en las ecuaciones (7) mediante un superíndice φ_b o φ_c . Al ser este origen distinto al considerado para las ecuaciones que representan al conjunto total, se debe compensar cuando se proceda a la suma total de todos los fasores utilizando las ecuaciones (6). Estas expresiones vienen dadas en función de los parámetros desconocidos del sistema impuestos inicialmente $\{Q_{b0}, Q_{b1}, \varphi_b, I_{c0}, I_{c1}, \varphi_c\}$, de la frecuencia de operación ω y de los valores de los elementos del circuito equivalente para el transistor HXTR -3675 $\{R_B, R_E, L_B, L_E, L_C\}$.

Se observa que el parámetro V_{CR} que refleja la influencia de la anchura de base no aparece debido a que su cálculo no es inmediato. El efecto de la anchura de base se pone de manifiesto en la modulación de la resistencia serie del colector y en la saturación del transistor. Respecto al primer mecanismo hay que tener en cuenta la acción conjunta del fenómeno de anchura de base con la saturación de la corriente. La saturación se lleva a cabo de tal forma que la cantidad de carga en exceso inyectada en la base es absorbida en la

capacidad base-emisor en lugar de hacerse en la capacidad base-colector. Según esto, resulta más exacto escribir la tensión V_{CR} como la diferencia entre la tensión característica de saturación, denotada por V_{CRS} , y una corrección inducida por el efecto de la anchura de base y denotada por V_{CRAB} ^[49,82]. De esta forma la tensión V_{CR} se puede escribir como:

$$V_{CR}(\varphi) = V_{CRS}(\varphi) - V_{CRAB}(\varphi)$$

$$V_{CR}(\varphi) = \begin{cases} V_{CRS}(\varphi) - 0 & 0 \leq \varphi \leq \varphi_{ab} \\ V_{CRS}(\varphi) - \eta(\varphi) V_{CRS}(\varphi) & \varphi_{ab} \leq \varphi \leq 2\pi \end{cases} \quad (3-8)$$

donde $\eta(\varphi)$ representa el parámetro que da cuenta de la anchura de base y se define como^[43,49]:

$$\eta(\varphi) = \sqrt{\frac{Q_{Ed}}{\tau_x I_c}} - \sqrt{\frac{\tau_f}{\tau_x}} \quad (3-9)$$

donde $Q_{Ed} \equiv$ Carga de difusión de emisor.

$$\tau_x \equiv \tau_{m\acute{a}x} + \tau_f - 2\sqrt{\tau_f \tau_{m\acute{a}x}}$$

siendo $\tau_{m\acute{a}x} = (1+Z)^2 \tau_f$ el tiempo de tránsito máximo y Z es una cantidad que depende del dopado y de la geometría del dispositivo.

Para el cálculo de la tensión característica de saturación, V_{CRS} , hay que imponer las condiciones asintóticas requeridas que son:

- Conducción óhmica para bajas corrientes: $V_{CRS} = I_c \cdot R_{c0}$
- V_{CRS} tiende a infinito cuando el valor de la corriente se aproxima al valor límite por scattering, I_{lim} .

La expresión más utilizada para V_{CRS} es:

$$V_{CRS} = R_{C_0} I_{lim} \frac{I_c / I_{lim}}{1 - \left(I_c / I_{lim} \right)^2} \quad (3-10)$$

A partir de esta expresión se pueden calcular los coeficientes de Fourier. Utilizando el fichero del Apéndice 1 se obtienen como expresiones finales^[82]:

$$V_{CRS_0} = R_{C_0} \frac{I_{lim}^2}{2I_{C_1}} \left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)^2 - 1}} - \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)^2 + 1}} \right]$$

$$V_{CRS1,cos}^{\varphi_c} = R_{C_0} \frac{I_{lim}^2}{I_{C_1}} \left[\frac{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)^2 - 1}} + \frac{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)^2 + 1}} - 2 \right]$$

$$V_{CRS1,sen}^{\varphi_c} = 0 \quad (3-11)$$

$$V_{CRS1,cos} = R_{C_0} \frac{I_{lim}^2}{I_{C_1}} \cos \varphi_c \left[\frac{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)^2 - 1}} + \frac{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)^2 + 1}} - 2 \right]$$

$$V_{CRS1,sen} = R_{C_0} \frac{I_{lim}^2}{I_{C_1}} \sen \varphi_c \left[\frac{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)^2 - 1}} + \frac{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}} \right)^2 + 1}} - 2 \right]$$

Las ecuaciones (11) al igual que las obtenidas anteriormente, son función de los parámetros desconocidos del sistema $\{I_{C_0}, I_{C_1}, \varphi_c\}$ y de los parámetros $\{R_{C_0}, I_{lim}\}$ característicos del transistor empleado HXTR-3675. La notación empleada en las ecuaciones (11) es análoga a la utilizada en las ecuaciones (7).

A partir de la definición del parámetro relacionado con la anchura de base, η , dado por la ecuación (9), se puede obtener la contribución de este efecto a la tensión de la resistencia del colector sin más que sustituir las expresiones de la carga, la corriente y los parámetros característicos del transistor. La expresión obtenida es:

$$V_{CRAB}(\varphi) = \sqrt{\frac{Q_{b_0} + Q_{b_1} \cos(\varphi - \varphi_b) - 9.38 \times 10^{-13}}{8.19 \times 10^{-13} [I_{C_0} + I_{C_1} \cos(\varphi - \varphi_c)]}} - 4.69 \quad (3-12)$$

Calculando los coeficientes de Fourier de la expresión anterior se obtiene:

$$V_{CRAB_0} = 1221 \frac{Q_{b_1}}{I_{c_1}}$$

$$V_{CRAB,cos} = \frac{2[-Q_{b_1} I_{c_0} + (Q_{b_0} - 9.38 \times 10^{-13}) I_{c_1}] \operatorname{Arctan} \left[\frac{2(I_{c_1} - I_{c_0}) \tan\left(\frac{\varphi_c}{2}\right)}{\sqrt{I_{c_0}^2 - I_{c_1}^2}} \right]}{1 \times 10^{-11} I_{c_1} \sqrt{I_{c_0}^2 - I_{c_1}^2}} \quad (3-13)$$

$$V_{CRAB,sen} = 0$$

A diferencia de las contribuciones lineales, las no-lineales no son de cálculo inmediato puesto que requieren la realización de medidas experimentales^[82]. Para calcular las tensiones V_E y V_C en función de los parámetros desconocidos se necesitan calcular las funciones $V_E = f(Q_E)$ y $V_C = f(Q_C)$ para el transistor bipolar HXTR-3675. Experimentalmente no se pueden obtener estas curvas directamente sino a partir de las curvas C-V para cada unión. Estas se obtienen utilizando un puente de medida LCR modelo HP-4284A cuya sensibilidad es de 0.01 fF. Las curvas C-V obtenidas para cada unión se muestran en las figuras^[82] 3.3 y 3.4.

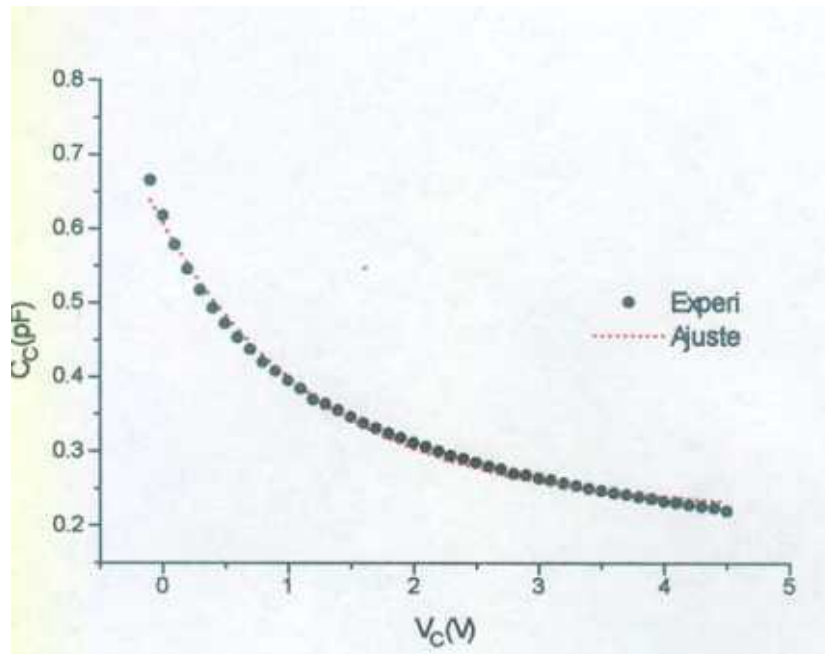


Fig. 3.3.

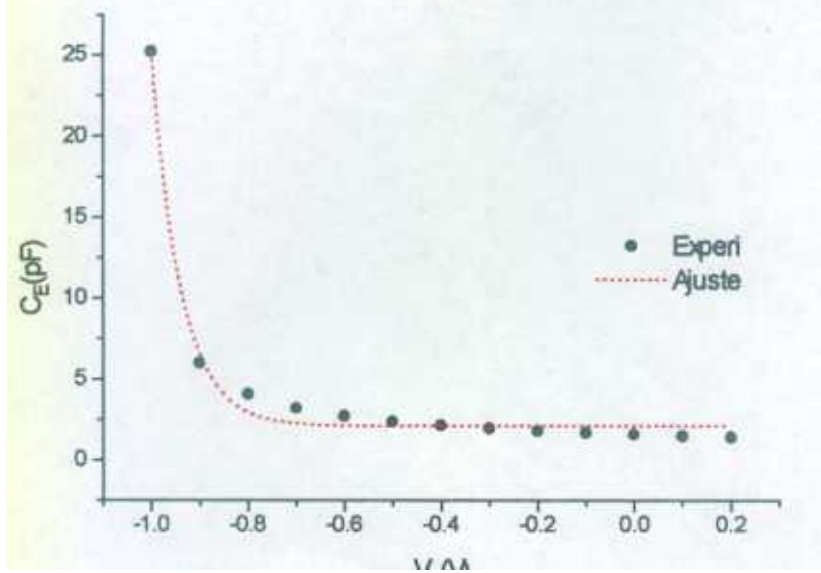


Fig. 3.4.

En estas gráficas se muestran los resultados medidos experimentalmente y los obtenidos mediante un ajuste teórico. El ajuste se realiza utilizando la expresión para las capacidades definida por el modelo de control de carga. Según esto, las capacidades pueden escribirse como:

$$C(V) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V}{\phi}\right)^n} \quad (3-14)$$

donde $\phi \equiv$ potencial de contacto, $n \equiv$ exponente y $C_0 \equiv$ Capacidad a polarización cero, son parámetros característicos de cada unión. A partir de los datos facilitados por el fabricante para el transistor empleado, se determinan las curvas teóricas que se muestran en las figuras 3.3 y 3.4. Los valores empleados son los siguientes:

Para la unión del colector:

$$C_0 = 0.62 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$n_c = 0.53$$

$$\phi_c = 0.76 \text{ V}$$

y para la unión del emisor:

$$C_0 = 1.58 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$n_E = 0.6$$

$$\phi_E = 1.01 \text{ V.}$$

Con estas medidas experimentales se determinan asimismo las curvas V-Q para cada unión. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 3.5 y 3.6.

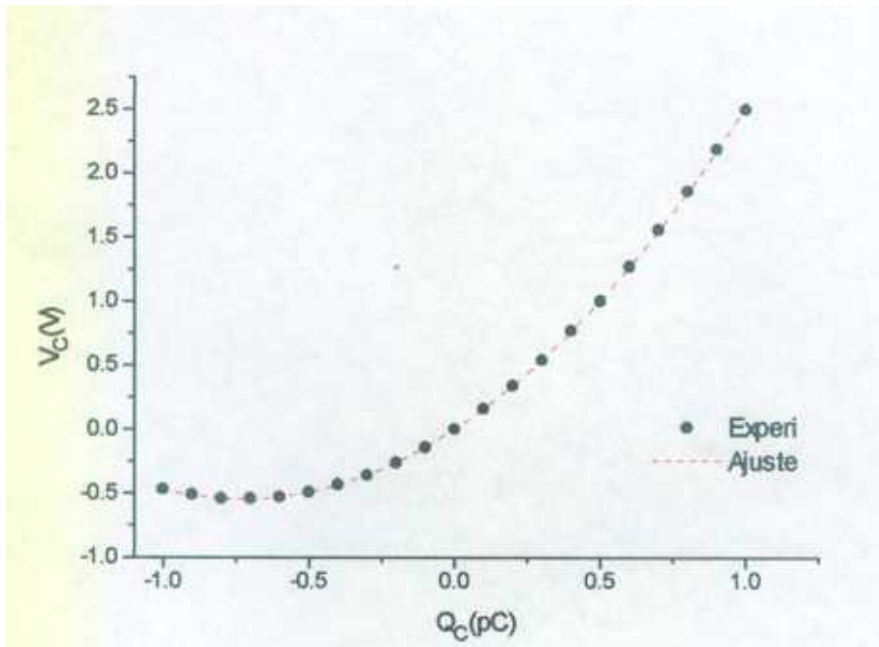


Fig. 3.5.

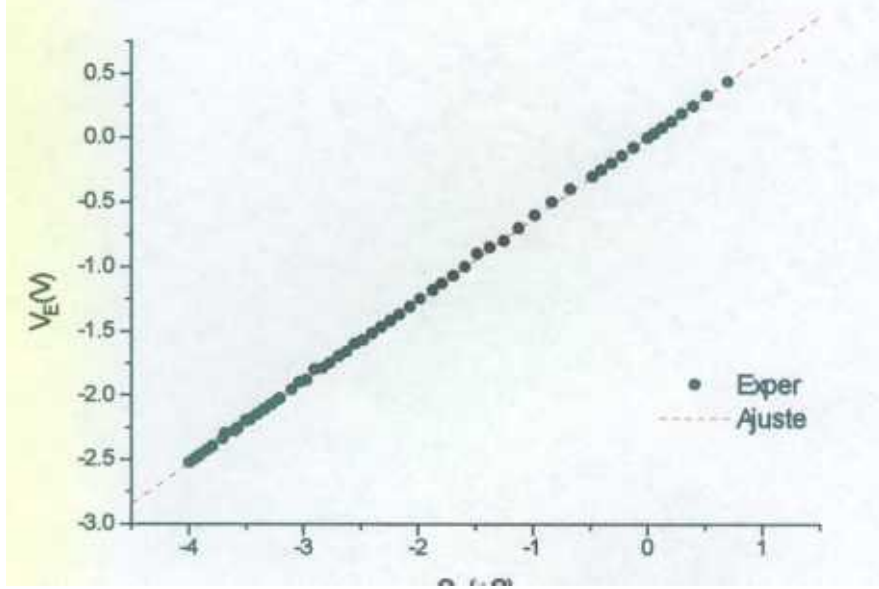


Fig. 3.6.

En estas gráficas, al igual que en el caso anterior, se muestran los resultados obtenidos experimentalmente y los teóricos. Los valores teóricos se obtienen a partir de la ecuación (14) del modelo de control de carga, despejando el potencial en función de la carga. De esta forma se obtiene:

$$V = \phi \left[\left\{ 1 + \frac{(1-n)Q}{C_0\phi} \right\}^{1/n} - 1 \right] \quad (3-15)$$

particularizada para cada unión según los valores obtenidos anteriormente.

Como se observa en las figuras 3.5 y 3.6, para el caso particular del transistor HXTR-3675, la unión del colector queda bien definida mediante una relación cuadrática entre V y Q, mientras que para la unión del emisor resulta más adecuado una aproximación lineal.

La tensión en la unión del colector se puede escribir como:

$$V_C = \alpha Q_C^2 + \beta Q_C \quad (3-16)$$

y la tensión en la unión del emisor como:

$$V_E = \frac{Q_E}{C_E} \quad (3-17)$$

donde los coeficientes α , β y C_E se determinan ajustando las curvas de las figuras 3.5 y 3.6 a una aproximación parabólica y lineal respectivamente. Los valores obtenidos son:

$$\alpha = 1.03 \cdot 10^{24} \text{ VC}^{-2} .$$

$$\beta = 1.5 \cdot 10^{12} \text{ VC}^{-1}.$$

$$C_E = 1.58 \cdot 10^{-12} \text{ F.}$$

Para obtener las expresiones de V_C y V_E en función de los parámetros desconocidos de las formas de onda impuestas a priori, se sustituye en las ecuaciones (16) y (17) las expresiones de Q_C y Q_E obtenidas por integración de (2) junto con (3) y (4) respectivamente^[82]. De esta forma se obtiene^[49,82]:

$$V_C(\varphi) = Q_{c_0}^2 + \frac{2\alpha Q_{c_0} I_{c_0}}{\omega} \varphi + \frac{2\alpha Q_{c_0} I_{c_1}}{\omega} \text{sen}(\varphi - \varphi_c) + \frac{\alpha I_{c_0}^2}{\omega^2} \varphi^2 + \frac{\alpha I_{c_1}^2}{\omega^2} \text{sen}^2(\varphi - \varphi_c) + \frac{2\alpha I_{c_0} I_{c_1}}{\omega^2} \varphi \text{sen}(\varphi - \varphi_c) \quad (3-18)$$

$$V_E(\varphi) = V_{BE_0} + \frac{Q_b}{C_E} \cos(\varphi - \varphi_b) + \frac{I_{c_0}}{\omega C_E} \varphi + \frac{I_{c_1}}{\omega C_E} \text{sen}(\varphi - \varphi_c) \quad (3-19)$$

La expresión de V_C se puede escribir de forma más simplificada como^[49,82]:

$$V_C(\varphi) = A_1 + A_2 \varphi + A_3 \text{sen}(\varphi - \varphi_c) + A_4 \varphi^2 + A_5 \text{sen}^2(\varphi - \varphi_c) + A_6 \varphi \text{sen}(\varphi - \varphi_c)$$

donde los coeficientes A_i son función de los parámetros desconocidos $\{I_{c0}, I_{c1}, Q_{c0}, \varphi_c\}$ y de los determinados con el ajuste teórico $\{\alpha, \beta\}$.

Las formas de onda completas para las contribuciones no-lineales V_E y V_C vienen dadas por:

$$V_E(\varphi) = \begin{cases} V_{BE_0} + \frac{Q_{b_1}}{C_E} \cos(\varphi - \varphi_b) + \frac{I_{c_0}}{\omega C_E} \varphi + \\ + \frac{I_{c_1}}{\omega C_E} \text{sen}(\varphi - \varphi_c) & 0 \leq \varphi \leq \varphi_a \\ V_{BE_0} & \varphi_a \leq \varphi \leq 2\pi \end{cases} \quad (3-20)$$

$$V_C(\varphi) = \begin{cases} V_C(\varphi) & 0 \leq \varphi \leq \varphi_a \\ V_{CT} + \phi_C \frac{\varphi_{ab} - \varphi}{\varphi_{ab} - \varphi_a} & \varphi_a \leq \varphi \leq \varphi_{ab} \\ 0 & \varphi_a \leq \varphi \leq 2\pi \end{cases} \quad (3-21)$$

donde $V_{CT} = V_C(\varphi = \varphi_a) \equiv$ tensión que limita el paso a la zona activa.

Las expresiones (20) y (21) permiten el cálculo de los coeficientes de Fourier obteniendo las siguientes expresiones para las componentes de valor medio y del primer armónico:

• V_E

$$V_{E_0} = 2V_{BE_0}$$

$$V_{E1,\cos} = \frac{Q_{b_1} \cos \varphi_b}{C_E} - \frac{I_{c_1} \text{sen} \varphi_c}{\omega C_E} \quad (3-22)$$

$$V_{E1,\text{sen}} = \frac{2I_{c_0}}{\omega C_E} + \frac{Q_{b_1} \text{sen} \varphi_b}{C_E} + \frac{I_{c_1} \cos \varphi_c}{\omega C_E}$$

- V_c

$$V_{c_0} = 2A_1 + \frac{2}{3}A_4\pi^2 + A_5 + 2A_6 \cos\varphi_c$$

$$V_{c1,\cos} = -A_3 \sin\varphi_c - 4A_4 - \frac{A_6}{2} \cos\varphi_c \quad (3-23)$$

$$V_{c1,\sin} = 2A_2 + A_3 \cos\varphi_c + \frac{A_6}{2} \sin\varphi_c$$

Una vez obtenidas las contribuciones lineales y no-lineales se calculan las expresiones de las tensiones en los terminales del transistor, V_b y V_t .

De acuerdo con la ecuación (6) se puede escribir:

- V_b

$$V_{b_0} = 2V_{BE_0} + R_E I_{c_0}$$

$$V_{b1,\cos} = Q_b \left[\frac{\cos\varphi_c}{C_E} - \omega^2 L_B \cos\varphi_b - \omega^2 L_E \cos\varphi_b + \omega \sin\varphi_b + \omega R_B \sin\varphi_b \right] + I_{c_1} \left[\frac{-\sin\varphi_c}{\omega C_E} + \omega \sin\varphi_c + R_E \cos\varphi_c \right] \quad (3-24)$$

$$V_{b1,\sin} = \frac{2I_{c_0}}{\omega C_E} + I_{c_1} \left[\frac{\cos\varphi_c}{\omega C_E} - \omega \cos\varphi_c + R_E \sin\varphi_c \right] + Q_b \left[\frac{\sin\varphi_b}{C_E} - \omega R_B \cos\varphi_b - \omega^2 L_B \sin\varphi_b - \omega^2 L_E \sin\varphi_b - R_E \omega \cos\varphi_b \right]$$

• V_t

$$V_{t_0} = 2V_{BE_0} + 2A_1 + \frac{2}{3}A_4\pi^2 + A_5 + 2A_6 \cos\varphi_c +$$

$$+ R_{C_0} \frac{I_{lim}^2}{2I_{C_1}} \left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}}\right)^2 - 1}} - \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}}\right)^2 + 1}} \right] - \frac{Q_{b_1}}{10^9 \tau_x I_{C_1}} + R_E I_{C_0}$$

$$V_{t_1, \text{sen}} = \frac{2I_{C_0}}{\omega C_E} + \frac{Q_{b_1} \text{sen}\varphi_b}{C_E} + \frac{I_{C_1} \cos\varphi_c}{\omega C_E} + 2A_2 + A_3 \cos\varphi_c + \frac{A_6}{2} \text{sen}\varphi_c -$$

$$\omega^2 L_E Q_{b_1} \text{sen}\varphi_b - \omega I_{C_1} \cos\varphi_c + R_E I_{C_1} \text{sen}\varphi_c - R_E Q_{b_1} \omega \cos\varphi_b +$$

$$+ R_{C_0} \frac{I_{lim}^2}{I_{C_1}} \text{sen}\varphi_c \left[\frac{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}}\right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{C_1}}\right)^2 - 1}} + \frac{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}}\right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{C_1}}\right)^2 + 1}} - 2 \right] -$$

$$\omega L_c I_{C_1} \cos\varphi_c$$

(3-25)

$$\begin{aligned}
V_{i,\cos} = & \frac{Q_{b_1} \cos \varphi_b}{C_E} - \frac{I_{c_1} \sin \varphi_c}{\omega C_E} - A_3 \sin \varphi_c - 4A_4 - \frac{A_6}{2} \cos \varphi_c - \omega^2 L_E Q_{b_1} \cos \varphi_b + \\
& + \omega I_{c_1} \sin \varphi_c + Q_{b_1} \omega \sin \varphi_b + R_E I_{c_1} \cos \varphi_c + \\
& + R_{C_0} \frac{I_{lim}^2}{I_{c_1}} \cos \varphi_c \left[\frac{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{c_1}} \right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} - I_{C_0}}{I_{c_1}} \right)^2 - 1}} + \frac{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{c_1}} \right)}{\sqrt{\left(\frac{I_{lim} + I_{C_0}}{I_{c_1}} \right)^2 + 1}} - 2 \right] - \\
& 2 \left[-Q_{b_1} I_{C_0} + (Q_{b_0} + Q_{C_0} - Q_{e_0}) I_{c_1} \right] \operatorname{Arctan} \left[\frac{2(I_{c_1} - I_{C_0}) \tan\left(\frac{\varphi_c}{2}\right)}{\sqrt{I_{C_0}^2 - I_{c_1}^2}} \right] + \\
& \frac{\phantom{2 \left[-Q_{b_1} I_{C_0} + (Q_{b_0} + Q_{C_0} - Q_{e_0}) I_{c_1} \right] \operatorname{Arctan} \left[\frac{2(I_{c_1} - I_{C_0}) \tan\left(\frac{\varphi_c}{2}\right)}{\sqrt{I_{C_0}^2 - I_{c_1}^2}} \right]}}{4\pi\tau_x I_{c_1} \sqrt{I_{C_0}^2 - I_{c_1}^2}} + \\
& + \omega L_C I_{c_1} \sin \varphi_c
\end{aligned}$$

Conocidas las expresiones de las tensiones en los terminales del transistor para las formas de onda impuestas a priori de las corrientes se pueden calcular las funciones descriptivas.

3.3. Caracterización del Amplificador. Resolución del sistema de ecuaciones

El modelo cuasi-estático estudiado en la sección anterior, para el transistor HXTR-3675, es el que se emplea en la caracterización de un amplificador de RF a 2GHz. En el diseño se utilizan los parámetros S de pequeña señal del transistor que proporciona el fabricante^[83]. Con estos valores se emplea el programa MWAVE^[88] para calcular la síntesis de las redes de acoplo a la entrada y a la salida. El criterio de diseño elegido fue acoplo a la salida con

máxima ganancia y mínima figura de ruido. Los valores obtenidos para la razón de onda estacionaria a la entrada y las impedancias a la entrada y a la salida son:

$$V.S.W.R._{in} = 1.814$$

$$Z_{in} = 17.95 - 13.04j$$

$$Z_{out} = 34.4 + 68.4j$$

La síntesis de las redes obtenidas en parámetros discretos se muestra en la figura 3.7. En el colector y en la base se añaden los circuitos de polarización adecuados para fijar la operación en clase C.

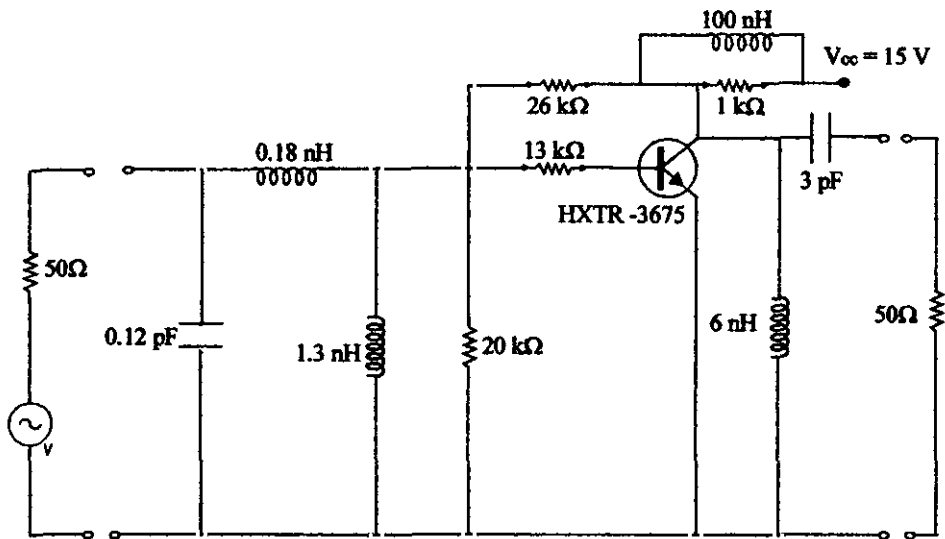


Fig. 3.7.

El análisis mediante las funciones descriptivas del amplificador diseñado se realiza utilizando el modelo cuasi-estático del transistor. Particularizando las expresiones de las

tensiones en los terminales del transistor para la configuración específica del amplificador se obtiene un conjunto de ecuaciones que describen el comportamiento del sistema para las formas de onda impuestas a priori. De esta forma el modelo del amplificador en su forma final se representa por un sistema de ecuaciones algebraicas de la forma^[49,82]:

$$S_i(x, P_{oper}, P_{trans}) = 0 \quad (3-26)$$

donde S_i representa cada uno de los subsistemas de ecuaciones en los que se divide el sistema inicial al aplicar las condiciones operacionales del transistor. Las variables de este sistema de ecuaciones se pueden agrupar en parámetros desconocidos “x” y parámetros operacionales “p”. Las variables x son los coeficientes en las formas de onda impuestas a priori^[49,82].

$x \equiv \{I_{c0}, I_{c1}, Q_{b0}, Q_{b1}, \varphi_a, \varphi_{ab}, \varphi_b, \varphi_c, \}$ parámetros desconocidos.

Los parámetros del sistema están determinados por el transistor empleado, su punto de operación y de polarización. Las tablas 3.2 y 3.3 muestran los valores de los distintos parámetros^[79,83], implícitos en el sistema de ecuaciones de (26), para el transistor HXTR-3675 y las condiciones de operación fijadas para el diagrama del amplificador de la figura 3.7.

Parámetros operacionales	Poper
ω	Frecuencia de trabajo
V_g	Tensión de la fuente
R_g	Parte real de la impedancia de fuente
X_g	Parte imaginaria de la impedancia de fuente

R_i	Parte real de la impedancia de carga
X_i	Parte imaginaria de la impedancia de carga
V_{cc}	Tensión de polarización para el colector (DC)

Tabla 3.2.

La elección de estos parámetros operacionales del transistor depende de la configuración, polarización y carga elegida para el amplificador.

Parámetros del transistor	ρ_{trans}	Valor
V_{BE0}	Tensión de sintonía del emisor	0.3 V
C_E	Capacidad del emisor	1.6 pF
C_0	Capacidad del colector a polarización cero	0.6 pF
ϕ_c	Potencial de contacto de la unión del colector	0.76 V
n	Constante del perfil de la unión del colector	0.5
BV_{CB0}	Tensión de avalancha en el colector	30 V
R_{C0}	Resistencia serie del colector para baja corriente	6 Ω
I_{lim}	Intensidad límite del colector en la región de scattering.	2 A
τ_f	Tiempo de tránsito en directa previo a la anchura de base	$1.8 \cdot 10^{-11}$ s
$\tau_{m\acute{a}x}$	Tiempo de tránsito en directa al completar la anchura de base	$2.65 \cdot 10^{-11}$ s

L_E	Inductancia de emisor	3 nH
L_B	Inductancia de base	2 nH
L_C	Inductancia de colector	3 nH
R_B	Resistencia de base	3 Ω

Tabla 3.3.

Estos parámetros característicos del transistor no dependen de las condiciones de operación y son propios del HXTR-3675.

En determinadas aplicaciones se requiere una caracterización más completa del amplificador siendo imprescindible incluir la dependencia con la temperatura de algunos parámetros característicos, esto supone añadir a la lista de los parámetros desconocidos una incógnita más, ΔT . De esta forma se plantea una ecuación que considere el equilibrio térmico del sistema obtenido a partir de la disipación de potencia total en el transistor. Los parámetros afectados al incluir la dependencia con la temperatura del modelo son: V_{BE0} , C_0 , ϕ_C , R_{C0} , I_{lim} .

Al imponer las condiciones operacionales al amplificador, implícitas en la elección de los parámetros p_{oper} , el sistema que lo representa se divide en tres subsistemas de ecuaciones. Se puede escribir^[49,82]:

$$S = \{ S_{funda}, S_{polar}, S_{carga} \} = 0 \quad (3-27)$$

donde S_{funda} representa el subsistema de ecuaciones relacionado con el transistor elegido y es común para todas las aplicaciones donde se utilice el HXTR-3675.

$S_{polarización}$ y S_{carga} son específicos para las condiciones de polarización y el punto de operación del transistor.

Tal y como se indicó en la figura 3.7 se ha elegido un circuito básico de polarización para simplificar el planteamiento del sistema de ecuaciones. A continuación se analiza cada subsistema por separado.

Subsistema S_{fundamental}

Incluye las ecuaciones teóricas del modelo de control de carga. Utilizando las ecuaciones (3) y (4) junto con la definición empleada para la carga y la tensión en el límite de la zona activa, φ_a , dados por^[49,82]:

$$Q_{CT} = Q_C(\varphi_a) \tag{3-28}$$

$$V_{CT} = \alpha Q_{CT}^2 + \beta Q_{CT}$$

se pueden escribir las ecuaciones correspondientes al equilibrio de carga en el terminal base, particularizadas para los instantes $\varphi = 0$ y $\varphi = \varphi_a$.

$$Q_{b_1} \cos \varphi_b + Q_{b_0} + Q_{C_0} - Q_{E_0} = 0 \tag{3-29}$$

$$Q_{b_1} \cos(\varphi_a - \varphi_b) + Q_{b_0} + Q_{CT} - Q_{E_0} = 0$$

A estas ecuaciones hay que añadir la ecuación que gobierna el comportamiento en activa del transistor que se obtiene aplicando la ley de los nodos al colector según el diagrama mostrado en la figura 3.2 del modelo equivalente. Considerando la expresión de $Q_B(\varphi)$ dada por (3) resulta:

$$\frac{dQ_c}{d\varphi} + 4.35Q_c = 2 \times 10^{-10} I_c(\varphi) - 4.35Q_b(\varphi) + 2.9 \times 10^{-12} \tag{3-30}$$

Para resolver esta ecuación diferencial es necesario imponer unas condiciones iniciales que expresen los límites de los distintos modos de operación del transistor, entre corte y activa pasando por la región de anchura de base. En este caso particular se considera como condición inicial:

$$Q_C(\varphi_a) = Q_{CT}$$

donde Q_{CT} viene definida por la ecuación (28). A la condición anterior se añade el requerimiento de la carga del colector para la región de anchura de base según la cual:

$$Q_C(\varphi_{ab}) = -2.68 \cdot 10^{-13}$$

El fichero empleado para la resolución de la ecuación diferencial empleando MATHEMATICA^[84,85,86] se muestra en el Apéndice II. La solución final en función de los parámetros desconocidos del sistema puede escribirse como:

$$\begin{aligned} & 0.98 \left[1.8 \cdot 10^{-11} I_{c_1} \cos(\varphi_{ab} - \varphi_c - 0.23) - Q_{b_1} \cos(\varphi_{ab} - \varphi_b - 0.23) \right] + \\ & + \left[Q_{CT} + 0.98 \left\{ Q_{b_1} \cos(\varphi_a - \varphi_b - \varphi_c) - 1.8 \cdot 10^{-11} I_{c_1} \cos(\varphi_{ab} - \varphi_c - 0.23) \right\} \right] x \\ & x e^{4.35(\varphi_a - \varphi_{ab})} + (1.8 \cdot 10^{-11} I_{c_0} - Q_{b_0} + 0.67 \cdot 10^{-12}) (1 - e^{4.35(\varphi_a - \varphi_{ab})}) + \\ & + 2.68 \cdot 10^{-13} = 0 \end{aligned} \tag{3-31}$$

Si se considera la dependencia con la temperatura, hay que añadir al subsistema $S_{fundamental}$ una nueva ecuación que corresponde al equilibrio térmico en función de la disipación de potencia total y donde aparece una nueva incógnita a considerar, el

incremento de temperatura. En este trabajo no se considera la influencia de la temperatura ya que el objetivo es el estudio de las funciones descriptivas como técnica de análisis de amplificadores de RF.

Subsistema $S_{polarización}$

$$S_{polarización} = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} V_{b_0} - V_{BB} = 0 \\ V_{t_0} - V_{CC} = 0 \end{cases}$$

(3-32)

Subsistema S_{carga}

$$S_{carga} = 0 \Leftrightarrow \vec{V}_i + Z_L \vec{I}_{c_1} = 0$$

Una de las hipótesis iniciales que se consideran para simplificar el cálculo numérico era la polarización del amplificador en clase C. Para establecer esta condición se requiere que el punto de operación del transistor sea el adecuado. Este punto se determina a partir de las características DC del transistor HXTR-3675, obtenidas con MWSPICE^[46]. En el Apéndice III se incluye el fichero BJT.CKT creado en la determinación analítica y gráfica de dichas características. Los resultados gráficos obtenidos se muestran en la figura 3.8.

Como se observa en la gráfica, el punto de operación del transistor se corresponde con la clase de polarización elegida con objeto de simplificar la resolución del sistema de ecuaciones no-lineales.

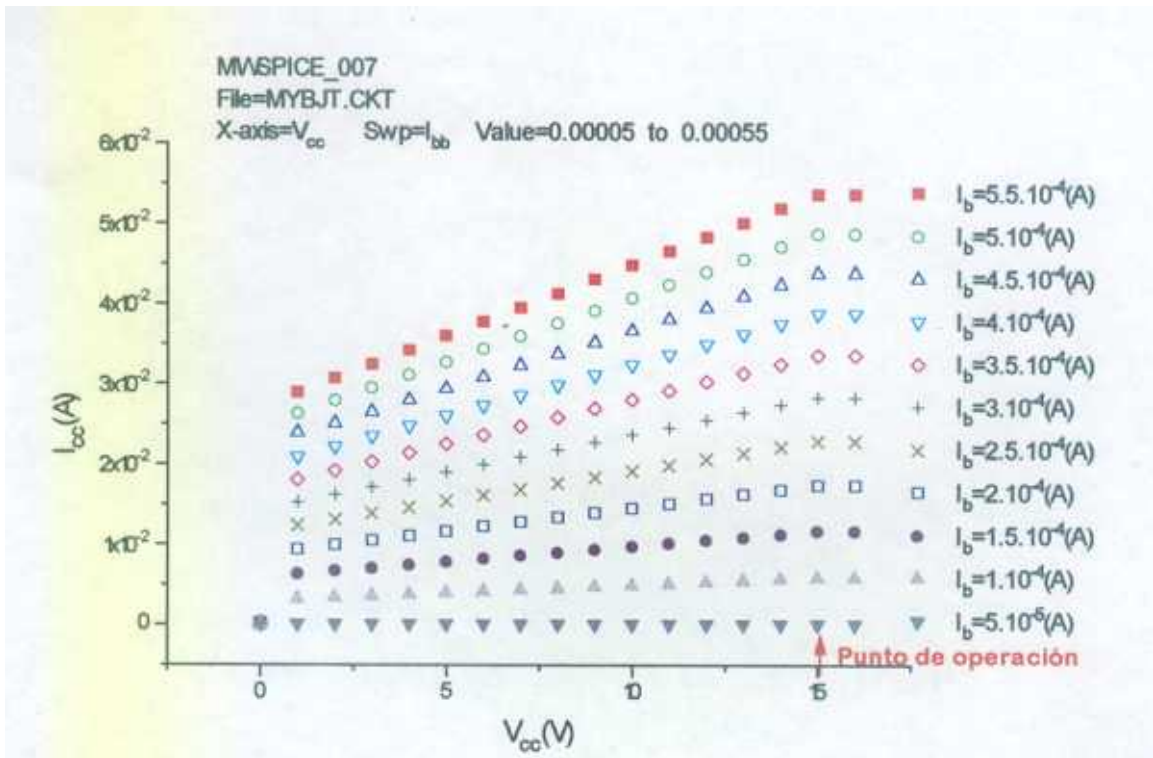


Fig. 3.8.

Como ya se comentó anteriormente en la figura 3.7, que muestra el diagrama del amplificador completo, se han incluido las redes que establecen las condiciones de polarización fijadas.

Además de las ecuaciones (29), (31) y (32), hay que considerar la relación existente entre los límites, φ_a y φ_{ab} , es decir, el tránsito de la zona de corte a la zona activa, estableciendo las condiciones de funcionamiento del transistor.

$$Q_c(\varphi_{ab}) = Q_{c_0} \quad (3-33)$$

De esta forma se completa el sistema de 8 ecuaciones con 8 incógnitas. El fichero empleado para la resolución de este sistema de ecuaciones empleando MATHEMATICA se incluye en el Apéndice IV. La solución de este sistema de ecuaciones no-lineales

proporciona los valores de los parámetros desconocidos impuestos en las formas de onda especificadas a priori.

Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 3.4.

Parámetro x	Valor
I_{C0}	0.68 A
I_{C1}	0.97 A
φ_c	0.15 rad
Q_{B0}	$8.05 \cdot 10^{-11}$ C
Q_{B1}	$1.15 \cdot 10^{-9}$ C
φ_b	2.5 rad
φ_a	2.1 rad
φ_{ab}	3.2 rad

Tabla 3.4.

La representación gráfica para las formas de onda de la corriente de colector, I_c , y de la carga en la base, Q_b , se muestran en las figuras 3.9 y 3.10.

Aunque normalmente la corriente de colector y la carga en la base se representan en función del tiempo, cuando se desea comprobar las transiciones entre los distintos modos de operación del transistor en cada ciclo, como suele interesar para la tensión del colector tal y como se muestra en la figura 3.13, resulta más adecuada su representación en función de la variable de fase φ .

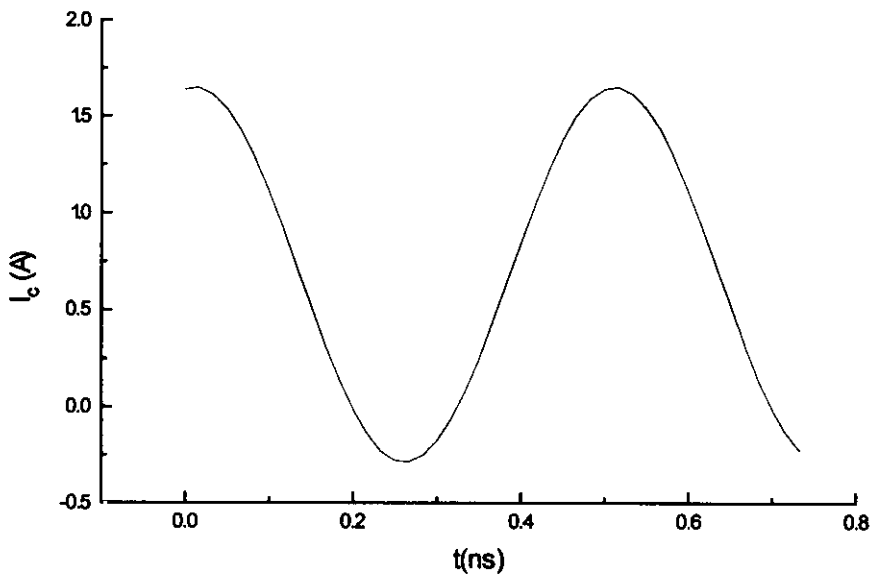


Fig. 3.9.

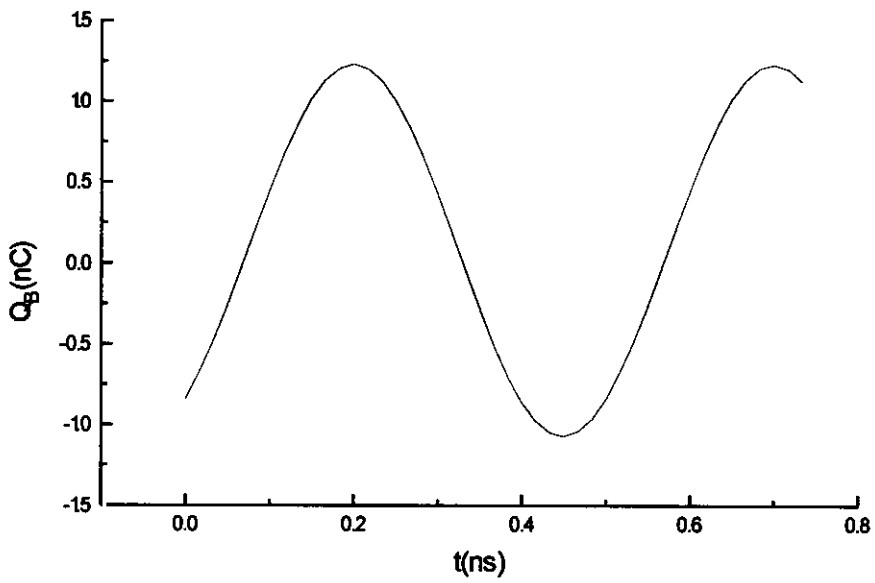


Fig. 3.10.

La forma de onda de la tensión V_c se calcula de forma análoga a la de las corrientes sustituyendo los valores de los parámetros de la tabla 3.4 en la forma de onda dada por la ecuación (23). Tal y como se comentó al calcular esta expresión, la principal contribución a la tensión se produce en el modo de anchura de base. Debido a que el tránsito del estado de corte a activa ocurre sin ningún estado activo intermedio se puede afirmar que la forma de onda de la tensión variará entre un valor máximo y otro mínimo de valor prácticamente nulo de forma muy pronunciada.

La figura 3.11 muestra la forma de onda de la tensión de colector V_c .

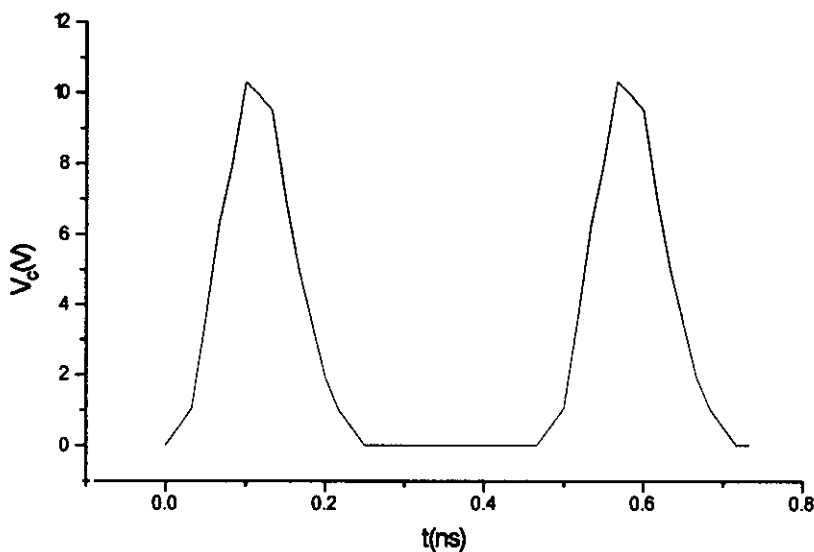


Fig. 3.11.

Otra gráfica importante que resume el comportamiento del amplificador es la tensión de salida V_{out} . Aunque no está directamente relacionada con los parámetros obtenidos en la resolución del sistema ni su forma de onda se ha especificado a priori, su cálculo es inmediato y su forma sinusoidal predecible. La gráfica obtenida se muestra en la figura 3.12.

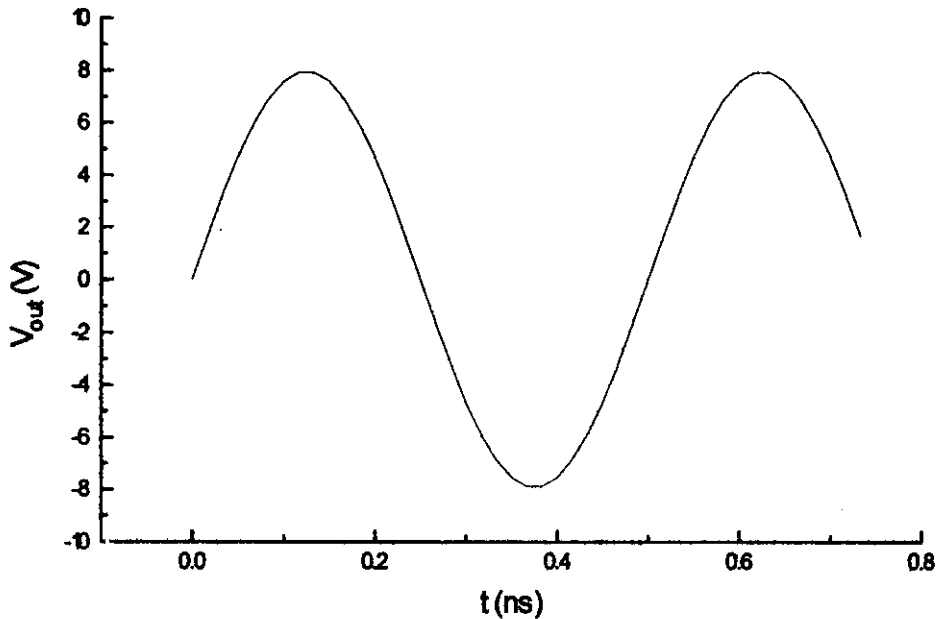


Fig. 3.12.

Los resultados gráficos obtenidos resumen el comportamiento del amplificador confirmando la validez de las hipótesis iniciales de diseño que se hicieron a priori con objeto de simplificar el cálculo numérico. Así, las figuras 3.9 y 3.10 presentan las formas sinusoidales de la corriente del colector y de la carga en la base, confirmando las hipótesis iniciales del modelo de control de carga.

Las figuras 3.11 y 3.12 muestran las formas de onda de las tensiones en el colector y a la salida respectivamente. La gráfica de la tensión del colector corrobora la operación del amplificador en clase C tal y como se estableció inicialmente para simplificar el cálculo numérico. En esta gráfica se observa claramente el tránsito de la zona de corte a activa, confirmando al mismo tiempo la ausencia de un periodo activo entre la zona de corte y la modulación por el efecto de anchura de base. En una representación con respecto a la variable fase ϕ , tal y como se muestra en la figura 3.13, se pueden identificar las transiciones

entre los distintos estados y confirmar que la contribución a la tensión V_c se lleva a cabo exclusivamente durante la anchura de base.

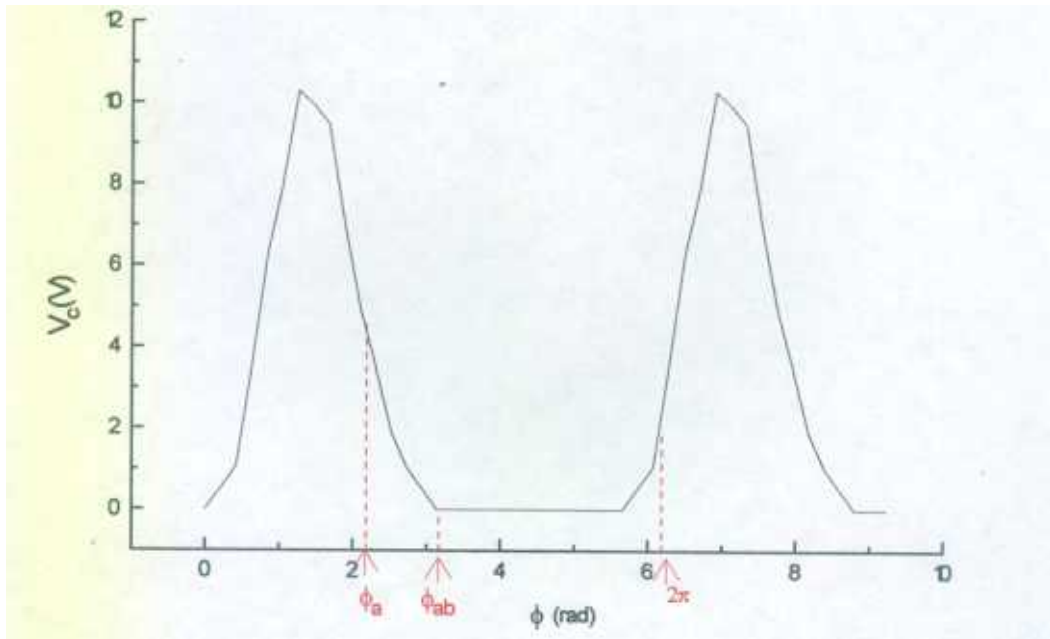


Fig. 3.13.

Por último la figura 3.12 pone de manifiesto la forma de onda sinusoidal para la tensión V_{out} .

A partir de los resultados obtenidos se pueden determinar de forma sencilla los parámetros característicos del amplificador como son: potencia de salida, ganancia, eficiencia o ancho de banda. Así, las figuras 3.14 y 3.15 muestran la variación de la potencia de salida y de la ganancia con la potencia de entrada.

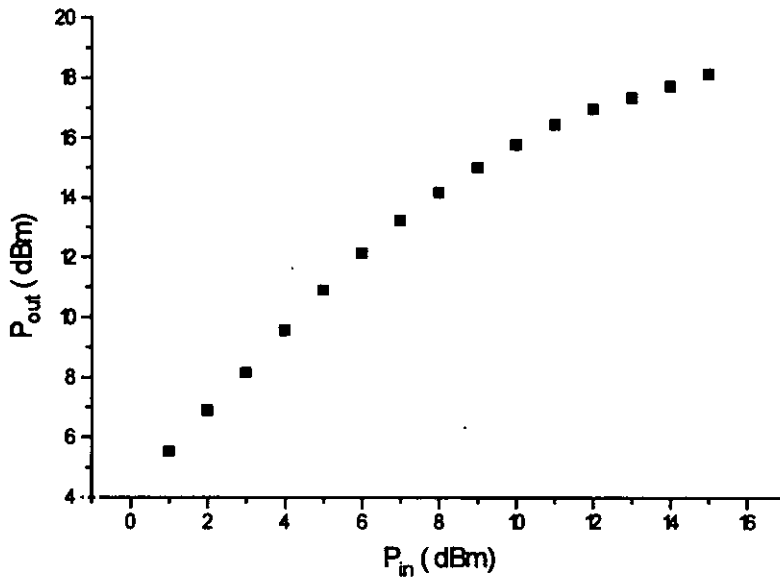


Fig. 3.14.

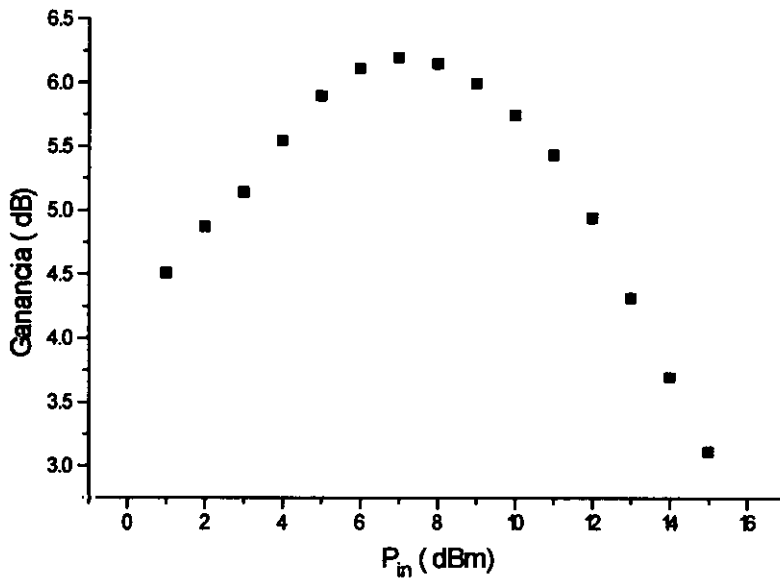


Fig. 3.15.

Como se observa en la gráfica de la figura 3.15, existe un valor máximo de ganancia para un valor de la potencia de entrada de 7 dBm. Esto permite la optimización del amplificador al variar las redes de acoplo de entrada y salida sin excesiva complejidad. Aunque en esta caracterización no se ha incluido una optimización, en el siguiente capítulo se realiza simultáneamente el análisis y una optimización del amplificador MESFET, empleando la técnica de las funciones descriptivas.

Para la frecuencia de operación de 2 GHz los valores obtenidos para los principales parámetros del amplificador son:

- Ganancia 6 dB
- Eficiencia 58 %
- Ancho de Banda 300 MHz

Las impedancias de entrada y salida se pueden calcular a partir de las funciones descriptivas obteniéndose como valores:

- Impedancia de entrada $18 - 12.9j \ (\Omega)$
- Impedancia de salida $33.98 + 67.99j \ (\Omega)$

que coinciden de forma excelente con los proporcionados por la síntesis de las redes en parámetros concentrados.

3.4. Simulación CAD del amplificador: balance armónico

Para verificar los resultados obtenidos por el método de las funciones descriptivas, se simula el comportamiento del amplificador mediante la técnica clásica de análisis por balance armónico empleando el programa LIBRA^[79]. El fichero creado para la resolución

analítica y gráfica, se muestra en el Apéndice V. Se ha utilizado el mismo modelo equivalente para el dispositivo activo, Fig 2, que el empleado para la técnica de las funciones descriptivas con algunas diferencias. Este análisis no considera los efectos de modulación de la resistencia de colector por el fenómeno de la anchura de base ni las hipótesis iniciales impuestas para facilitar el cálculo numérico. De esta forma, la comparación de los resultados obtenidos por ambos métodos confirma la capacidad de la técnica de las funciones descriptivas en el análisis de amplificadores en gran señal. La figura 3.16 muestra la variación de la ganancia en función de la frecuencia. Se obtuvo una ganancia máxima de 6.22 dB a la frecuencia de 2 GHz.

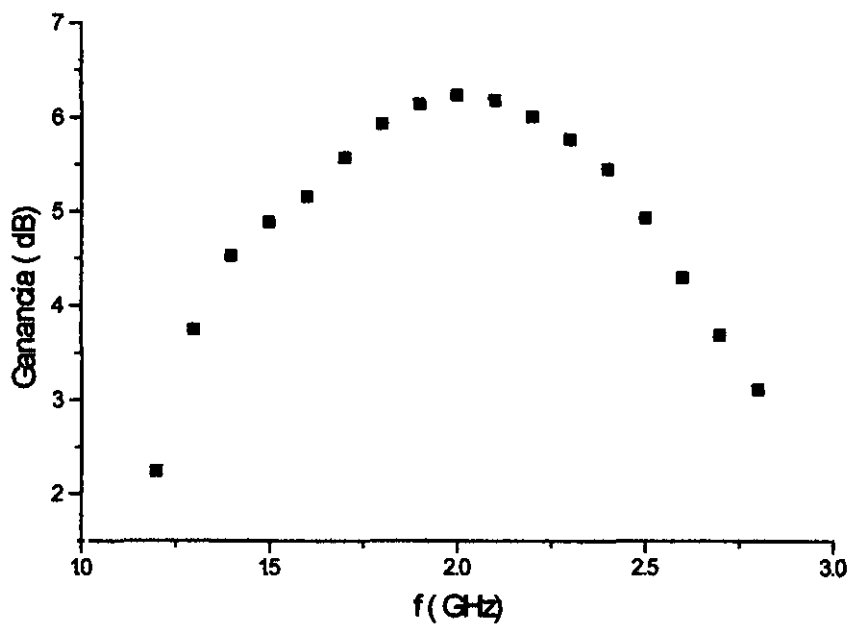


Fig. 3.16.

Los resultados de la figura 3.16 se han obtenido para un valor de la potencia de entrada igual a 7 dBm. Al igual que ocurría con la técnica de las funciones descriptivas, este diseño

se puede optimizar obteniendo para la frecuencia elegida un valor máximo de ganancia. Los valores obtenidos en la optimización se incluyen también en el fichero del Apéndice V.

3.5. Comparación de los resultados obtenidos

Dado que el programa LIBRA proporciona también las formas de onda de corrientes y tensiones a la entrada y la salida así como también en los terminales del transistor es posible realizar un estudio comparativo de estas formas de onda obtenidas con ambas técnicas tal y como se muestra en la figuras 3.17, 3.18 y 3.19. La excelente coincidencia que se observa en las gráficas es indicativa de la escasa influencia de los armónicos de orden superior y ponen de manifiesto la validez de las aproximaciones puramente sinusoidales de las corrientes.

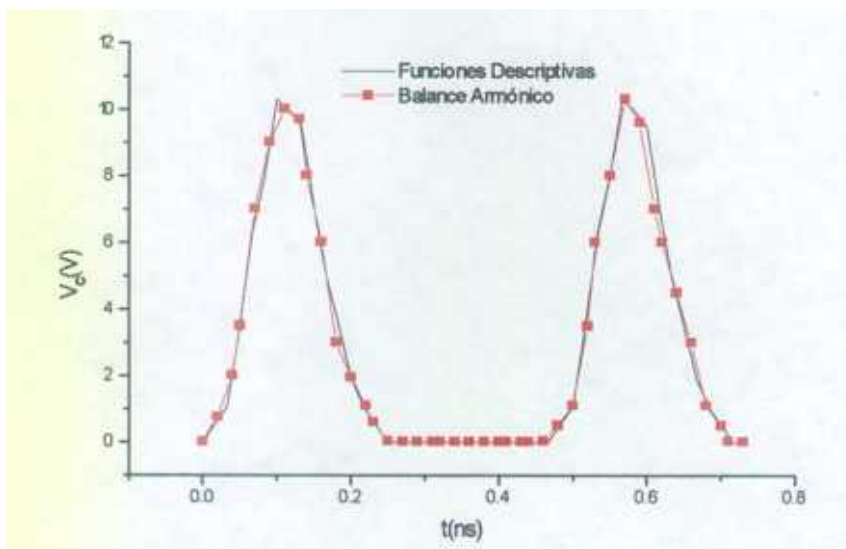


Fig. 3. 17.

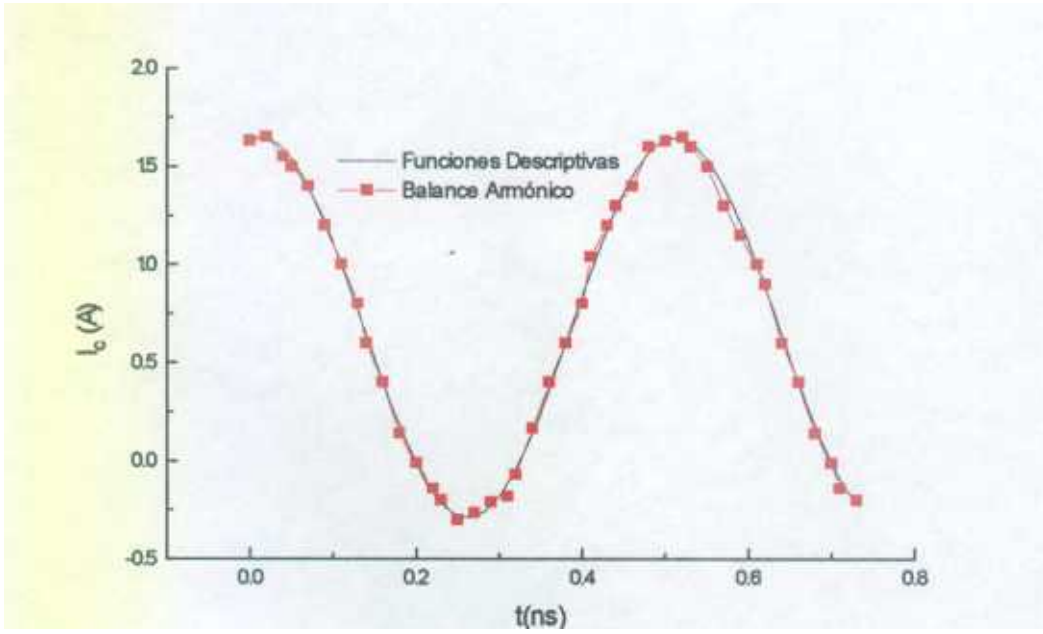


Fig. 3. 18.

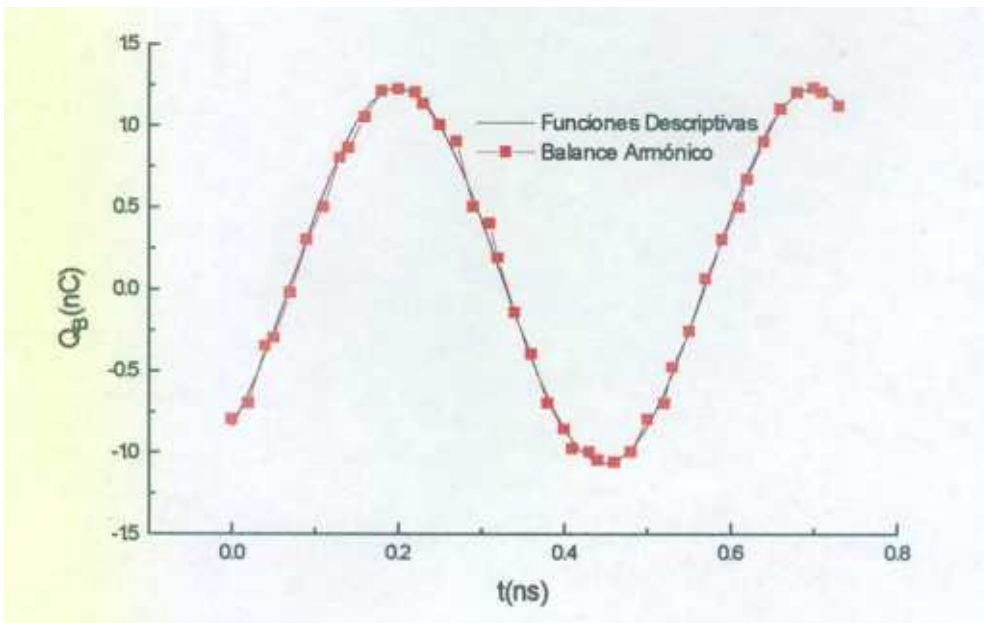


Fig. 3 19.

La figura 3.17 muestra que la principal contribución a la tensión de la unión del colector tiene lugar durante el periodo de corte, y el paso del estado de anchura de base al estado de corte se realiza sin la intervención de un periodo activo tal y como se había supuesto al principio del análisis.

Las formas de onda sinusoidales de la corriente de colector y de la carga en la base se confirman en las figuras 3.18 y 3.19.

La figura 3.20 representa las amplitudes relativas para las distintas componentes de la corriente confirmando el filtrado de los circuitos de entrada y salida.

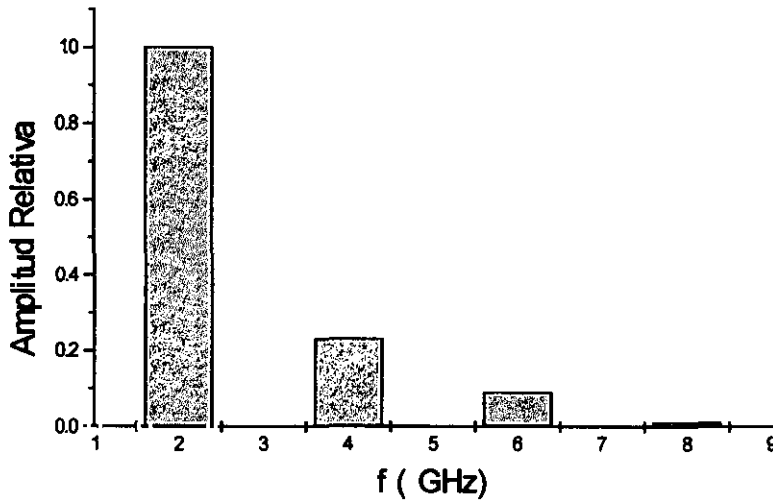


Fig. 3.20.

3.6. Diseño y realización del prototipo experimental. Resultados experimentales

En la Sección 3 se ha analizado el circuito del amplificador en parámetros concentrados que se muestra en la Figura 3.7. Aunque en el análisis teórico es muy útil esta

representación, para la realización experimental es necesario obtener su configuración en parámetros distribuidos.

La síntesis de circuitos en línea microstrip^[89,90] se basa fundamentalmente en el cálculo de expresiones lo más exactas posibles de la anchura de línea y de ϵ_{eff} , que a su vez permitan la programación de algoritmos rápidos para CAD y la posibilidad de incorporar fórmulas cuasi-TEM en cálculos dependientes de la frecuencia. Debido a la inexistencia de desarrollos teóricos de dichas características se utilizan métodos de diseño gráficos^[91]. El más empleado es el método de Presser^[84,89], muy útil siempre y cuando se pueda admitir un pequeño porcentaje de error; emplea la aproximación cuasi-estática (modo TEM) y es aplicable a frecuencias inferiores a 6 GHz. Las curvas de diseño obtenidas se dibujan en base a una impedancia característica Z_{01} del espacio libre.

Entre los distintos problemas que surgen en el análisis de circuitos microstrip se pueden destacar la existencia de pérdidas y las discontinuidades. Fundamentalmente se pueden considerar dos tipos de pérdidas: las producidas en el dieléctrico y las debidas a la resistividad superficial en la línea metálica conductora. El hecho de que los conductores no sean perfectos constituye la fuente dominante de pérdidas a frecuencias de microondas^[90]. Respecto a las discontinuidades, éstas introducen reactancias que hay que sumar o restar a los valores concentrados que se pretenden sintetizar. Cuanto mejor sea la modelización de la discontinuidad tanto más próximo será el funcionamiento del amplificador experimental al teórico.

Por último, hay que tener en cuenta el acoplo de impedancias en circuitos microstrip^[92]. Su significado es distinto al que se emplea normalmente en la teoría de circuitos y consiste simplemente en terminar la línea en su impedancia característica^[93].

El programa MWAVE^[88], desarrollado en parte durante la realización de este trabajo, permite realizar el diseño de un amplificador a partir de los parámetros de "scattering" del dispositivo activo. La selección de cargas a la entrada y salida dependen de la condición de diseño (mínima figura de ruido, acoplo a la entrada, acoplo a la salida, máxima ganancia

estable, etc). La síntesis de las cargas seleccionadas se realiza por configuraciones de redes microstrip de anchura fija, Z_c fija, o de Z_c variable, incluyendo las modificaciones necesarias para tener en cuenta las distintas discontinuidades. Para el prototipo experimental se seleccionaron las siguientes cargas^[82,84]:

F = 2 GHz.

<u>Input Load (Mod \ Arg)</u>	<u>Output Load (Mod \ Arg)</u>
0.5 \ -147	0.646 \ 63.813
<u>Input Impedance Z_{in} (Ω)</u>	<u>Output Impedance Z_{out} (Ω)</u>
17.954 - 13.038j	34.411 + 68.412j

Para la síntesis de Z_{in} y Z_{out} se selecciona una configuración de doble stub no balanceado en circuito abierto para la entrada y de doble stub no balanceado en corto circuito para la red de salida. La impedancia característica de la línea se fijó en 50Ω , resultando una anchura uniforme de línea activa para el sustrato elegido de 2.2898 mm.

Synthesis and Specifications

Input Load: 50Ω doble stub no balanceado en circuito abierto.

Output Load: 50Ω doble stub no balanceado en corto circuito.

Esta configuración resulta la más adecuada por las siguientes razones:

- Mejor ancho de banda.
- Facilidad para aplicar la polarización.
- Facilidad para fabricarlo ya que esta configuración proporciona líneas de anchura adecuada. Los valores de las anchuras y las longitudes para cada una de las líneas se muestran a continuación.

Input Load

Stub: $Z = 50.000 \Omega$
 $L = 11.764 \text{ mm}$
 $W = 2.2898 \text{ mm}$

Trans Line: $Z = 50.000 \Omega$
 $L = 9.048 \text{ mm}$
 $W = 2.2898 \text{ mm}$

Stub: $Z = 50.000 \Omega$
 $L = 6.5784 \text{ mm}$
 $W = 2.2898 \text{ mm}$

Output Load

Stub: $Z = 50.000 \Omega$
 $L = 14.8347 \text{ mm}$
 $W = 2.2898 \text{ mm}$

Trans Line: $Z = 50.000 \Omega$
 $L = 9.048 \text{ mm}$
 $W = 2.2898 \text{ mm}$

Stub: $Z = 50.000 \Omega$
 $L = 7.0997 \text{ mm}$
 $W = 2.2898$

Bias Line

$Z = 157.7872 \Omega$
 $L = 19.0448 \text{ mm}$
 $W = 0.2 \text{ mm}$

La síntesis gráfica del circuito en microstrip se muestra en la figura 3.21.

Display Layout.

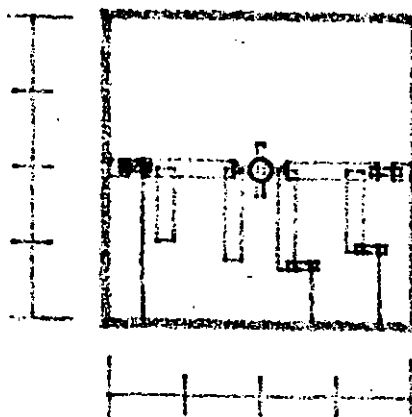


Fig. 3.21.

El diseño del circuito de polarización experimental que mejor se adapta a las condiciones de trabajo del amplificador se muestra en la figura 3.22.

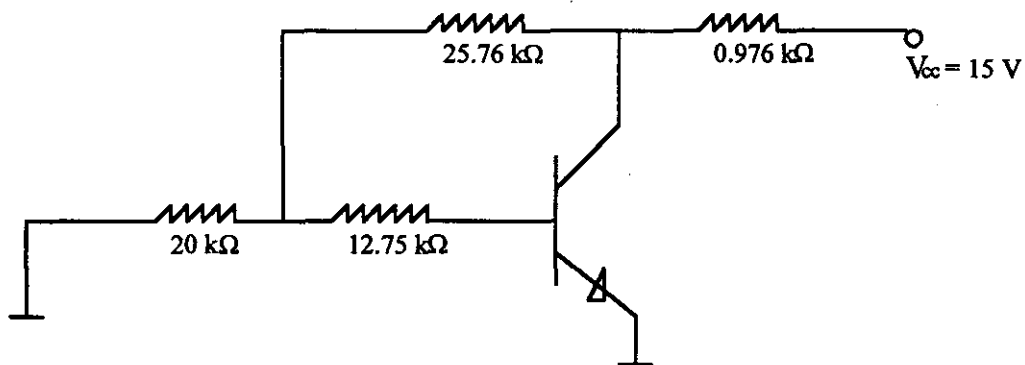


Fig. 3.22.

La realización práctica del circuito microstrip se ha realizado sobre un sustrato tipo RT/duroid 5870 de permitividad $\epsilon_r = 2.35$ fabricado por Rogers Corporation. Es un sustrato metalizado por ambas caras con un espesor de metalización de $35\mu\text{m}$.

Realización Experimental.

Una vez realizado el análisis y la síntesis del circuito en microstrip con el MWAVE se procede a su realización práctica. La figura 3.23 muestra la máscara en mylar correspondiente al circuito microstrip diseñado con MWAVE y un plotter.



Fig. 3.23.

La fabricación del circuito en el sustrato metalizado se realizó por ataque químico. Tras el proceso de pulido, la iluminación se realiza en la cara donde se ha depositado el fotoresist colocando la máscara de mylar. El sustrato se introduce en el líquido revelador, solución de xileno KPR de Kodak, procediendo a continuación al ataque químico. Para ello la lámina se sumerge en una solución de cloruro férrico. Durante el proceso de comido es necesario controlar las líneas más finas así como la cara posterior con objeto de evitar un comido rápido y excesivo.

El circuito sintetizado en microstrip se introduce en la caja previamente diseñada con el MWAVE de dimensiones 50x50x30 cm. En las fotografías de las figuras 3.24 y 3.25 se muestran la parte exterior e interior del amplificador respectivamente donde se observan los filtros supresores RFI de configuración en Π que se han utilizado para aplicar la polarización del transistor.



FIG. 3.24.

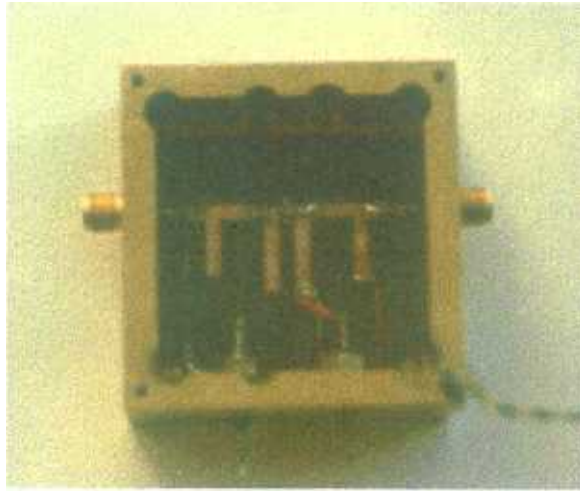


Fig. 3.25.

Para la caracterización experimental de los principales parámetros y visualización de las formas de onda del amplificador se realizó el montaje que se muestra en la figura 3.26.

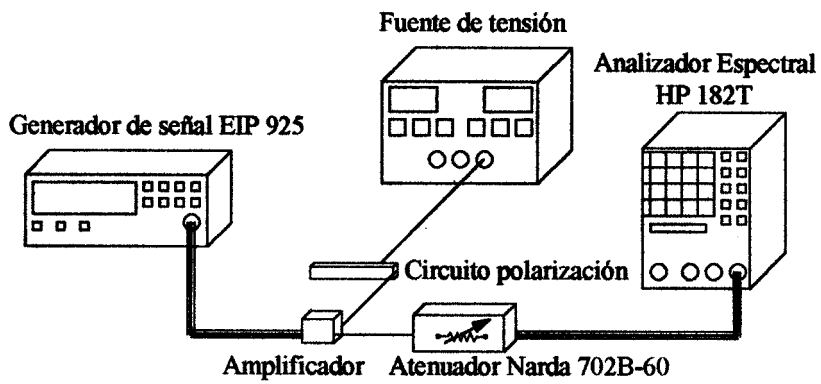


Fig. 3.26.

El punto de polarización se fijó en $V_{cc} = 15 \text{ V}$ y $V_{bb} = 0 \text{ V}$. En estas condiciones se garantiza la operación del amplificador en clase C como se puede comprobar de las características DC de la figura 3.8. Para un nivel de la señal de entrada de 7 dBm, se obtuvo una ganancia de 5.9 dB. La frecuencia de diseño coincide con la frecuencia de operación a la cual se obtiene la máxima ganancia, como puede observarse en la tabla 3.6 y en la gráfica de la figura 3.27.

Para un nivel de entrada fijo de 7dBm, los valores de la ganancia en función de la frecuencia se muestran en la tabla 3.6.

<i>Ganancia (dB)</i>	<i>Frecuencia (GHz)</i>
5	1.6
5.3	1.7
5.5	1.8
5.7	1.9
5.9	2
5.7	2.1
5.4	2.2
5	2.3

Tabla. 3.6.

El estudio comparativo de los valores experimentales con los obtenidos con la técnica de las funciones descriptivas se muestra en la figura 3.27.

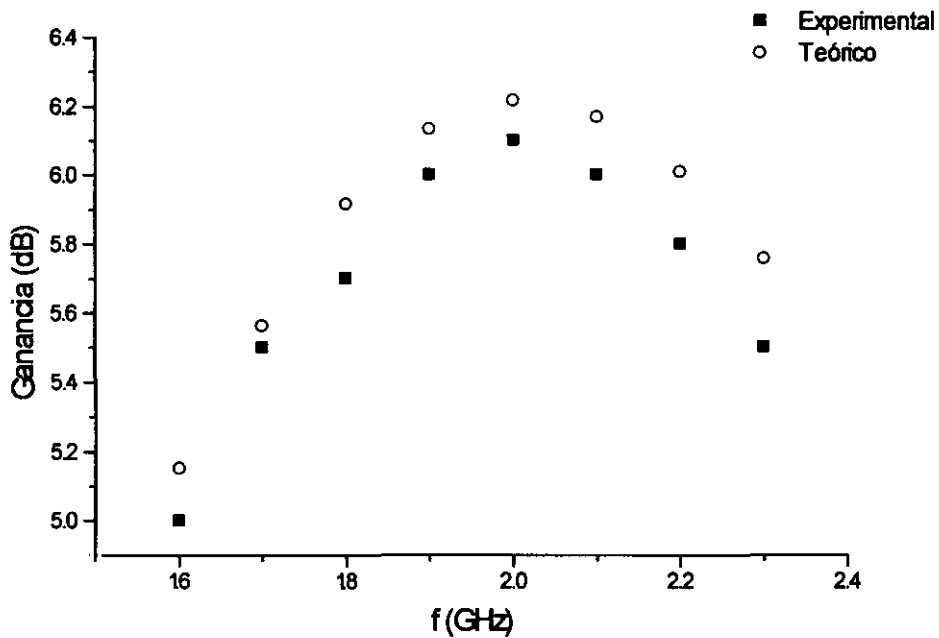


Fig. 3.27.

Se observa en la gráfica 3.27 una reducción del ancho de banda experimental con respecto al teórico. Esto es debido a la desviación de los datos experimentales con respecto a los teóricos para frecuencias superiores a la frecuencia de operación por la presencia de los condensadores de desacoplo.

El valor de la ganancia se puede mejorar si se optimizan las condiciones de polarización. El análisis teórico de las funciones descriptivas demuestra que se puede obtener una ganancia máxima de 8 dB para una condición de polarización de $V_{cc} = 18V$. Experimentalmente para estas condiciones de polarización se obtienen 7.5 dB.

CAPÍTULO IV
CARACTERIZACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE UN
AMPLIFICADOR MESFET DE MICROONDAS

IV. CARACTERIZACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE UN AMPLIFICADOR MESFET DE MICROONDAS.

4.1. Introducción

En este Capítulo se aplica la técnica de las funciones descriptivas a la caracterización de un amplificador MESFET, incluyendo en el análisis un proceso de optimización del diseño. El modelado del dispositivo activo se realiza con una simulación en gran señal que considera como punto de partida el modelo de pequeña señal.

En el Capítulo II ya se ha comentado la dificultad de conseguir un modelo que simule lo más exactamente posible el comportamiento en gran señal del dispositivo. En los últimos años, han aparecido numerosos métodos de análisis en gran señal basados en el análisis de pequeña señal con lo que se consigue mejor simulación y se facilita la realización de las medidas experimentales.

La elección de la topología adecuada junto con la determinación lo más exacta posible de los valores de los elementos del circuito equivalente, son factores decisivos para la obtención de los parámetros característicos deseados del amplificador. A diferencia del análisis clásico realizado hasta ahora, donde los elementos eran constantes, en este Capítulo se utiliza el modelo donde los elementos son funciones de las tensiones de polarización. En la simulación, desarrollada en la Sección 4.6, cada una de las expresiones de la dependencia con la polarización, contienen constantes que deben determinarse durante el proceso de análisis, simulando cada elemento por separado. Este cálculo no es inmediato y requiere un estudio comparativo entre los resultados experimentales y los simulados. En algunos casos, tras el cálculo de las constantes se llega a la conclusión de que su no-linealidad es tan débil que el hecho de no incluir su dependencia con la polarización en el modelo, no afecta significativamente a la exactitud de los resultados obtenidos.

4.2. Planteamiento del problema

La simulación del circuito equivalente en gran señal constituye el primer paso en la caracterización del amplificador MESFET presentado en este Capítulo. La mayoría de los modelos no-lineales disponibles para MESFET proporcionan resultados aceptables desde el punto de vista DC pero su rango de operación queda restringido a la región de saturación. Esto es debido al hecho de que los elementos del circuito equivalente son dependientes de la polarización y no pueden ser considerados como constantes^[21,22].

En este trabajo se emplea un modelo del dispositivo donde se incluye la dependencia con la polarización de algunos de los elementos. Este modelo se emplea en el diseño y análisis de un amplificador de potencia MESFET en el que se han optimizado las condiciones de polarización para máxima ganancia^[94].

La técnica de las funciones descriptivas, no utilizada hasta ahora en análisis de MESFET, se emplea para la caracterización del transistor de potencia RF. Con esta técnica es posible obtener las condiciones particulares de polarización para máxima ganancia. El punto de partida de este método requiere la especificación a priori de las formas de onda de las corrientes en los terminales del dispositivo. Debido a la complejidad del sistema de ecuaciones no-lineales que caracteriza el circuito, se consideran unas hipótesis iniciales sobre el comportamiento del amplificador que simplifican el cálculo numérico. Estas consideraciones iniciales empleadas se resumen en:

- *El amplificador se polariza en clase C.* Facilita la resolución del sistema de ecuaciones no-lineales.
- *Las formas de onda de las corrientes AC en los terminales del transistor se suponen sinusoidales.* Los resultados experimentales deben confirmar la escasa influencia de armónicos superiores permitiendo considerar exclusivamente el primer armónico con estas formas de onda.

El dispositivo activo empleado es el NEC 71083^[98]. Es un MESFET de AsGa con una figura de ruido baja y de gran ganancia en banda K. La tecnología empleada en su

fabricación es triple epitaxial con una anchura de puerta de 0.3 μm . La superficie del dispositivo se protege con SiO_2 y SiN_4 . Los valores de sus parámetros característicos se muestran en la tabla 4.1 y en las figuras 4.1.a, 4.1.b, 4.1.c y 4.1.d.

Corriente de drenador, I_{DSS} , a $V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = 0\text{V}$.	40 mA
Tensión de pinch-off, V_p , a $V_{ds} = 3\text{V}$, $I_{ds} = 0.1\text{ mA}$	-1.1 V
Transconductancia, g_m , a $V_{ds} = 3\text{V}$, $I_{ds} = 10\text{ mA}$	50 mS
Corriente puerta-fuente, I_{gs} , a $V_{gs} = -5\text{V}$	1 μA
Máxima tensión drenador-fuente, V_{ds} ,	5 V
Máxima tensión puerta-fuente, V_{gs} ,	-6 V
Máxima corriente de drenador, I_{ds} ,	120 mA
Máxima potencia de entrada RF	40 mW

Tabla 4.1.

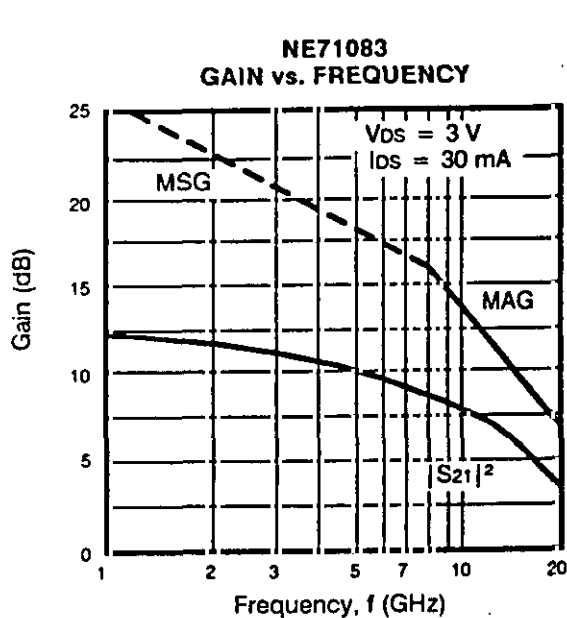


Fig. 4.1.a.

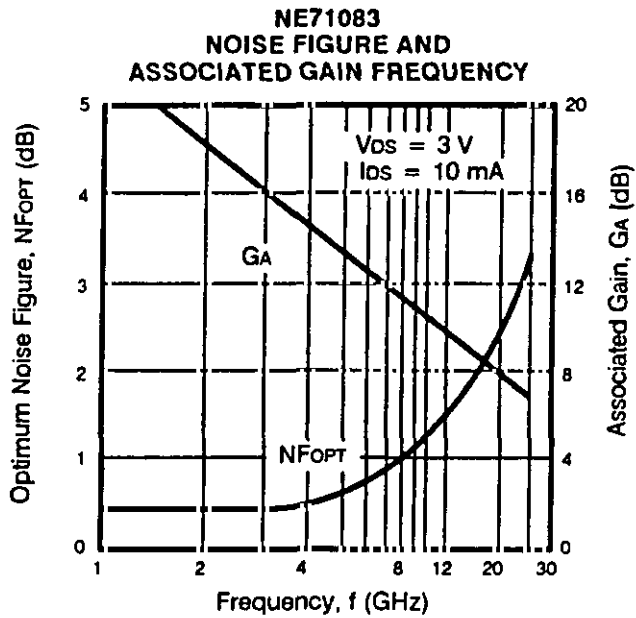


Fig. 4.1.b.

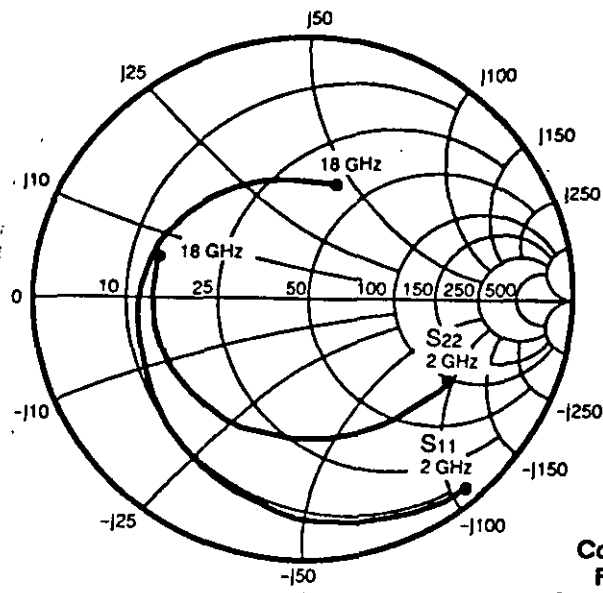


Fig. 4.1.c.

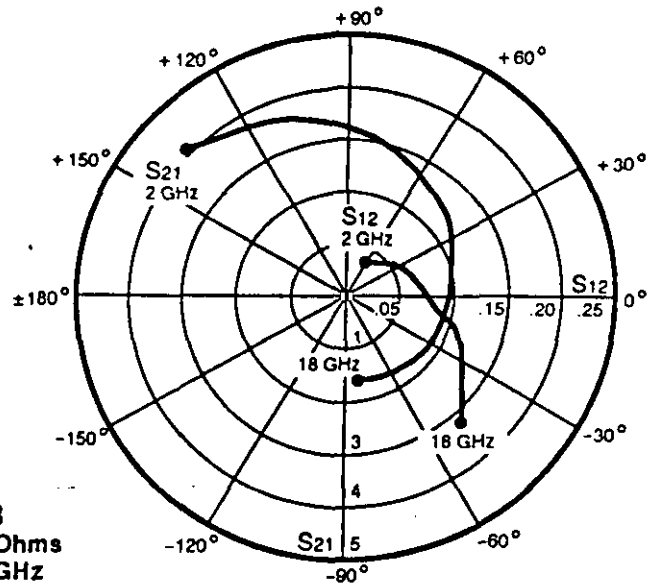


Fig. 4.1.d.

La topología del modelo para el MESFET NEC 71083 se muestra en la Figura 4.2. Se basa en el modelo de Curtice-Ettenberg^[75,78] donde se ha incluido la dependencia de la polarización V_{ds} y V_{gs} ^[21,60].

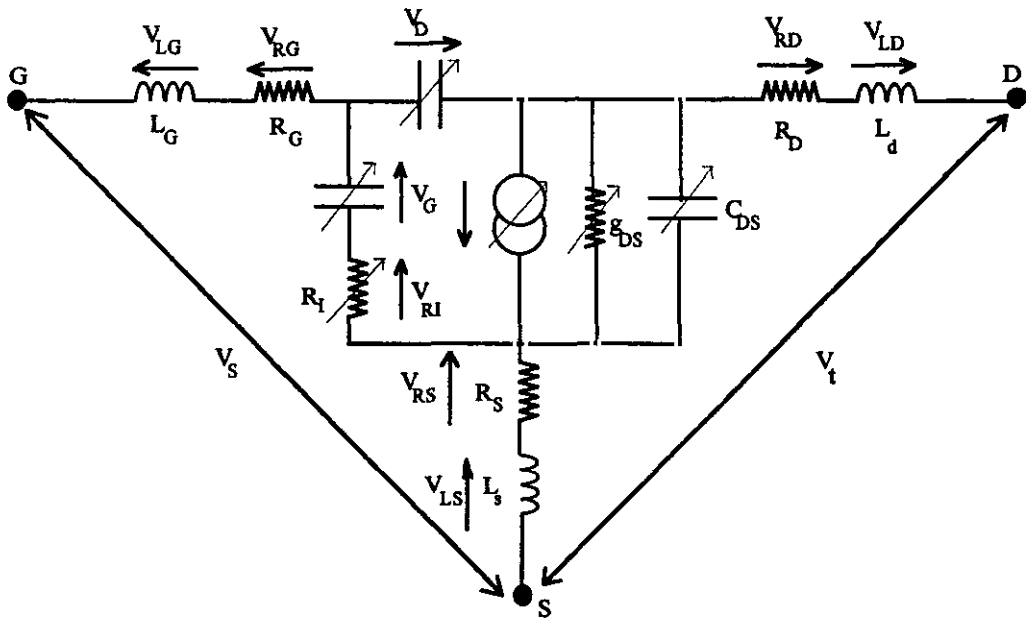


Fig. 4.2.

En principio se considera que sólo los elementos intrínsecos del modelo equivalente tienen una dependencia de la polarización^[94,95]. Varios trabajos recientes sobre amplificadores MESFET de potencia^[22,23,24,51,53] justifican la no consideración de la dependencia de la polarización de los elementos extrínsecos.

Para la caracterización del transistor por las funciones descriptivas se requieren las expresiones de las tensiones y corrientes en los terminales del transistor. Esto implica el conocimiento de las formas de onda a priori y el cálculo de los valores de los elementos del circuito equivalente especificando su dependencia con la polarización.

4.2.1. Medidas experimentales

Para la caracterización DC del dispositivo NEC 71083 se montó el sistema de medida automatizado que se muestra en la figura 4.3.

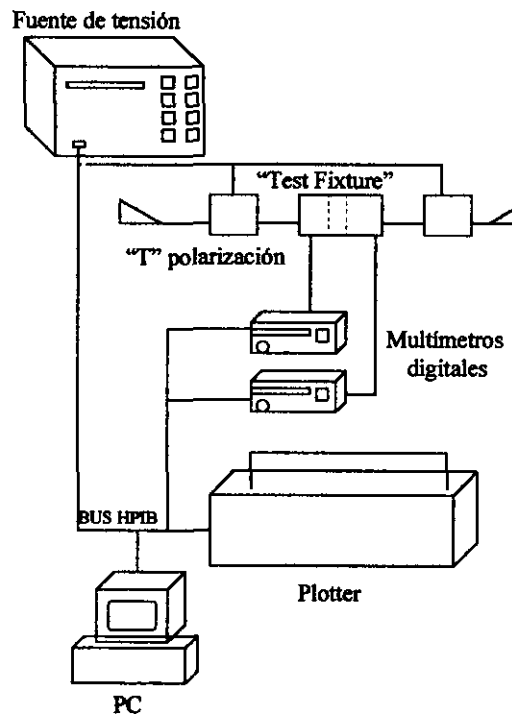


Fig. 4.3.

El dispositivo activo está montado en un “test fixture” tal y como se muestra en la figura 4.4. Este “test fixture” fue diseñado en el Centro Astronómico de Yebes donde se realizaron las medidas experimentales. Está formado por tres secciones independientes como se muestra en el dibujo de la figura 4.5 todas ellas fabricadas en aluminio. La sección central contiene al elemento activo pudiéndose modificar para los distintos tipos de encapsulado. Las secciones de entrada y salida están formadas por dos líneas microstrip de 50Ω sobre alúmina con una anchura de 0.25 mm. La conexión entre las tres secciones se realiza por “bonding” en la línea activa. El diseño realizado para el test fixture permite intercambiar distintas terminaciones en línea microstrip, lo que representa una gran ventaja para la calibración del mismo como se verá en la sección de las medidas experimentales. Una ampliación de la parte central del dispositivo se muestra en la figura 4.6.a.

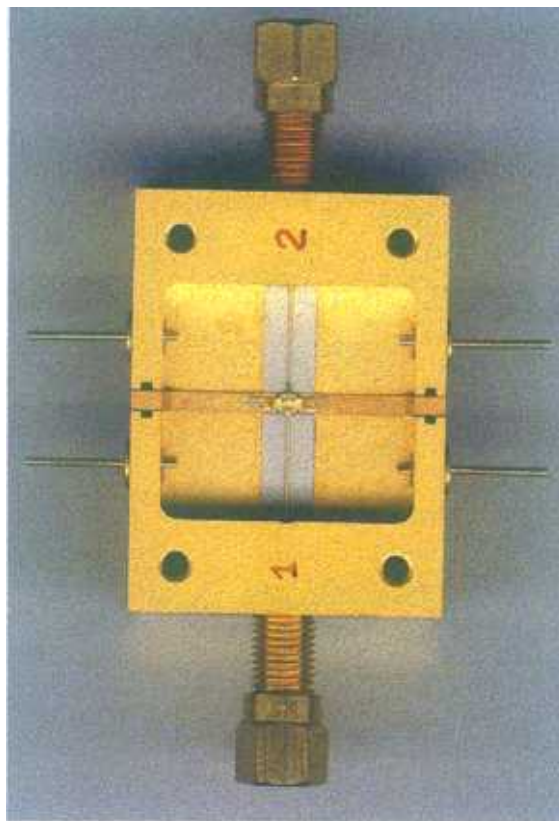


Fig. 4.4.

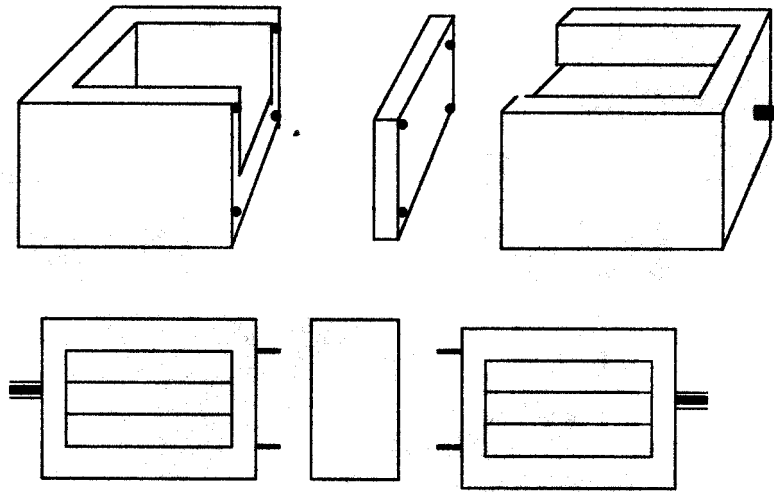


Fig. 4.5.



Fig. 4.6.a.

El "test fixture" se conecta a la fuente de alimentación por medio de dos "T" de polarización WILTRON K250. Las "T" de polarización actúan como diplexores que

conectan el transistor directamente a la fuente DC y a una carga adaptada (50Ω) para RF. De este modo se consigue presentar cargas adaptadas en las puertas de entrada y salida del transistor en un margen amplio de frecuencias, evitando de este modo las oscilaciones indeseables y que pueden modificar las medidas. Las "T" de polarización son necesarias sobre todo para medidas con el transistor en la región activa; se pueden suprimir en las medidas del diodo G-S o G-D y en la caracterización según el método de Fukui^[13,18] como se verá posteriormente en la sección 4.2.3.

El transistor se encuentra situado en la sección central del "test fixture" en posición invertida tal y como se muestra en las figuras 4.7, 4.8.a. y 4.8.b. Esta disposición tan particular es debido a la diferencia de anchura entre los terminales de contacto de drenador y puerta del transistor y las líneas microstrip de 50Ω . Mientras que la anchura de las líneas de las secciones de entrada y salida es de 0.25 mm , los contactos del drenador y de la puerta tienen 0.5 mm de ancho, como se muestra en la figura 4.6.b; para evitar esta diferencia en las transiciones, se cortan al ras los terminales del drenador y puerta. La unión se realiza con cinta de bonding de 0.25 mm de ancho, utilizándose para la sujeción un "epoxy" conductor.

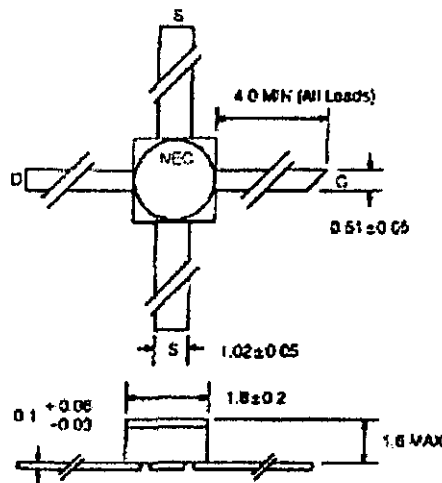


Fig. 4.6.b.

La posición invertida del transistor permite visualizar mejor las metalizaciones y unir exactamente las cintas de bonding en los terminales de puerta y drenador. La entrada y

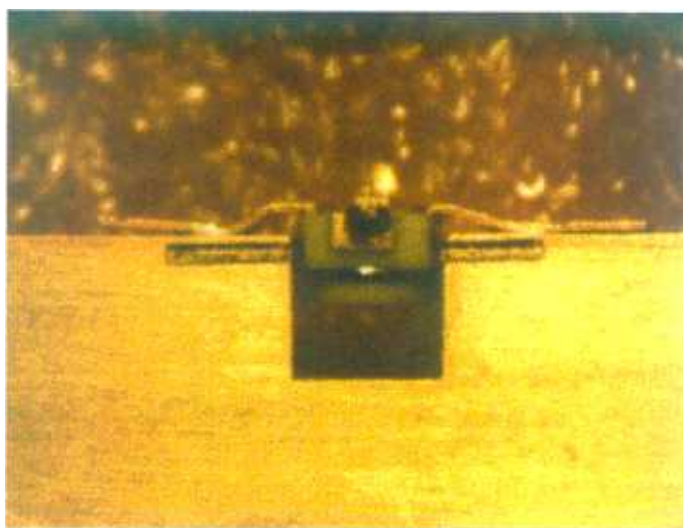


Fig. 4.7.

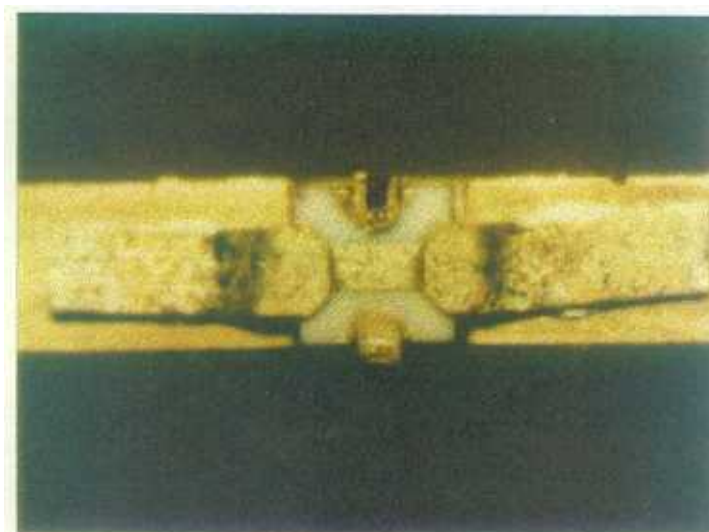


Fig. 4.8.a.

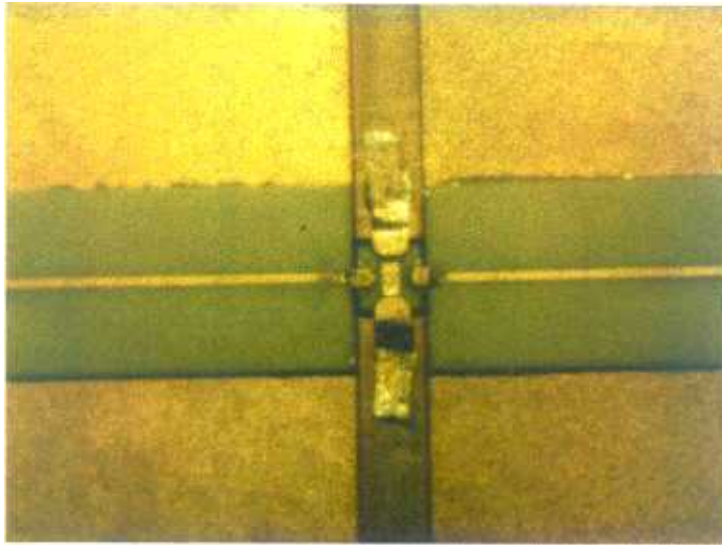


Fig. 4.8.b.

Las medidas DC para el NEC 71083 realizadas utilizando el sistema de la figura 4.3 se muestran en las figuras 4.9 y 4.10.

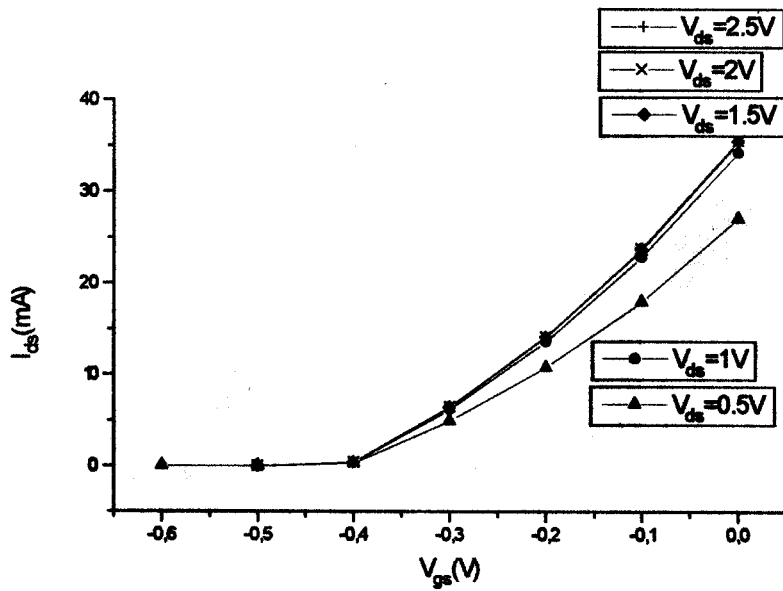


Fig. 4.9.

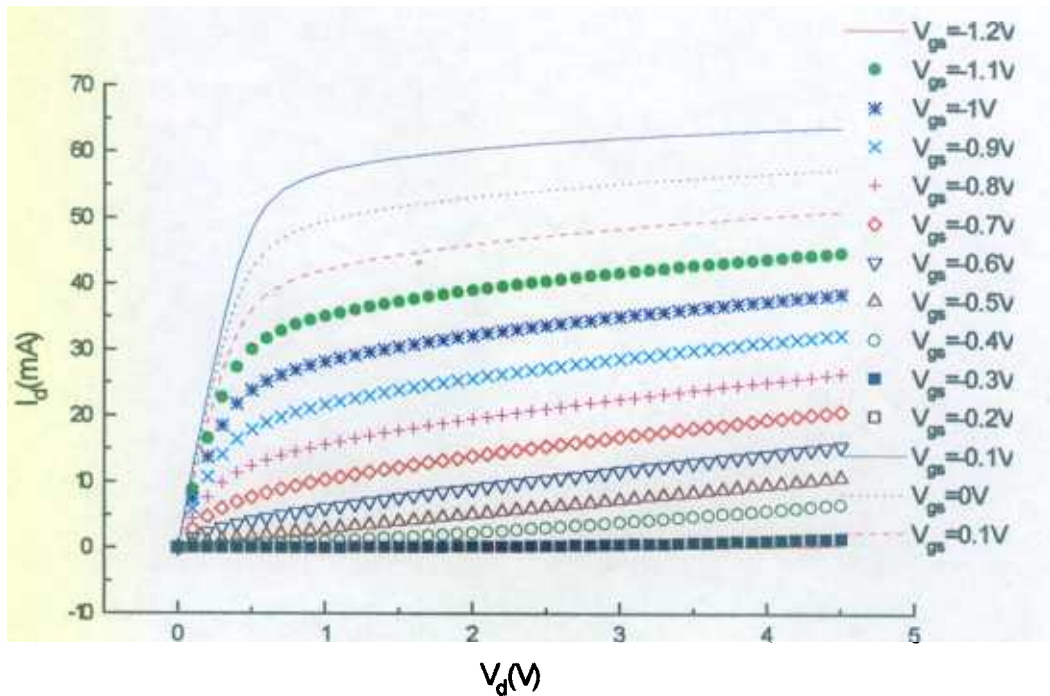


Fig. 4.10.

Las figuras 4.9 y 4.10 presentan la corriente drenador-fuente medida en función de las tensiones puerta-fuente y drenador-fuente respectivamente. A partir de estas características se pueden determinar, la conductancia de salida, la transconductancia y la resistencia de salida. Sin embargo, estos valores se determinan y analizan a partir de las medidas experimentales de los parámetros “S” como se verá en el apartado 4.2.4.

Otras características DC, imprescindibles para la determinación de los parámetros del circuito equivalente, son las medidas corriente-tensión polarizando la puerta Schottky en directa. Estas gráficas se han obteniendo empleando una fuente programable HP 6626A y el voltímetro HP 3478A. Para la medida automática se ha utilizado el programa DC- DIODE en HP- BASIC^[100]. Las distintas medidas y montajes experimentales realizados fueron:

Diodo Puerta - Fuente.

El esquema del montaje empleado se muestra en la figura 4.11.

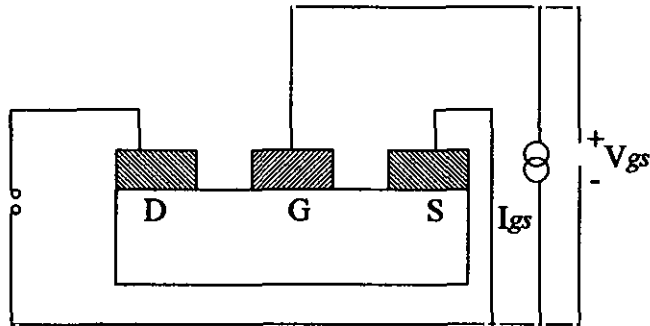


Fig. 4.11.

Tal y como se muestra en la figura, el terminal del drenador se queda libre mientras que entre los terminales correspondientes al diodo que se desea medir, en este caso puerta-fuente, es donde se mide la tensión.

La gráfica 4.12 presenta la corriente de puerta, I_{gs} , medida frente a la tensión de puerta positiva V_{gs} .

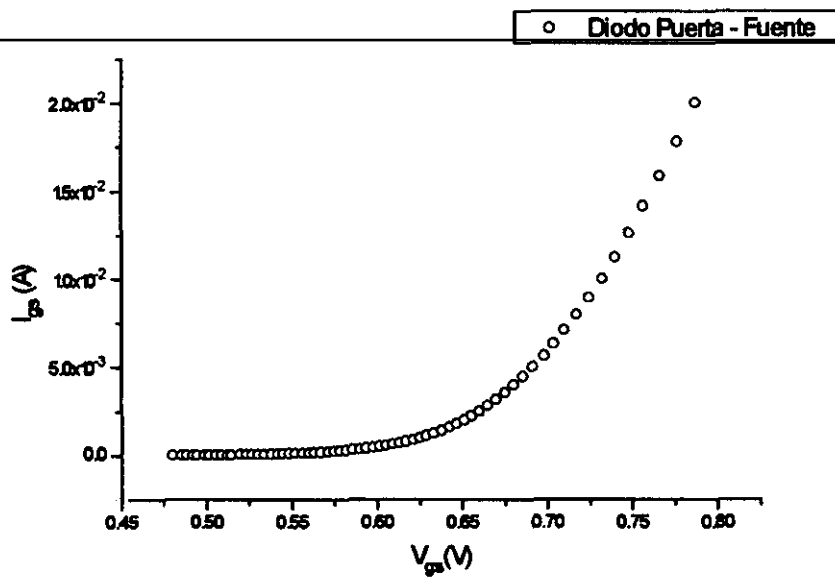


Fig. 4.12.

Con objeto de determinar la resistencia serie a partir de esta gráfica es más útil una representación semi-logarítmica^[13,18] tal y como se muestra en la figura 4.13.

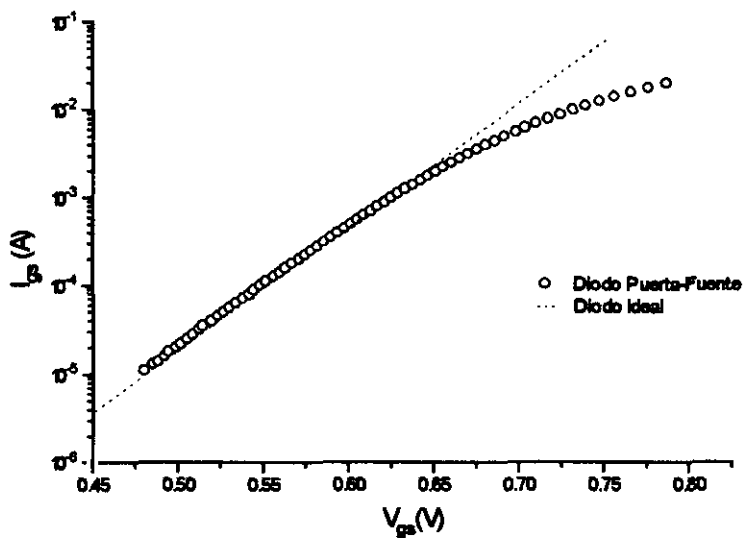


Fig. 4.13.

Para bajas tensiones, la puerta se comporta como un diodo ideal polarizado en directa escribiéndose la corriente de puerta como:

$$I_g = I_s \left[e^{\left(\frac{qV}{\eta KT} \right)} - 1 \right] \quad (4-1)$$

expresión que puede escribirse en términos del potencial en directa aplicado como:

$$V = \frac{\eta KT}{q} \ln \left[\frac{I_g}{I_s} + 1 \right] \quad (4-2)$$

donde I_s es la corriente de saturación en inversa, I_g es la corriente de puerta, V es el potencial en directa aplicado a un diodo ideal y η es el factor de idealidad. En el diodo ideal, la relación $I_g - V_g$ presenta una pendiente constante como se observa en la parte central de la gráfica de la figura 4.13 con respecto a la curva representada en línea de trazo discontinuo. Para valores altos de tensión, la caída de tensión en las resistencias parásitas predomina con respecto a la caída de tensión en el diodo y la curva se desvía del ajuste lineal. El potencial a través de la puerta, V_g , considerando cualquier resistencia parásita en serie, puede escribirse como:

$$V_g = V + I_g R_{serie} \quad (4-3)$$

donde R_{serie} es la resistencia total en serie con el diodo de la puerta. Esta diferencia con el comportamiento del diodo ideal se observa claramente en la gráfica de la figura 4.13 obtenida para el NEC 71083. Es precisamente esta desviación del comportamiento ideal lo

que permite el cálculo de las resistencias parásitas del dispositivo. La resistencia serie total se obtiene como:

$$R_{serie} = \frac{V_{g0} - V_{I0}}{I_{g0}} \quad (4-4)$$

donde V_{g0} es la tensión medida en la puerta, V_{I0} es la caída de tensión en el diodo de puerta ideal y la corriente I_{g0} se obtiene al extrapolar la región lineal de la gráfica de los datos medidos experimentalmente al valor previsto teóricamente tal y como se observa en la curva en trazo discontinuo de la figura 4.13.

Para esta configuración se obtiene una resistencia serie de valor $R_s = 3.2 \Omega$. De la figura 4.11 se deduce que esta resistencia es debida a la contribución de las resistencias parásitas de los terminales puerta y fuente junto con una fracción de la resistencia del canal. En esta sección se realiza el cálculo detallado de cada resistencia parásita así como de la resistencia del canal.

Diodo Puerta - Drenador.

La configuración empleada se muestra en la figura 4.14.

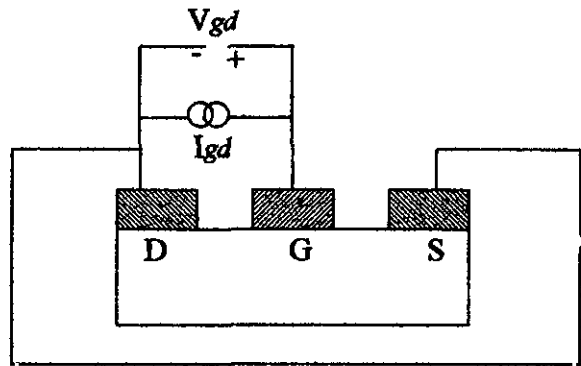


Fig. 4.14.

En este caso el terminal que queda libre es el terminal fuente y al igual que en el diodo puerta-fuente, se mide la tensión entre la puerta y el terminal que está conectado a tierra, en este caso el drenador.

La resistencia en serie medida con esta configuración corresponde a la suma de las resistencias parásitas de los terminales puerta y fuente junto con una fracción de la resistencia del canal. El procedimiento es idéntico al empleado para la configuración anterior obteniendo los resultados de la figura 4.15.

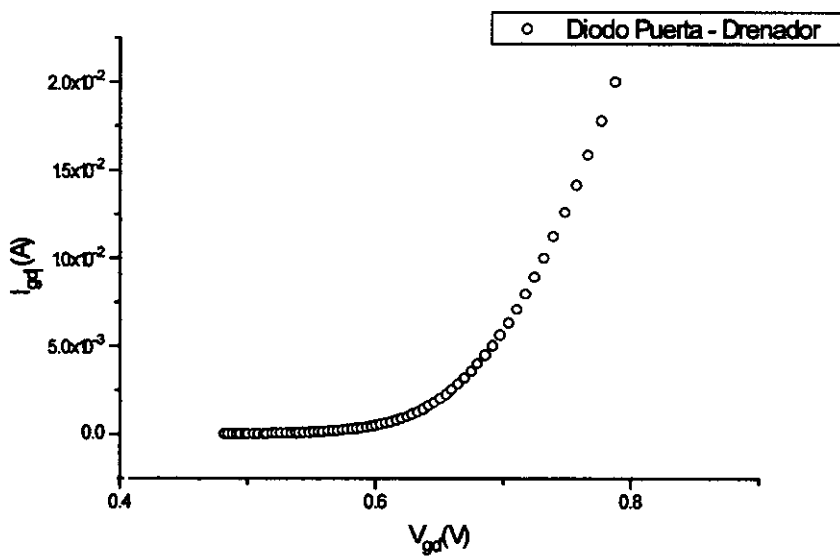


Fig. 4.15.

Para calcular la resistencia serie como la pendiente de la zona lineal se emplea la representación semi-logarítmica de la gráfica 4.15 que se muestra en la figura 4.16.

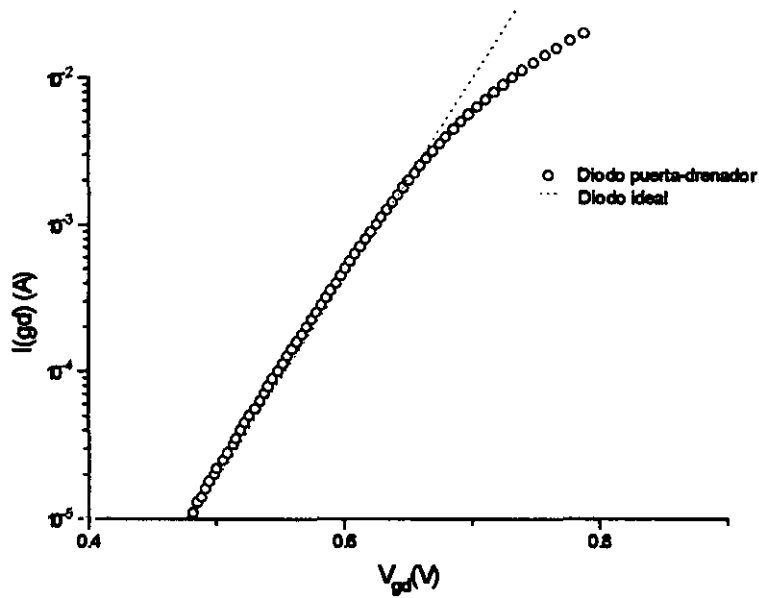


Fig. 4.16.

El valor de la resistencia serie obtenida para esta configuración es $R_s = 3.27 \Omega$.

Doble diodo Puerta - Drenador y Fuente.

Estas medidas se llevan a cabo uniendo a tierra ambos terminales de drenador y fuente. La configuración empleada se muestra en la figura 4.17.

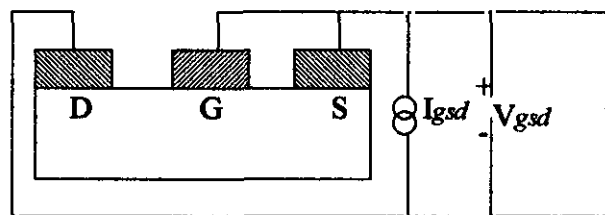


Fig. 4.17.

La resistencia serie obtenida de esta configuración corresponde a la resistencia equivalente de la resistencia parásita en el terminal puerta en serie con la asociación en paralelo de las resistencias en los terminales de drenador y fuente y de una fracción de la resistencia del canal. Los resultados gráficos obtenidos se presentan en la figura 4.18.

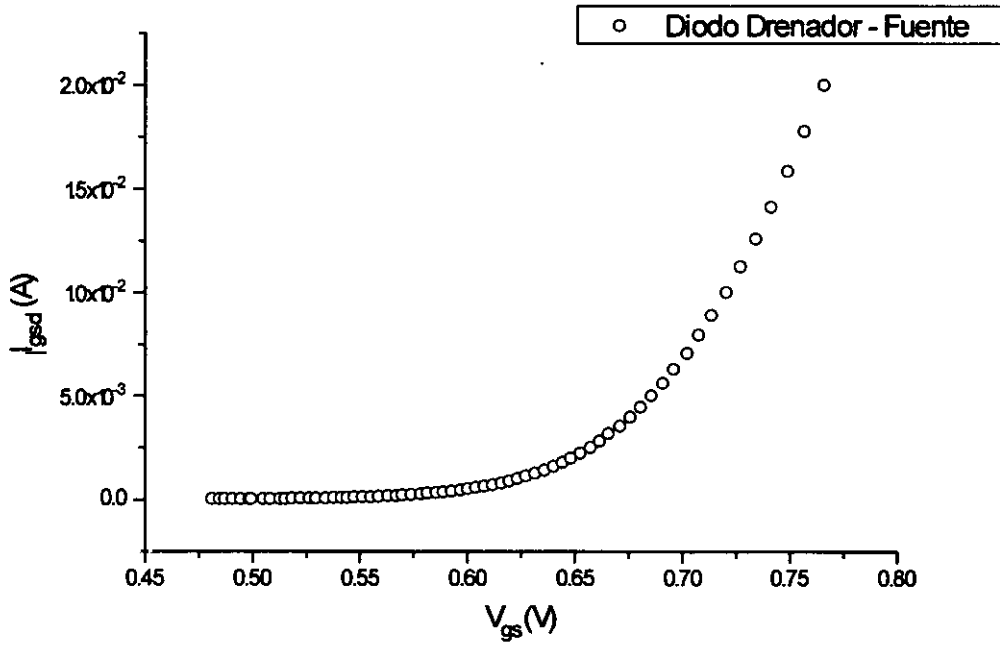


Fig. 4.18.

Al igual que en los casos anteriores, la resistencia serie se obtiene de la representación semi-logarítmica de la gráfica 4.18 presentada en la figura 4.19.

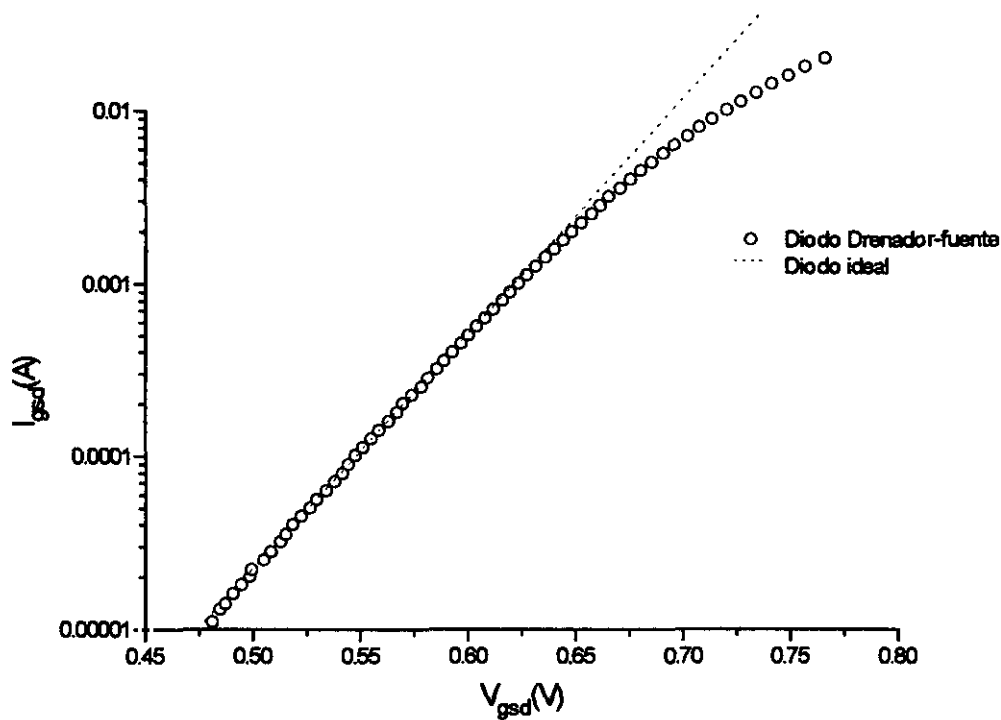


Fig. 4. 19.

La resistencia serie obtenida es: $R_s = 2.28 \Omega$.

Estas características experimentales constituyen el fundamento para la determinación de las resistencias parásitas del dispositivo. Más adelante se detalla el cálculo analítico de las resistencias parásitas a partir de estas características siguiendo el método de Fukui^[13,18]. Este método permite determinar los parámetros físicos característicos del MESFET de AsGa tales como: longitud de puerta efectiva, tensión de pinch-off y concentración de portadores a partir de las características DC del dispositivo. Asimismo, permite determinar las resistencias parásitas de los terminales: drenador, puerta y fuente y algunos parámetros intrínsecos del modelo equivalente del MESFET. Aunque las condiciones de polarización requeridas para las características DC no son las habituales de funcionamiento del

dispositivo, los resultados obtenidos para los parámetros característicos de amplificadores diseñados, confirman la validez del método de Fukui.

Para completar las características de DC medidas experimentalmente se añade una característica que muestra la variación de la resistencia drenador-fuente con la tensión V_{gs} . El montaje experimental realizado para obtener estas medidas es el que se muestra en la figura 4.20.

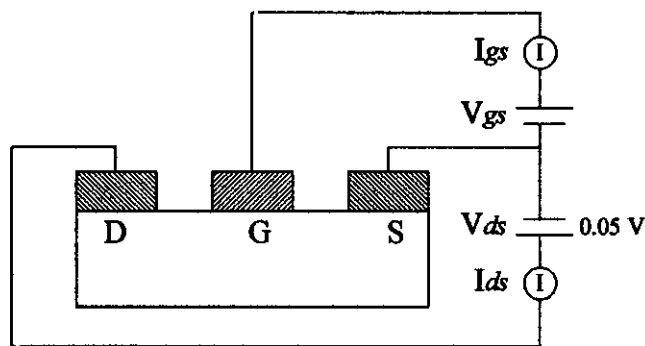


Fig. 4.20.

El valor elegido para V_{ds} es el menor valor posible para la tensión V_{ds} que permite una buena visualización de las curvas DC, permitiendo el cálculo de la resistencia. El proceso de medida es idéntico al de las características anteriores.

La figura 4.21 muestra la característica I-V para esta configuración. Esta característica se ha obtenido en polarización directa e inversa para una tensión $V_{ds} = 0.05V$. Mediante una extrapolación adecuada de esta curva al eje de abscisas se calcula la tensión de pinch-off externa o terminal, $V_p^{[18]}$.

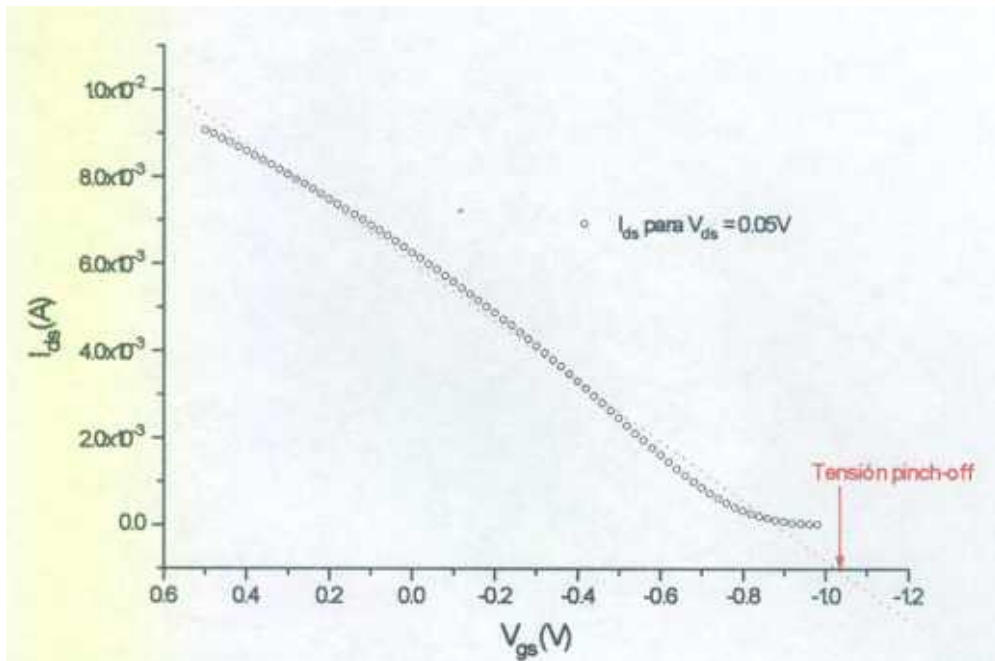


Fig. 4.21.

Si estos cálculos no se realizan exactamente, el siguiente paso en el proceso de extracción de los parámetros del circuito equivalente reflejará este error cometido. El valor obtenido con este método para el NEC 71083 de la figura 4.19 es de -1.045V. A partir de los pares de valores (I_{ds} , V_{gs}) se puede obtener la representación gráfica de la resistencia drenador-fuente como una función de la tensión de la puerta V_{gs} . La figura 4.22 muestra el resultado obtenido.

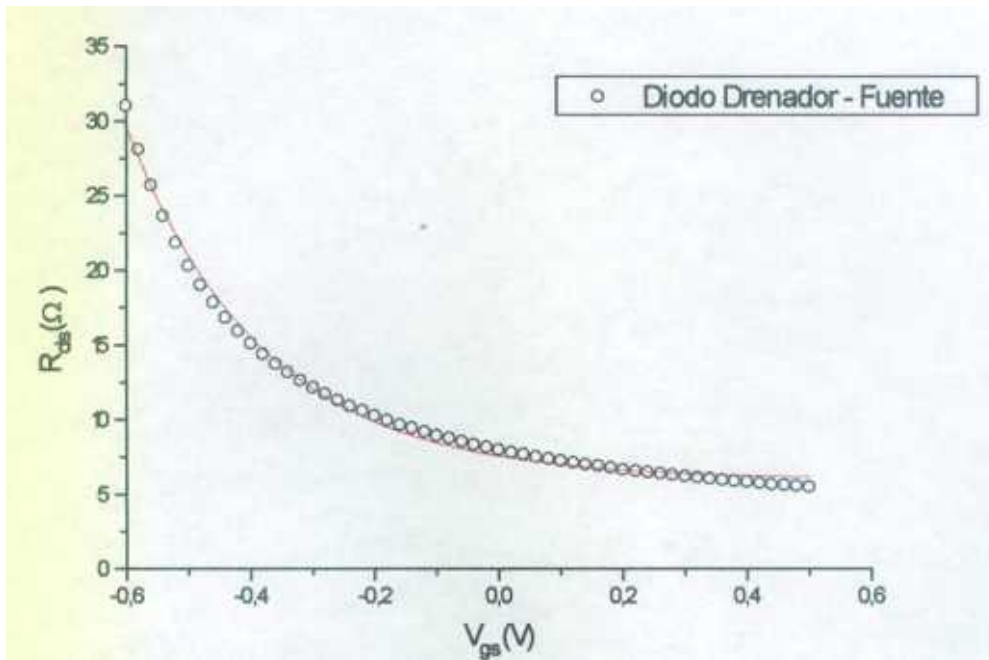


Fig. 4.22.

En la gráfica los datos experimentales se representan mediante el símbolo \circ y el ajuste realizado en línea continua. Por el método de Fukui la resistencia R_{ds} depende de V_{gs} según la expresión:

$$R_{ds} = R_d + R_s + R_0 \left[\frac{1}{1 - \frac{\sqrt{V_b - V_{gs}}}{\sqrt{V_b + |V_p|}}} \right] \quad (4-5)$$

donde V_p es la tensión de pinch-off mostrada en la gráfica de la figura 4.21, V_b es la tensión integral de la barrera Schottky, R_0 es la resistencia del canal y R_d y R_s las resistencias

parásitas de drenador y fuente respectivamente. Los parámetros que se varían en el ajuste son los valores de las tres resistencias, R_d , R_s y R_o , junto con el valor de V_p . Con objeto de determinar con precisión el valor de V_p , no se considerará el valor que se podría obtener de la característica I-V de la figura 4.21. V_b se calcula previamente al proceso de ajuste. La densidad de la corriente en directa, J , de una unión de barrera Schottky para $V > 3kT/q$ se puede escribir aproximadamente como^[13,18,19]:

$$J = A^* T^2 \exp\left[\frac{-qV_b}{kT}\right] \exp\left[\frac{qV}{\eta kT}\right] \quad (4-6)$$

donde A^* es la constante de Richardson efectiva de valor $8.7 \cdot 10^4$ A. m^{-2} . K^{-2} , T es la temperatura de la unión en K, k es la constante de Boltzmann, η es el factor de idealidad y V es la tensión de polarización en directa. El valor extrapolado de la densidad de corriente a polarización cero permite calcular la densidad de corriente de saturación J_s . De esta forma la tensión integral de la barrera viene dada por:

$$V_b = \frac{kT}{q} \text{Ln} \left[\frac{A^* T^2}{J_s} \right] \quad (4-7)$$

Para el dispositivo empleado sustituyendo los valores de las constantes a temperatura ambiente, V_b viene dada por:

$$V_b = 0.768 - 0.06 \text{Log} J_s \quad (4-8)$$

A partir de la característica I-V medida para condiciones de polarización de puerta positiva, mostrada en la figura 4.23, es posible ajustar linealmente con una expresión

equivalente a la ecuación (8) determinando el valor de V_b tal y como se muestra en la gráfica de la figura 4.23.

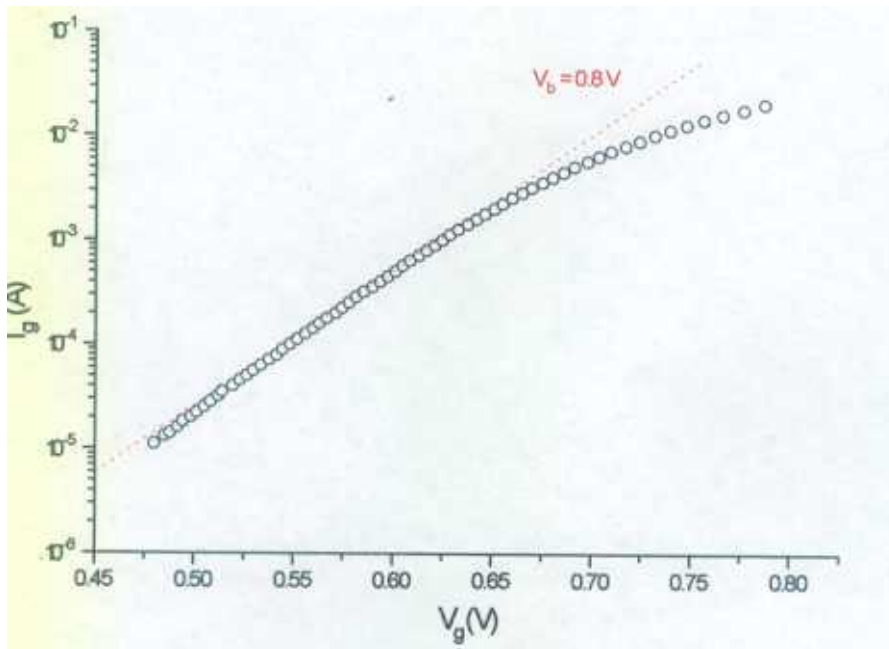


Fig. 4.23.

El error cometido en este cálculo no es tan decisivo como el anteriormente comentado para la tensión de pinch-off. Una vez calculado el valor de V_b , se ajusta la gráfica de la figura 4.22 por la expresión^[18]:

$$y = a + \frac{b}{1 - \sqrt{\frac{0.8 - x}{0.8 + c}}} \quad (4-9)$$

donde los parámetros que se ajustan son a , b y c que representan respectivamente $R_s + R_d$, R_0 y V_p . Los valores obtenidos son:

$$a = R_s + R_d = 2.5 \Omega$$

$$b = R_0 = 1.6 \Omega$$

$$c = V_p = -1.14 \text{ V}$$

De esta forma se calcula la resistencia del canal R_0 y un valor más exacto de la tensión V_p .

Una confirmación de los resultados obtenidos se lleva a cabo al representar gráficamente la resistencia R_{ds} como una función de $1/X$, donde el parámetro X se define como^[18]:

$$X = \frac{1}{1 - \sqrt{\frac{0.8 - V_{gs}}{1.94}}} \quad (4-10)$$

La figura 4.24 muestra la representación gráfica obtenida.

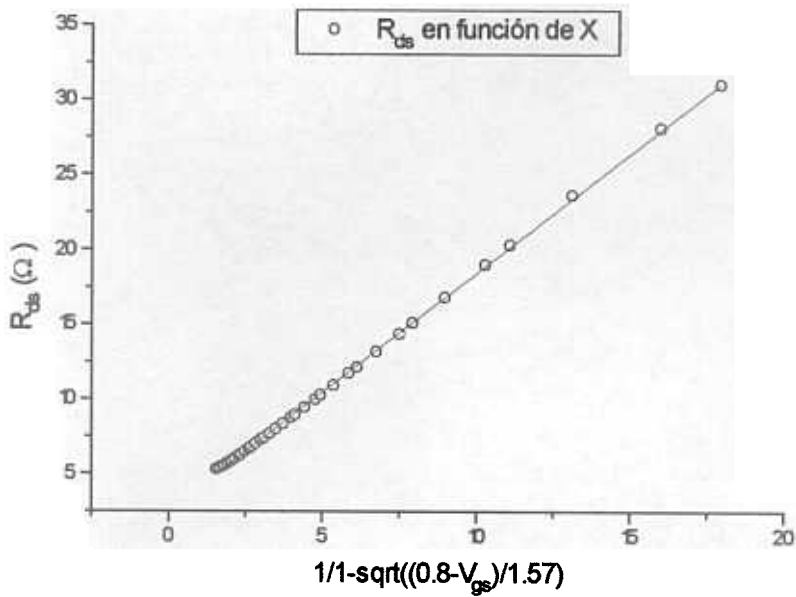


Fig. 4.24.

Esta gráfica debe ser una línea recta con una ligera desviación para valores altos y bajos del parámetro X en función de la exactitud con la que se ha calculado previamente V_p . En nuestro caso la gráfica se ajusta linealmente a una expresión de la forma:

$$R_{ds} = 1589X + 2.54 \quad (4-11)$$

Identificando esta expresión con los resultados anteriores, la pendiente de la gráfica es el valor de la resistencia del canal y la ordenada en el origen es la suma de las resistencias en los terminales de drenador y fuente. Los valores obtenidos son:

$$R_0 = 1.589 \Omega$$

$$R_s + R_d = 2.54 \Omega$$

A partir de los resultados calculados de las características DC del dispositivo, se pueden calcular las resistencias parásitas. Al medir la corriente de puerta, I_g , en las tres configuraciones distintas mostradas en las figuras 4.11, 4.14 y 4.17, se obtienen los tres valores de las resistencias serie. En efecto, de los valores obtenidos de las configuraciones de conexión a tierra del terminal drenador, figura 4.11, y del terminal fuente, figura 4.14, se calcula la diferencia $R_s - R_d$ y del ajuste realizado en la gráfica de la figura 4.24, se calcula $R_s + R_d$. De esta forma se obtienen los valores de las resistencias en los terminales de drenador, R_d , y fuente, R_s . La resistencia parásita del terminal puerta, R_g , se obtiene de la configuración del doble diodo de la figura 4.17, una vez conocidos los valores de R_s , R_d y R_0 . Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente sección.

Las medidas en DC no son suficientes por sí solas, para caracterizar los elementos del modelo de pequeña señal, ya que los valores de algunos elementos intrínsecos, principalmente las capacidades, se determinan de las medidas de las impedancias de RF. Las medidas típicas de RF incluyen la determinación de los parámetros "S". Los resultados

obtenidos de estas medidas se emplean para derivar los modelos del dispositivo en pequeña y gran señal.

En este trabajo para la caracterización completa del NEC 71083, se han realizado medidas experimentales de los parámetros "S". Aunque el sistema de medida empleado permite realizar medidas de parámetros "S" en el margen de 1 a 26.5 GHz, el límite superior de frecuencia se ha fijado sin embargo en 10 GHz ya que a frecuencias más altas las perturbaciones introducidas por el encapsulado del transistor complican el modelado y nuestro interés era medidas precisas a 4 GHz. Las medidas convencionales de los parámetros "S" caracterizan el comportamiento de pequeña señal del dispositivo en un único punto de polarización. Para obtener una información del comportamiento en gran señal del dispositivo, la caracterización de los parámetros "S" debe realizarse para diferentes condiciones de polarización del dispositivo. Los parámetros "S" medidos a cada condición particular de polarización se utilizan para determinar un conjunto único de valores de los elementos del circuito equivalente de pequeña señal. Esta información permite determinar la dependencia de cada elemento del circuito equivalente de las condiciones de polarización.

Las medidas experimentales se realizan para 80 condiciones distintas de polarización. El rango de variación elegido para la tensión V_{gs} comprende desde un valor próximo a la tensión de pinch-off a un valor ligeramente polarizado en directa. La tensión V_{ds} se varía desde valores bajos de la región lineal de la curva I-V hasta alcanzar valores con el dispositivo en saturación, pasando por los valores próximos al codo de la curva $I_{ds} - V_{ds}$. El valor máximo de esta tensión se determina por la tensión de ruptura del dispositivo de valor 5V.

Todas las medidas experimentales de AC fueron realizadas empleando un analizador de redes HP 8510C y el "test fixture" empleado en las medidas de DC. La foto de la figura 4.25 muestra el sistema de medidas automatizado empleado.



Fig. 4.25.

El sistema de medida está formado por el analizador vectorial de redes (VNA) HP 8510C, el sistema modular microcircuit HP 83040, la fuente de tensión HP 6626A y un ordenador. El ordenador controla mediante GPIB el analizador de redes y la doble fuente de tensión; permitiendo extraer simultáneamente la medida de los parámetros “S” y de la polarización. Antes de realizar las medidas es necesario calibrar el sistema analizador de redes-test fixture.

El proceso de calibración del conjunto VNA-test fixture, se basa en el método conocido como TRL (Thru Reflect Line) especialmente ventajoso cuando se trata de hacer medidas en microstrip ya que permite emplear patrones que no sean elementos ideales sin que afecte a la precisión de la calibración. En la calibración TRL clásica se emplean como patrones:

- a) la conexión directa de las puertas del analizador (THRU).
- b) un elemento de elevado coeficiente de reflexión (REFLECT).
- c) una longitud determinada de línea de transmisión de impedancia característica conocida (LINE). La impedancia característica de la línea determina la impedancia de referencia para los parámetros “S” medidos.

En este trabajo se ha empleado una calibración TRL externa conocida como “two tier” que permite determinar los parámetros de las transiciones coaxial-microstrip para hacer un “de-embedding” en tiempo real. La razón para emplear esta calibración externa es compensar la deriva del sistema realizando una calibración coaxial, de tal forma que una vez que se han descontado los efectos de las transiciones ya se tiene una calibración TRL. El procedimiento a seguir para la calibración TRL externa se resume en las siguientes etapas:

- 1) Calibración coaxial SOLT(Short Open Line Thru) del VNA en los extremos de los cables a donde se conecta el test fixture.
- 2) Medida de los patrones TRL del test fixture, (utilizando la calibración coaxial previamente realizada), lectura de los datos por ordenador y almacenamiento de éstos en disco. La calibración TRL empleada en este trabajo se diferencia de la clásica en el empleo de varias líneas de distinta longitud para mejorar la precisión al compensar los errores de una sólo línea. Se basa en el “*método multilínea de calibración de analizador de redes*” de Roger B. Marks del NIST (National Institute of Standards and Technology) de Boulder^[101,102]. En nuestro caso se emplearon 5 líneas distintas de longitudes comprendidas entre 1 y 20 mm.
- 3) A partir de los ficheros del disco, el ordenador calcula los parámetros necesarios para realizar el proceso de “de-embedding” aplicando la calibración TRL. Esta calibración obtenida se guarda en el VNA.
- 4) Medida del dispositivo de interés puesto en el test fixture con la calibración realizada.

La figura 4.26 muestra los parámetros “S” medidos del NEC 71083 para tres condiciones de polarización.

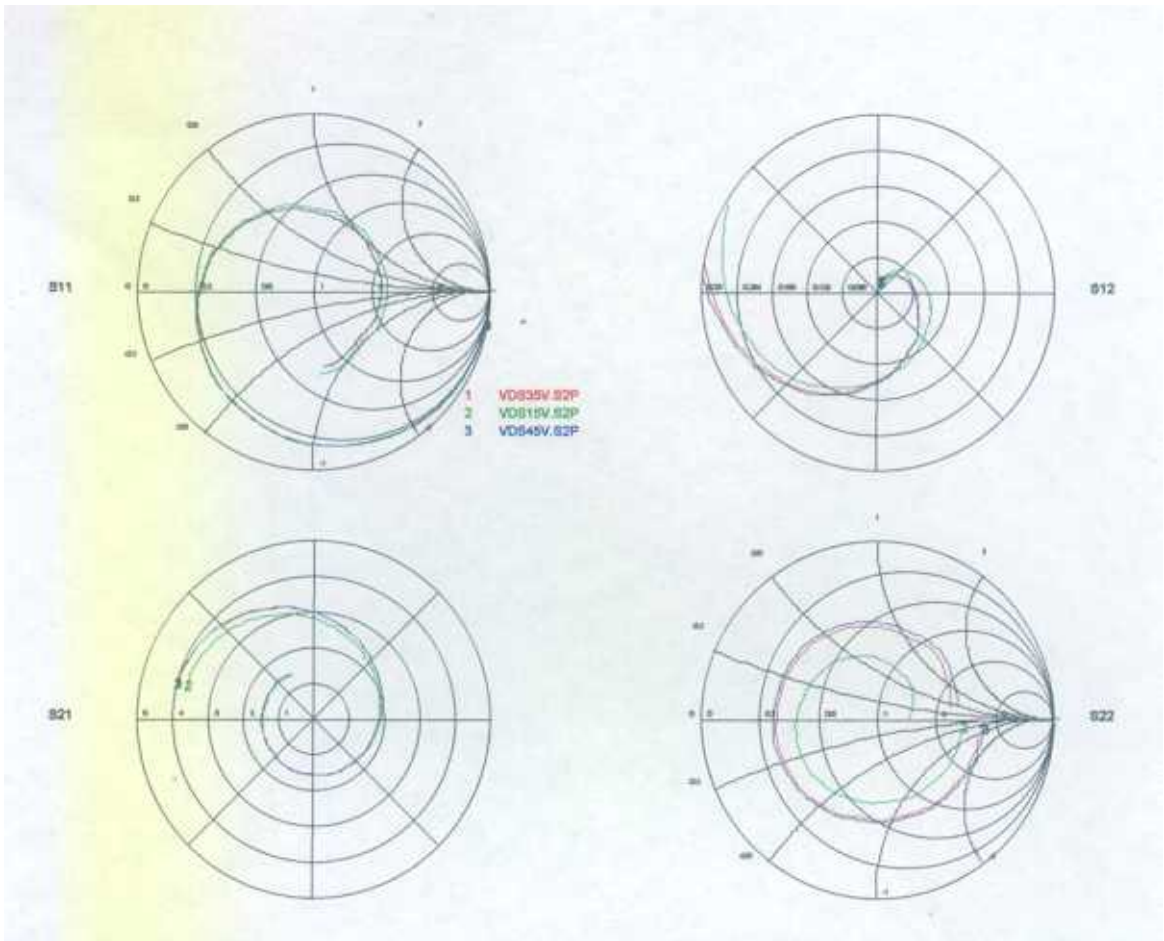


Fig. 4.26.

En la figura se ha representado en trazo verde los valores medidos para la polarización $V_{ds} = 1.5V$, $I_{ds} = 20mA$, el valor más bajo de polarización considerado. El trazo de color rojo corresponde a una valor intermedio de polarización $V_{ds} = 3.5V$; $I_{ds} = 20 mA$ y por último el trazo en azul corresponde a la condición más alta de polarización considerada en las medidas experimentales $V_{ds} = 4.5V$; $I_{ds} = 20 mA$. Las medidas se han realizado en el intervalo de frecuencias 1-10 GHz para 80 puntos distintos de polarización.

Con las medidas experimentales DC y AC se tiene una caracterización completa del dispositivo.

4.2.2. Determinación de parámetros

Para emplear el modelo del MESFET en la caracterización del amplificador diseñado, hay que determinar los valores de los parámetros del modelo equivalente. Las medidas experimentales realizadas permiten el cálculo del modelo equivalente de pequeña señal y a partir de éste se obtiene el modelo en gran señal utilizando técnicas de optimización.

Caracterización de diodos y resistencias parásitas.

Las medidas experimentales de DC, figuras 4.12, 4.15 y 4.18, permiten la caracterización completa de los tres diodos (puerta-fuente,puerta-drenador y drenador-fuente); así como el cálculo de las resistencias parásitas en los terminales de drenador, puerta y fuente.

- *Diodo puerta -fuente.*

Si el ΔV es el cambio de tensión correspondiente a un cambio de corriente de una década, el factor de idealidad se calcula como^[13,18]:

$$\eta = \frac{q}{kT} \Delta V \text{Loge} \quad (4-12)$$

donde $q = 1.602 \cdot 10^{-19}$ C, $k = 1.381 \cdot 10^{-23}$ J K⁻¹ y $T = 297$ K; sustituyendo estos valores se tiene:

$$\frac{q}{kT} \text{Loge} = 16.96 \text{ V}^{-1} \quad (4-13)$$

Para calcular el factor η se seleccionan primero dos pares de puntos de la curva obtenida para el diodo puerta-fuente^[13,18] del transistor NEC 71083, figura 4.12. En este caso los puntos elegidos son:

$$I_1 = 5 \cdot 10^{-5} \text{ A} \quad V_1 = 0.53 \text{ V}$$

$$I_2 = 5.01 \cdot 10^{-4} \text{ A} \quad V_2 = 0.6 \text{ V}$$

obteniéndose como primer valor del factor de idealidad:

$$\eta_1 = \eta (V_2 - V_1) = 16.963 (0.6012 - 0.5266) = 1.27$$

A continuación se escogen otros dos puntos de la gráfica 4.10, obteniendo η como el valor medio de ambos resultados.

El nuevo par de puntos es:

$$I_3 = 1 \cdot 10^{-4} \text{ A} \quad V_3 = 0.55 \text{ V}$$

$$I_4 = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A} \quad V_4 = 0.63 \text{ V}$$

obteniendo como valor de η :

$$\eta_2 = \eta (V_4 - V_3) = 16.963 (0.625 - 0.5485) = 1.3$$

luego el valor de η es:

$$\eta = \frac{\eta_1 + \eta_2}{2} = \frac{1.265 + 1.298}{2} = 1.28$$

Una vez calculado el factor de idealidad, η , se puede calcular el valor de la corriente de saturación I_0 . A partir de la ecuación del diodo para bajas corrientes, donde el efecto de la resistencia serie es despreciable, puede escribirse:

$$I = I_s \exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right)$$

despejando I_s se tiene:

$$I_s(V, I) = I \exp\left(\frac{-qV}{\eta kT}\right)$$

donde (V,I) es cada par de puntos considerados en el cálculo del factor de idealidad, obteniendo de esta forma el valor de I_s como el valor medio de los cuatro resultados obtenidos para cada par (V,I). Los valores obtenidos para cada par de puntos son:

$$I_s(V_1, I_1) = 5.35 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

$$I_s(V_2, I_2) = 5.52 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

$$I_s(V_3, I_3) = 5.49 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

$$I_s(V_4, I_4) = 5.34 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

obteniéndose como valor medio:

$$I_s = 5.4 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

Una vez caracterizado el diodo con su factor de idealidad y la corriente de saturación, es posible calcular la resistencia serie utilizando la ecuación del diodo para un valor alto de la corriente. En la gráfica de la figura 4.11, se observa que para valores altos de corriente se aleja de la característica lineal debido precisamente a la existencia de la resistencia serie. La diferencia entre el valor medido y el calculado se debe a la caída de tensión en la resistencia serie. Se considera el siguiente valor alto de la corriente:

$$I_s = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A} \quad V_s = 0.79 \text{ V}$$

Para calcular la resistencia serie se calcula la tensión del diodo ideal:

$$V_{\text{diodo}} = \frac{\eta k T}{q} \ln\left(\frac{I_s}{I_0}\right) = 0.72 \text{ V}$$

calculando la resistencia serie como:

$$R_{s_1} = \frac{V_s - V_{\text{diodo}}}{I_s} = 3.2 \text{ } \Omega$$

Esta resistencia serie tiene como contribuciones:

$$R_{s_1} = R_g + \alpha R_0 + R_s = 3.2 \text{ } \Omega \quad (4-14)$$

donde R_g es la resistencia parásita en el terminal puerta, R_0 es la resistencia del canal que contribuye a esta resistencia serie en una fracción α y R_s es la resistencia parásita en el terminal fuente. Todas estas contribuciones (R_g , αR_0 y R_s) son desconocidas por el momento.

- *Diodo puerta - drenador.*

Los cálculos son equivalentes a los realizados para el caso anterior. Los puntos (V, I) se toman de la gráfica representada en la figura 4.15. Los puntos elegidos son:

$$I_1 = 5 \cdot 10^{-5} \text{ A} \quad V_1 = 0.53 \text{ V}$$

$$I_2 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ A} \quad V_2 = 0.6 \text{ V}$$

El primer valor obtenido de η es:

$$\eta_1 = \eta (V_2 - V_1) = 16.963 (0.6007 - 0.5262) = 1.26$$

Los otros dos puntos que se consideran son:

$$I_3 = 1 \cdot 10^{-4} \text{ A} \quad V_3 = 0.55 \text{ V}$$

$$I_4 = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A} \quad V_4 = 0.63 \text{ V}$$

siendo el η obtenido:

$$\eta_2 = \eta (V_4 - V_3) = 16.963 (0.625 - 0.5485) = 1.3$$

Escogiendo como valor de η el valor medio se obtiene:

$$\eta = \frac{\eta_1 + \eta_2}{2} = \frac{1.264 + 1.298}{2} = 1.28$$

A continuación se calcula la corriente de saturación procediendo de idéntica forma al caso anterior. Los valores obtenidos para cada par de puntos son:

$$I_s (V_1, I_1) = 5.36 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

$$I_s (V_2, I_2) = 5.53 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

$$I_s (V_3, I_3) = 5.4 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

$$I_s (V_4, I_4) = 5.27 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

y el valor medio es:

$$I_s = 5.4 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

Se calcula la resistencia serie escogiendo como punto fuera de la zona lineal:

$$I_s = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A} \quad V_s = 0.79 \text{ V}$$

donde

$$V_{\text{diodo}} = \frac{\eta k T}{q} \ln\left(\frac{I_s}{I_0}\right) = 0.7 \text{ V}$$

por lo tanto:

$$R_{s_2} = \frac{V_s - V_{\text{diodo}}}{I_s} = 3.27 \Omega$$

Las contribuciones a estas resistencias son:

$$R_{s_2} = R_g + \alpha R_0 + R_d = 3.27 \Omega \quad (4-15)$$

donde R_g , α y R_0 representan lo mismo que en el caso anterior y R_d es la resistencia parásita en el terminal drenador.

- *Doble diodo drenador - fuente.*

El único diodo que queda por caracterizar es el doble diodo constituido por drenador y fuente-puerta. Las medidas experimentales obtenidas para esta configuración se muestran en la gráfica de la figura 4.18. El procedimiento de caracterización es idéntico al empleado en los dos casos anteriores. El primer par de puntos considerado es:

$$I_1 = 5 \cdot 10^{-5} \text{ A} \quad V_1 = 0.53 \text{ V}$$

$$I_2 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ A} \quad V_2 = 0.6 \text{ V}$$

El primer valor obtenido de η es:

$$\eta_1 = \eta (V_2 - V_1) = 16.963 (0.6003 - 0.5266) = 1.25$$

Los otros dos puntos que se consideran son:

$$I_3 = 1 \cdot 10^{-4} \text{ A} \quad V_3 = 0.55 \text{ V}$$

$$I_4 = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A} \quad V_4 = 0.62 \text{ V}$$

siendo el η obtenido:

$$\eta_2 = \eta (V_4 - V_3) = 16.963 (0.6235 - 0.5475) = 1.29$$

Escogiendo como valor de η el valor medio se obtiene:

$$\eta = \frac{\eta_1 + \eta_2}{2} = \frac{1.25 + 1.289}{2} = 1.27$$

A continuación se calcula la corriente de saturación para los puntos elegidos.

$$I_s(V_1, I_1) = 4.61 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

$$I_s(V_2, I_2) = 4.78 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

$$I_s(V_3, I_3) = 4.85 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

$$I_s(V_4, I_4) = 4.68 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

y el valor medio es:

$$I_s = 4.73 \cdot 10^{-12} \text{ A.}$$

Se calcula la resistencia serie escogiendo como valor elevado de la corriente el punto:

$$I_5 = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A} \quad V_5 = 0.77 \text{ V}$$

donde

$$V_{\text{diodo}} = \frac{\eta k T}{q} \ln\left(\frac{I_5}{I_0}\right) = 0.7 \text{ V}$$

y por lo tanto

$$R_{s_3} = \frac{V_5 - V_{\text{diodo}}}{I_5} = 2.28 \Omega$$

Esta resistencia serie se puede escribir como:

$$R_{s_3} = R_g + \frac{1}{\frac{1}{\alpha R_0 + R_s} + \frac{1}{\alpha R_0 + R_d}} = 2.28 \Omega \quad (4-16)$$

donde todavía falta por determinar las distintas contribuciones (R_g , αR_0 , R_d y R_s).

De esta forma se tienen tres ecuaciones (14, 15 y 16) para conocer las cinco incógnitas (R_g , α , R_0 , R_d y R_s) siendo necesario dos nuevas características para resolver el sistema de ecuaciones. Para el diodo puerta-fuente si se representa la tensión medida entre el drenador y la fuente en función de la corriente que circula entre puerta y fuente, se obtiene una línea recta siendo el valor de la pendiente la resistencia serie que existe entre la puerta y la fuente. Este valor de esta resistencia que denotaremos por R_1 es igual a la suma de la resistencia del terminal fuente y la contribución a dicha resistencia por parte de la resistencia del canal. La gráfica de la figura 4.27 muestra los resultados obtenidos para el diodo puerta-fuente del dispositivo NEC 71083.

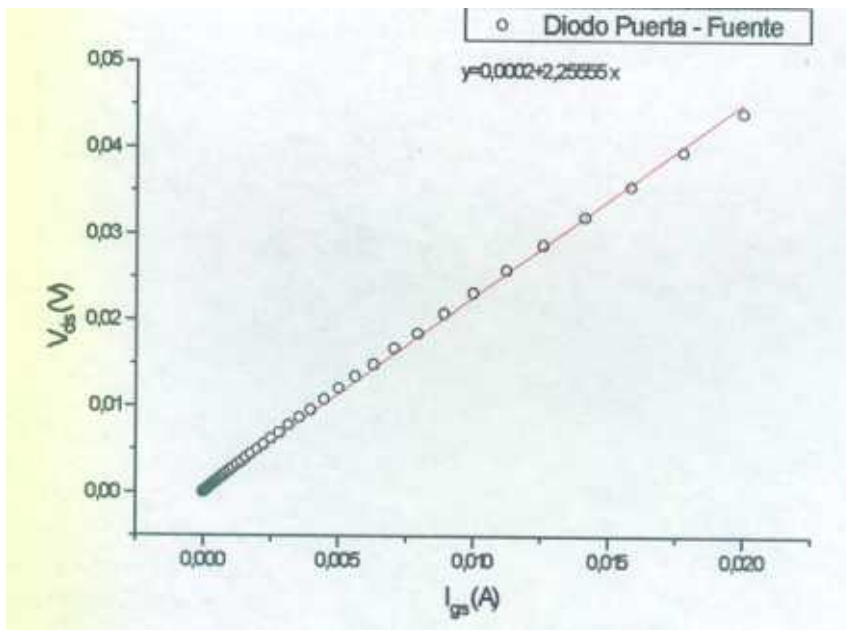


Fig. 4.27.

Del ajuste de las medidas experimentales a una regresión lineal se obtiene:

$$R_1 = \alpha R_0 + R_s = 2.26 \Omega \quad (4-17)$$

Procediendo de igual forma para el diodo drenador-puerta, la representación gráfica de la tensión entre drenador y fuente en función de la corriente entre drenador y puerta se obtiene el ajuste lineal que se muestra en la figura 4.28. De esta forma el valor de la pendiente obtenida proporciona el valor de la resistencia serie existente entre el terminal puerta y drenador. Este valor está determinado por la contribución de la resistencia parásita del terminal drenador y la fracción de la resistencia del canal.

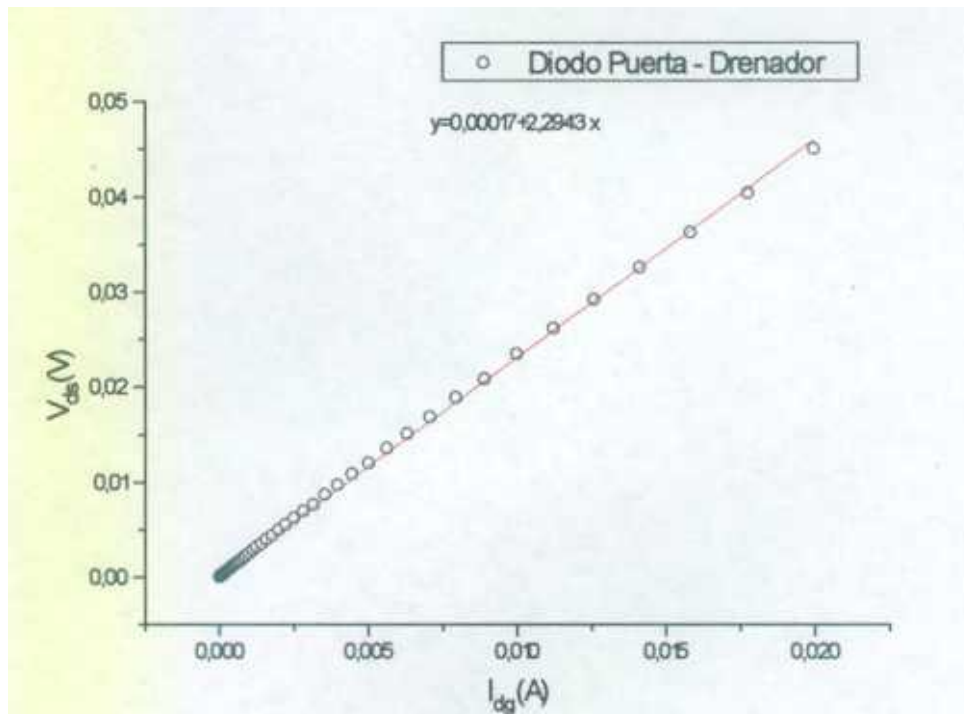


Fig. 4.28.

El ajuste lineal da como resultado:

$$R_2 = \alpha R_0 + R_d = 2.29 \Omega \quad (4-18)$$

Con el sistema formado por las ecuaciones 14, 15, 16, 17 y 18 se calculan las resistencias parásitas R_g , R_d y R_s así como la resistencia R_0 y α . Se empieza calculando R_g restando las ecuaciones 14 y 17 ó 15 y 18:

$$R_{s_1} = R_g + \alpha R_0 + R_r = 3.2 \Omega \quad (4-14)$$

$$R_1 = \alpha R_0 + R_s = 2.26 \Omega \quad (4-17)$$

$$R_{s_2} = R_g + \alpha R_0 + R_d = 3.27 \Omega \quad (4-15)$$

$$R_2 = \alpha R_0 + R_d = 2.29 \Omega \quad (4-18)$$

Para reducir los posibles errores cometidos en las medidas, se considera el valor de R_g obtenido del promedio de ambos valores.

$$R_{g_1} = R_{s_1} - R_1 = 0.95 \Omega$$

$$R_{g_2} = R_{s_2} - R_2 = 0.98 \Omega$$

obteniendo como valor medio de ambos valores:

$$R_g = 0.97 \Omega$$

Eliminando α y R_0 se calculan las resistencias parásitas del drenador y fuente, R_d y R_s . Los valores obtenidos son:

$$R_d = 1.118 \Omega$$

$$R_s = 1.072 \Omega$$

Una vez obtenidos los valores de las tres resistencias parásitas R_g , R_d y R_s , se calculan el valor de la resistencia del canal, R_0 , y la fracción en la que contribuye, α . Los valores obtenidos son:

$$R_0 = 1.59 \Omega. \quad \alpha = 0.5.$$

Al obtener las resistencias parásitas independientemente y como paso previo al proceso de determinación del circuito equivalente, se consigue reducir el número de variables en la técnica de optimización. De esta forma el proceso de optimización es más rápido y exacto.

4.2.3. Determinación de las inductancias parásitas.

El hecho de incluir las inductancias parásitas en el modelo es un factor decisivo para modelar con exactitud el comportamiento RF a altas frecuencias de MESFET y HEMT. La técnica empleada en este trabajo es la llamada técnica "*cold chip*"^[103]. Cuando se polariza a tensión de drenador-fuente cero, el circuito equivalente del MESFET se simplifica permitiendo el cálculo de las inductancias. La caracterización de las inductancias parásitas se realiza a partir de los parámetros "Z", calculados utilizando los parámetros "S" medidos, a tres condiciones de polarización muy particulares^[13,103]: condición de pinch-off, a polarización nula y con una polarización en directa limitando la corriente.

La figura 4.29 muestra la variación de $\text{Im}[Z]$ en función de la frecuencia para las distintas condiciones de polarización requeridas en esta técnica obteniéndose una relación lineal.

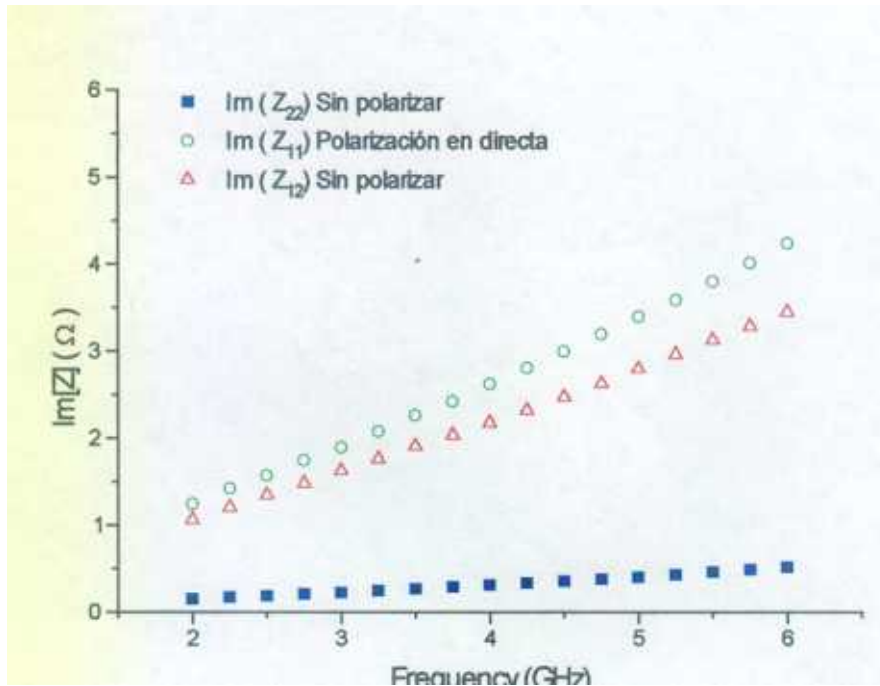


Fig. 4.29.

Las pendientes de estos ajustes lineales proporcionan los valores de las inductancias parásitas. El procedimiento a seguir es el siguiente:

- L_s se calcula como la pendiente de la parte imaginaria del parámetro Z_{12} sin polarización.
- L_d se obtiene como la diferencia entre la pendiente de la parte imaginaria del parámetro Z_{22} sin polarización y el valor calculado para L_s .
- L_g se calcula como la diferencia entre la pendiente de la parte imaginaria del parámetro Z_{11} con polarización en directa y el valor calculado para L_s .

Las expresiones empleadas se resumen en^[102]:

$$L_s = \frac{\text{Im}[Z_{12}]_{unbiased}}{\omega}$$

$$L_d = \frac{\text{Im}[Z_{22}]_{unbiased}}{\omega} - L_s \quad (4-19)$$

$$L_g = \frac{\text{Im}[Z_{11}]_{forward-biased}}{\omega} - L_s$$

Los valores obtenidos para las tres inductancias parásitas son:

- $L_s = 0.094 \text{ nH}$
- $L_d = 0.484 \text{ nH}$
- $L_g = 0.473 \text{ nH}$.

4.2.4. Determinación de los elementos intrínsecos.

Para el modelo intrínseco del MESFET, mostrado en la figura 4.30 se pueden obtener expresiones relativamente sencillas para los parámetros “y” que se pueden igualar a los parámetros “y” medidos. Minasian^[71] fue el primer autor que describió esta técnica desarrollándola a continuación numerosos autores. Para poder aplicar esta técnica es necesario que las resistencias y las inductancias parásitas hayan sido previamente calculadas.

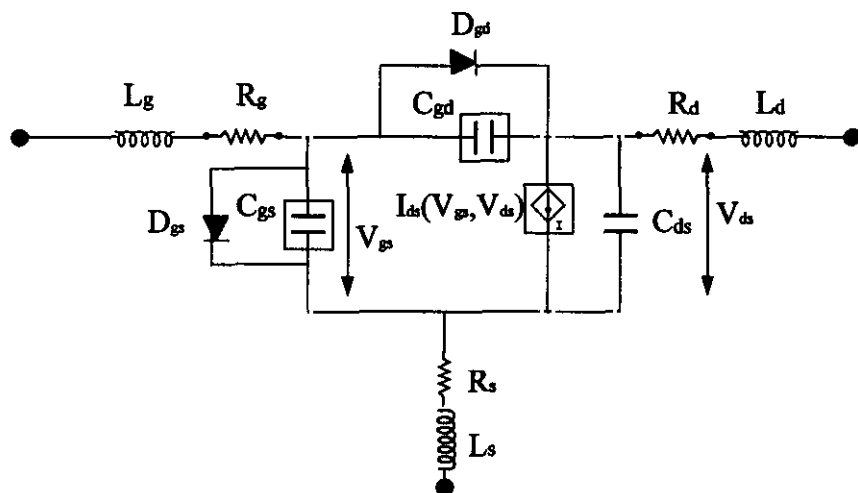


Fig. 4.30.

El primer paso en el proceso de determinación de los elementos intrínsecos es la conversión de los parámetros “S” medidos experimentalmente en parámetros “Z” utilizando para ello las siguientes expresiones:

$$Z'_{11meas} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (4-20)$$

$$Z'_{12meas} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (4-21)$$

$$Z'_{21meas} = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (4-22)$$

$$Z'_{22meas} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (4-23)$$

donde Z'_{ij} representa los parámetros “Z” extrínsecos normalizados a Z_0 .

A partir de estos parámetros se calculan los parámetros “Z” extrínsecos desnormalizados, Z_{ij} . Los parámetros intrínsecos, z_{ij} , se extraen restando los valores de las resistencias parásitas previamente calculadas a los Z_{ij} , utilizando las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
 z_{11meas} &= Z_{11} - (R_g + R_s) \\
 z_{12meas} &= Z_{12meas} - R_s \\
 z_{21meas} &= Z_{21meas} - R_s \\
 z_{22meas} &= Z_{22meas} - (R_d + R_s)
 \end{aligned}
 \tag{4-24}$$

A continuación se transforman estos parámetros “z” intrínsecos en los correspondientes parámetros intrínsecos de admitancia “y” empleando las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
 y_{11meas} &= \frac{z_{22meas}}{Z_0(z_{11meas}z_{22meas} - z_{12meas}z_{21meas})} \\
 y_{12meas} &= \frac{-z_{12meas}}{Z_0(z_{11meas}z_{22meas} - z_{12meas}z_{21meas})} \\
 y_{21meas} &= \frac{-z_{21meas}}{Z_0(z_{11meas}z_{22meas} - z_{12meas}z_{21meas})} \\
 y_{22meas} &= \frac{z_{11meas}}{Z_0(z_{11meas}z_{22meas} - z_{12meas}z_{21meas})}
 \end{aligned}
 \tag{4-25}$$

Estas ecuaciones permiten calcular los parámetros “y” a partir de los parámetros “S” medidos experimentalmente.

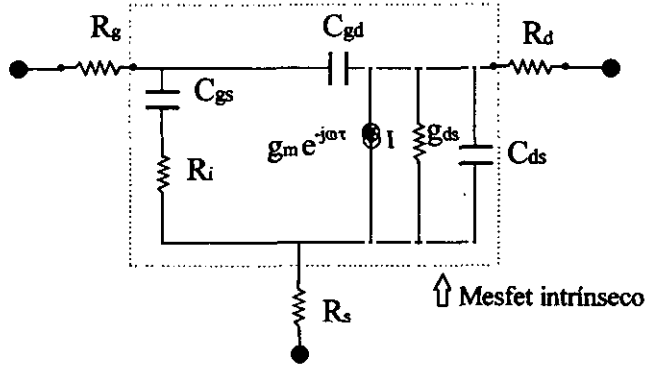


Fig. 4.31.

La figura 4.31 muestra el modelo de pequeña señal del MESFET sin las inductancias parásitas. A partir de este circuito equivalente, se derivan las expresiones analíticas exactas de los parámetros “y” intrínsecos:

$$y_{11} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{D} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{D} + C_{gd} \right) \quad (4-26)$$

$$y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (4-27)$$

$$y_{21} = \left\{ \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + jR_i C_{gs} \omega} \right\} - j\omega C_{gd} \quad (4-28)$$

$$y_{22} = g_{ds} + j\omega (C_{gs} + C_{gd}) \quad (4-29)$$

donde $D = 1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2$.

4.2.5. Determinación de las capacidades.

El elemento que más fácilmente se puede determinar es la capacidad puerta-drenador, C_{gd} . Se encuentra directamente a partir de la parte imaginaria del parámetro de admitancia, y_{12exp} . El valor óptimo de esta capacidad se encuentra para un determinado rango de frecuencias como la pendiente del ajuste por mínimos cuadrados de los valores experimentales. De esta forma puede escribirse:

$$C_{gd} = -m_{y_{12}} \quad (4-30)$$

donde m representa la pendiente de la línea de regresión de $\text{Im}[y_{12exp}]$ en su representación frente a la frecuencia ω . Para el NEC 71083, se realizaron las medidas experimentales de los parámetros "S" para las distintas polarizaciones y los resultados obtenidos para una de las polarizaciones consideradas en la realización de las medidas experimentales se muestra en la figura 4.32.

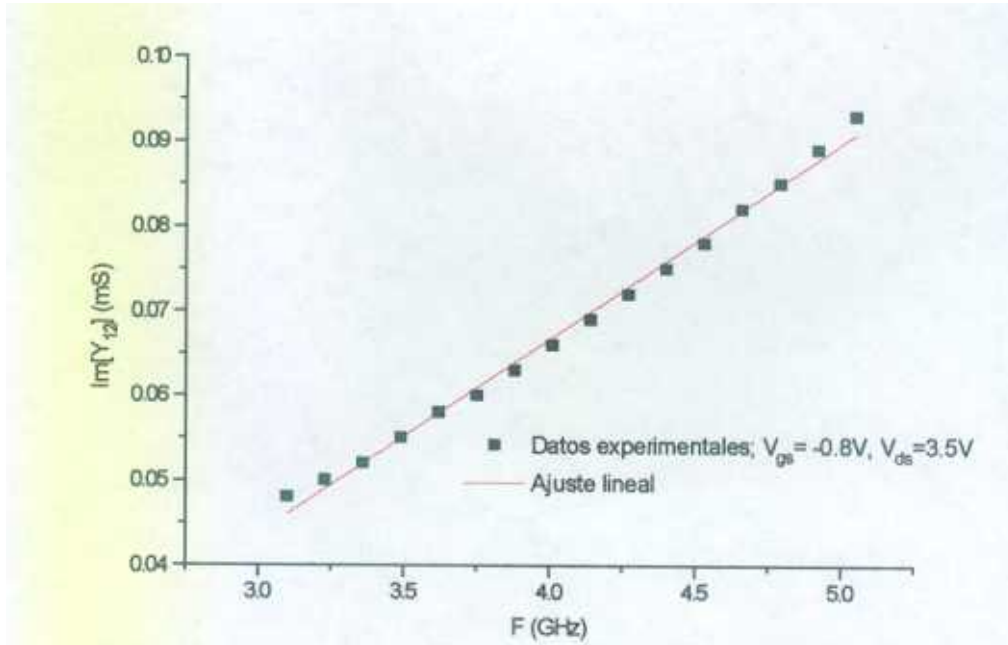


Fig. 4.32.

Ajustando la gráfica a una línea recta, se obtiene el valor de la capacidad drenador-puerta, C_{gd} , empleando las ecuaciones (27) y (30). El valor obtenido para la polarización considerada es de $C_{gd} = 40$ fF. Este valor, obtenido a partir de las medidas experimentales, se puede contrastar con el obtenido mediante una simulación^[14,15] que permite determinar el modelo de pequeña y gran señal del MESFET. Para ello se considera el modelo de Curtice- Ettenberg par el dispositivo activo y el modelo de difusión simple para las capacidades. El modelo equivalente obtenido se optimiza mediante el algoritmo de Newton a los parámetros "S" experimentalmente medidos a todas las distintas polarizaciones, proporcionando el modelo equivalente para gran señal. El valor obtenido simulado es de 40.4 fF. Repitiendo este proceso para las polarizaciones consideradas en el proceso de medidas de los parámetros "S", se obtiene la dependencia de la capacidad, C_{gd} , con las tensiones de polarización. La figura 4.33 muestra esta dependencia con V_{gs} y V_{ds} para la simulación en la gráfica azul y la obtenida a partir de las medidas experimentales en amarillo.

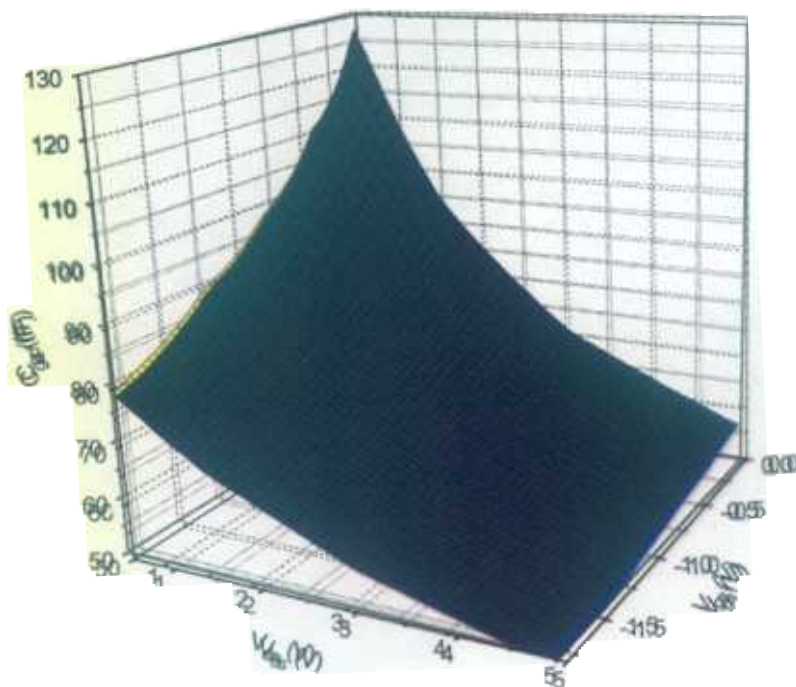


Fig. 4.33.

Los resultados gráficos obtenidos permiten, como se verá en la siguiente sección, simular la dependencia con la polarización de este elemento del circuito equivalente.

Una vez determinado el valor de la capacidad C_{gd} , se puede obtener la capacidad C_{ds} a partir de la parte imaginaria de y_{22} , empleando la ecuación (29). La representación gráfica de $\text{Im}[y_{22}]$ en función de la frecuencia, para el mismo punto de polarización anterior, se muestra en la figura 4.34.

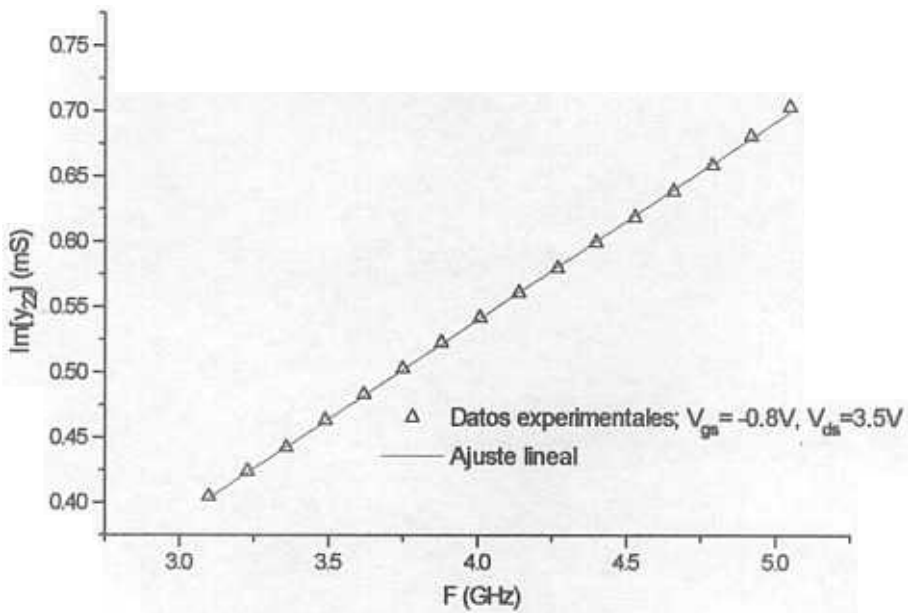


Fig. 4.34.

Del ajuste lineal, mostrado en la gráfica, la capacidad drenador-fuente se puede calcular a partir de la pendiente como:

$$C_{ds} = m_{y_{22}} - C_{gd} \tag{4-31}$$

donde m_{y22} es la pendiente de la regresión lineal y C_{gd} es el valor de la capacidad previamente obtenido para la polarización considerada. Al igual que en el caso anterior, este procedimiento se repite para todas las distintas polarizaciones utilizadas en el proceso de medida. De esta forma se obtiene la dependencia de la capacidad drenador-fuente con V_{gs} y V_{ds} tal y como se muestra en la figura 4.35.

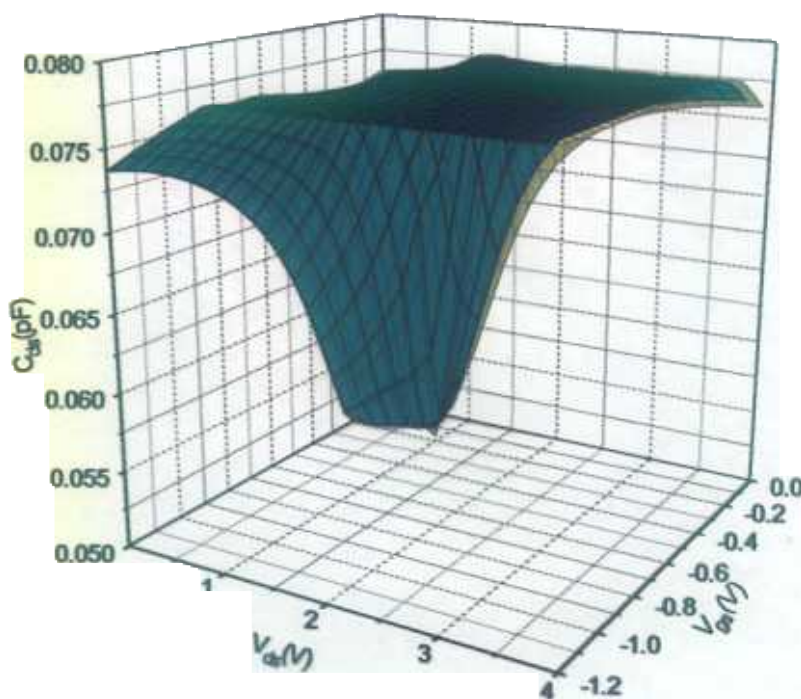


Fig. 4.35.

A diferencia de la capacidad puerta-drenador, C_{gd} , la capacidad drenador-fuente, C_{ds} , no varía significativamente con la polarización para valores no excesivamente bajos de V_{ds} y V_{gs} . En la mayoría de los estudios realizados^[20,22,52], esta capacidad puede considerarse como constantes y así se considera en este trabajo.

El cálculo de la capacidad puerta-fuente, C_{gs} , a partir de y_{11exp} resulta más complicado que los casos anteriores, debido fundamentalmente a la presencia del término D en el

denominador de la ecuación (26). Sin embargo, es posible, considerando la aproximación de baja frecuencia $(\omega C_{gs} R_i)^2 \ll 1$, simplificar la expresión de $\text{Im}[y_{11}]$ como:

$$\text{Im}[y_{11}] = j\omega(C_{gs} + C_{gd}) \quad (4-32)$$

De esta forma C_{gs} se calcula como:

$$C_{gs} = m_{y_{11}} - C_{gd} \quad (4-33)$$

La figura 4.36 muestra la gráfica de $\text{Im}[y_{11}]$ en función de la frecuencia para la misma condición de polarización elegida en la determinación de las otras dos capacidades.

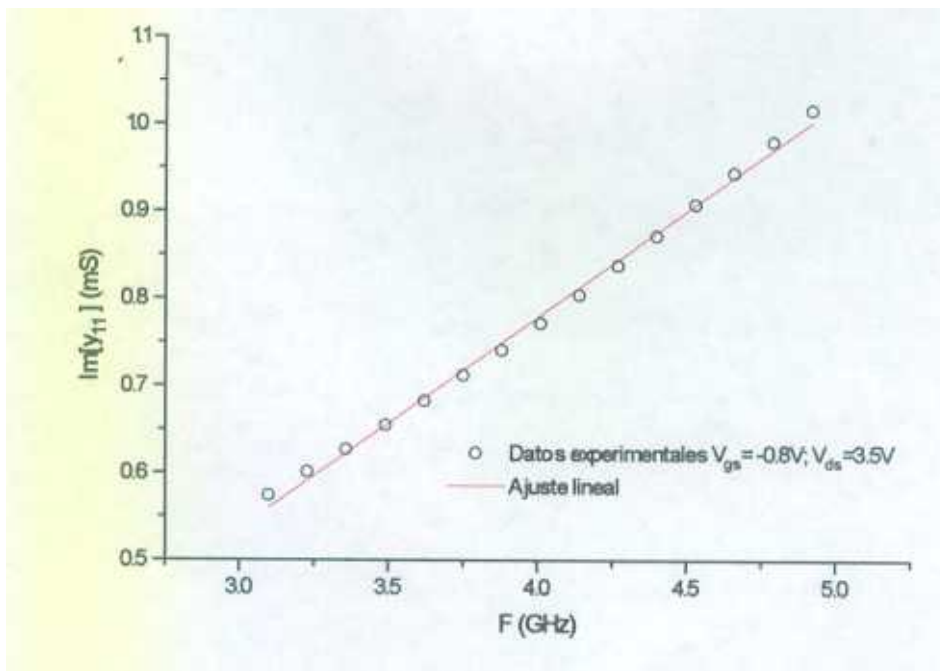


Fig. 4.36.

Repetiendo este proceso para todas las polarizaciones consideradas, se obtiene la variación de C_{gs} con las condiciones de polarización, V_{gs} y V_{ds} , tal y como muestra la figura 4.37.

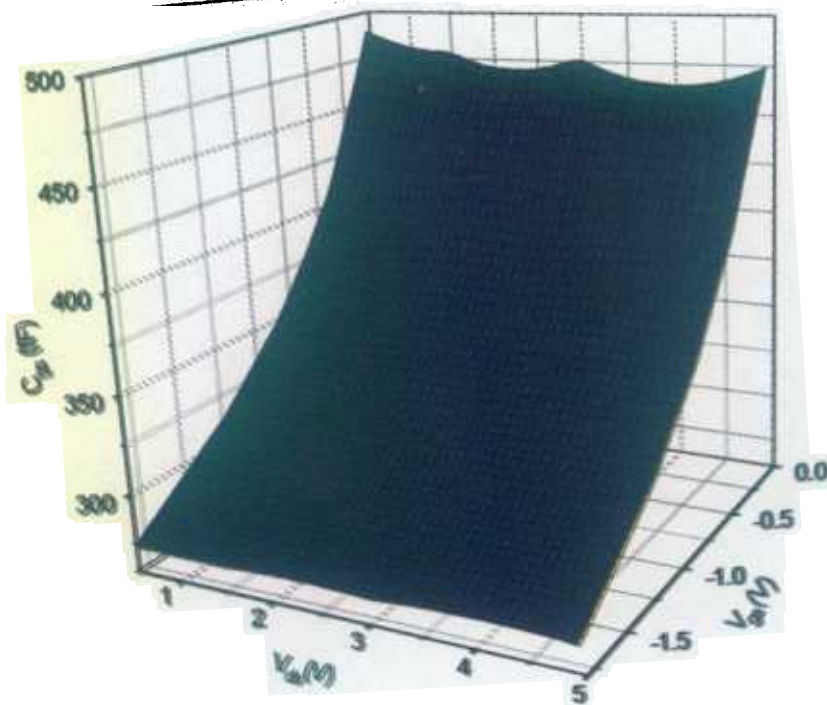


Fig. 4.37.

4.2.6. Determinación de g_m y g_{ds}

La transconductancia, g_m , y la conductancia de salida, g_{ds} , se pueden determinar como ya se comentó en la sección 4.2 a partir de las características DC. Sin embargo, cuando se requiere un circuito equivalente para el dispositivo activo válido en un rango amplio de polarización, resulta más adecuado determinar g_m y g_{ds} a partir de los parámetros "S" medidos para distintas polarizaciones.

Considerando la expresión de Curtice-Ettenberg para la corriente drenador-fuente I_{ds} para cada una de las polarizaciones, se obtiene la gráfica que se muestra en la figura 4.38.

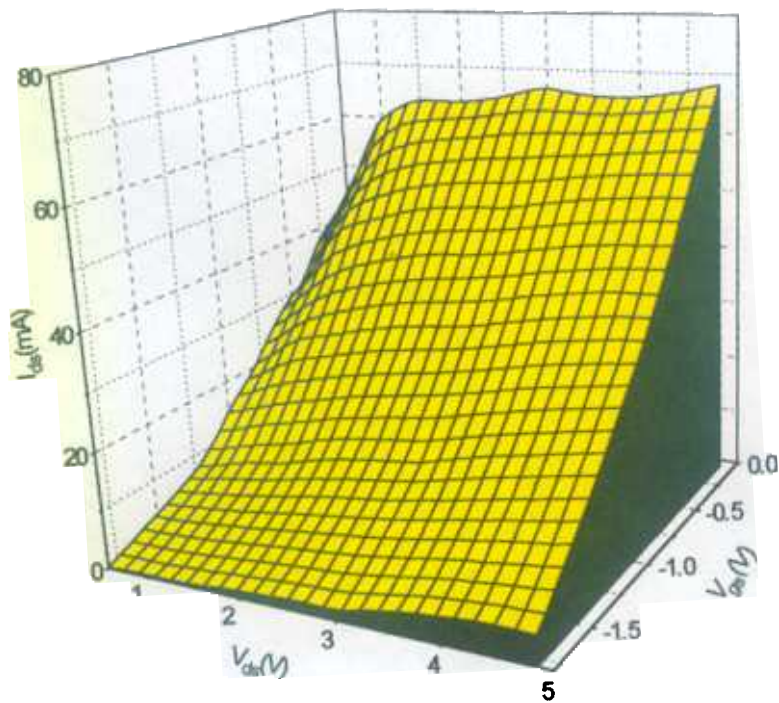


Fig. 4.38.

Las expresiones analíticas, (26) - (29), de los parámetros "y" del circuito equivalente permiten calcular la conductancia de salida, g_{ds} , y la transconductancia, g_m . La ecuación (29) permite calcular g_{ds} a partir de la parte real del parámetro y_{22} como:

$$g_{ds} = \text{Re}[y_{22}]$$

(4-34)

Este cálculo se realiza para todas las condiciones de polarización consideradas para obtener la variación de g_{ds} con las tensiones de polarización V_{ds} y V_{gs} tal y como se muestra en la figura 4.39.

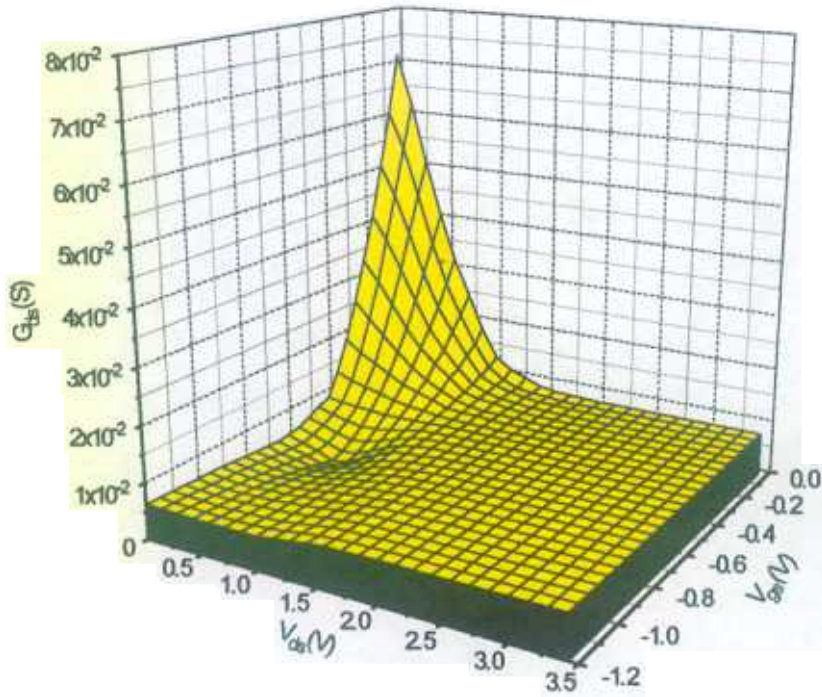


Fig. 4.39.

A partir de la expresión (28) no se puede obtener una expresión tan sencilla para la transconductancia como en el caso anterior. Sin embargo, sí es posible obtener una expresión simplificada para g_m que resulta ser una buena aproximación a frecuencias inferiores a 20 GHz. Según la ecuación (28), la transconductancia puede escribirse en su forma polar como:

$$g_{mr} + jg_{mi} = g_m e^{(-j\omega\tau)} \quad (4-35)$$

donde

$$g_{mr} = \text{Re}[y_{21}] - \text{Im}[y_{21}]R_i C_{gs} \omega - \omega^2 C_{gd} C_{gs} R_i \quad (4-36)$$

y

$$g_{mi} = \operatorname{Re}[y_{21}]R_1 C_{gs} \omega + \operatorname{Im}[y_{21}] + \omega C_{gd} \quad (4-37)$$

Por lo tanto la transconductancia viene dada por el módulo de estas dos componentes:

$$g_m = (g_{mr}^2 + g_{mi}^2)^{1/2} \quad (4-38)$$

La figura 4.40 muestra los valores de la transconductancia para las distintas condiciones de polarización.

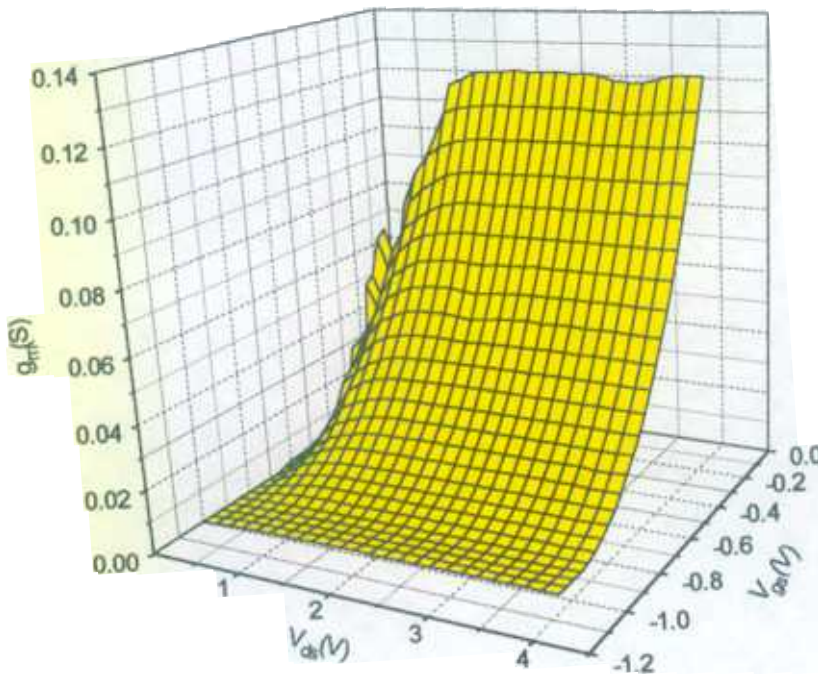


Fig. 4.40.

Los dos elementos del circuito equivalente de la figura 4.31 que quedan por determinar son τ y R_i . Estos elementos resultan ser los más difíciles de determinar a partir de las medidas experimentales debido a que los parámetros empleados en su determinación son bastantes ruidosos lo que dificulta el cálculo de sus valores. Esto ocurre principalmente a las frecuencias más bajas que es precisamente donde las expresiones para la determinación de estos parámetros se simplifican. Para compensar el posible error introducido es necesario incluir los parámetros medidos a frecuencias elevadas.

La determinación de R_i se realiza a partir de la parte real del parámetro y_{11exp} . Como se observa en la figura 4.41, la representación de $Re[y_{11exp}]$ en función de la frecuencia, muestra una gran variación del valor de $Re[y_{11exp}]$ para frecuencias bajas. Esta indeterminación a bajas frecuencias se puede resolver si se consideran los parámetros obtenidos a frecuencias altas tal y como se muestra en la figura 4.41.

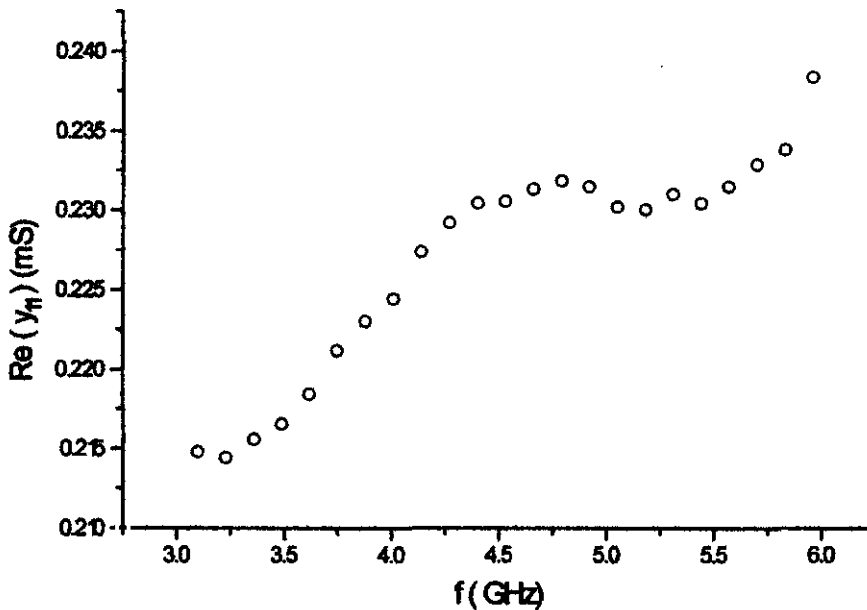


Fig. 4.41.

Igualando las partes reales de la ecuación (26), resulta una ecuación cuadrática en R_i que tiene como solución:

$$R_i = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4 \operatorname{Re}^2[y_{11}]}{\omega^2 C_{gs}^2}}}{2 \operatorname{Re}[y_{11}]} \quad (4-39)$$

donde C_{gs} son los valores obtenidos para cada una de las polarizaciones. El ruido presente en el parámetro $y_{11\text{exp}}$ depende fundamentalmente del dispositivo empleado y del proceso de medida. Debido a que R_i afecta principalmente a S_{11} , es posible determinar su valor una vez obtenidos el resto de los elementos intrínsecos del modelo equivalente, ajustando el valor de $S_{11\text{exp}}$ a la expresión analítica de S_{11} del circuito de la figura 4.31 para cada una de las polarizaciones. Este es el procedimiento empleado en este trabajo.

La determinación de τ es más sencilla debido a que afecta principalmente a la fase de S_{21} a altas frecuencias, siendo su determinación importante a altas frecuencias. A partir de las ecuaciones (36) y (37) τ viene dado por:

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \tan^{-1} \left(\frac{g_{mi}}{g_{mr}} \right) \quad (4-40)$$

Esta expresión es válida para todas las frecuencias y es la empleada en este trabajo.

De esta forma se han determinado los elementos del modelo equivalente del MESFET para todas las condiciones de polarización aplicadas en las medidas experimentales obteniendo un modelo que se aplicará en el análisis mediante funciones descriptivas de un amplificador a 4 GHz.

4.3. Dependencia con la polarización de los parámetros del modelo

En la sección anterior se han determinado a partir de los parámetros “S” a distintas polarizaciones, los elementos intrínsecos del modelo equivalente para cada par (V_{ds} , V_{gs}) considerado en el proceso de medidas. Con objeto de obtener el punto de polarización en clase C del amplificador con el mejor valor de ganancia, se debe incluir la dependencia con la polarización de los elementos intrínsecos del modelo equivalente.

No existen expresiones analíticas que reflejen el comportamiento de cada uno de los elementos con la polarización; por esta razón se emplean expresiones genéricas que incluyen constantes por determinar. Para particularizar estas expresiones al transistor empleado, se ajustan los valores obtenidos experimentalmente a las expresiones genéricas, obteniendo de esta forma los valores de las constantes.

Las expresiones empleadas^[21,22,60] permiten obtener excelentes resultados para un rango de frecuencias entre 1 y 20 GHz. Todas las expresiones empleadas en este modelo se muestran en la tabla 4.2, donde la corriente de drenador del dispositivo, I_{ds} , viene dada por la ecuación (2-80).

Parámetro	Expresión
I_{ds}	$I_{ds} = (A_0 + A_1 v_1 + A_2 v_1^2 + A_3 v_1^3) \tanh(\gamma V_{ds})$ <p>donde $v_1 = V_{gs} [1 + \beta(V_{ds_0} - V_{ds})]$</p>
C_{gs}	$C_{gs} = C_{gs_0} \left\{ \frac{\exp(B_1 V_{gs}) + B_2 (V_{gs} + V_{ds}) 10^{B_3 (V_{gs} + V_{ds})}}{1 + B_4 V_{gs} 10^{B_5 V_{gs}}} \right\}$
C_{gd}	$C_{gd} = C_{gd_0} \left\{ \frac{\exp(C_1 V_{ds}) + C_2 (V_{ds} + V_{gs}) 10^{C_3 (V_{ds} + V_{gs})}}{1 + C_4 V_{ds} 10^{C_5 V_{ds}}} \right\}$
C_{ds}	$C_{ds} = C_{ds_0} (1 + D_1 V_{gs}) (1 + D_2 V_{ds})$

$$R_i = \frac{E_1 V_{ds} \left[1 + \exp(E_2 (V_{ds} + V_{gs})) \right]}{1 - E_2 V_{ds} \exp(E_3 V_{gs})}$$

Tabla 4.2.

Estas expresiones se ajustan a los valores experimentales obtenidos y representados en las figuras 4.33, 4.35, 4.37 y 4.38. De esta forma se determinan los valores de las constantes con lo que se obtienen las expresiones analíticas particularizadas para el NEC-71083 en función de las tensiones de polarización V_{ds} y V_{gs} .

Teniendo en cuenta las gráficas, 4.33, 4.35, 4.37 y 4.38, y el modelo equivalente considerado para el dispositivo activo, figura 4.1, resulta adecuado incluir la dependencia con la polarización de las capacidades C_{gs} y C_{dg} , considerando constante C_{ds} . Por lo tanto cuando estas capacidades se empleen en el sistema de ecuaciones que representa al amplificador en conjunto, no se sustituyen por un valor constante sino por las expresiones de la tabla 4.2.

4.4. Ecuaciones para las funciones descriptivas

Como se comentó en el Capítulo III para el amplificador bipolar es necesario el cálculo de las funciones aproximadas del elemento no-lineal, es decir las llamadas funciones descriptivas o funciones de impedancia de la parte no-lineal. Para obtener estas funciones se calculan las funciones tensión y corriente en los terminales del transistor. El modelo equivalente considerado en este análisis para el transistor es el mostrado en la figura 4.42, similar a la figura 4.1, y se corresponde con el modelo de Curtice- Ettenberg^[78].

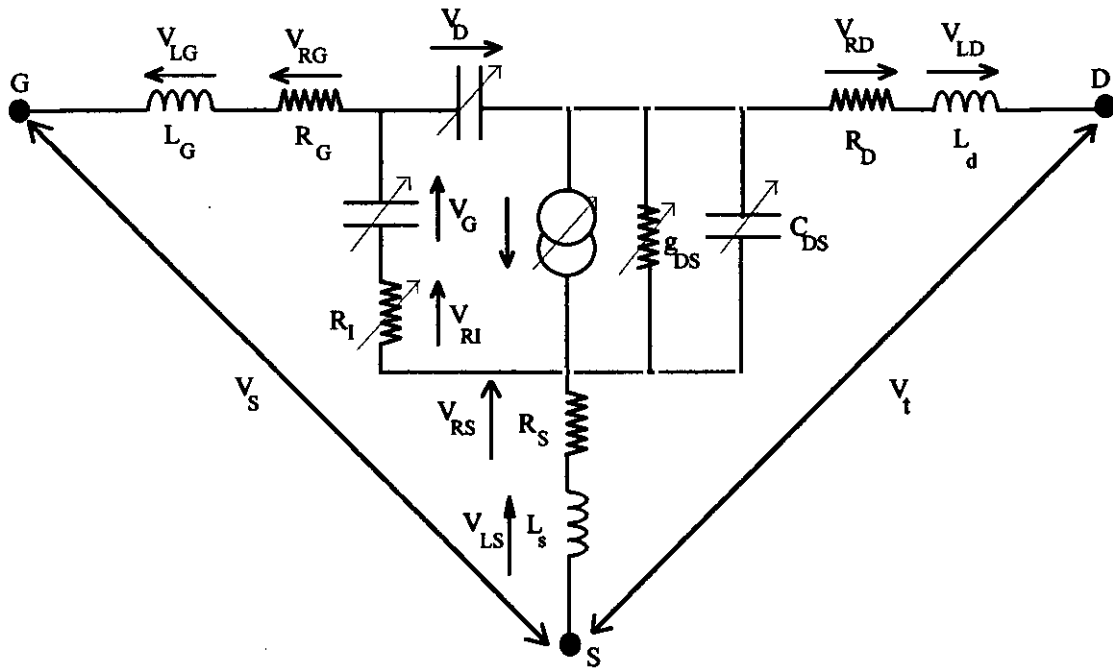


Fig. 4.42.

Para calcular las tensiones V_s y V_t de la figura 4.42, se consideran las hipótesis iniciales previamente expuestas en la introducción de este Capítulo y que afectan principalmente a la forma de onda de las corrientes I_d e I_g y a la polarización en clase C. De esta forma las expresiones para las corrientes vienen dadas por:

$$I_d = I_{d0} + I_{d1} \cos(\varphi - \varphi_d) \quad (4-41)$$

$$I_g = I_{g0} + I_{g1} \cos(\varphi - \varphi_g) \quad (4-42)$$

donde los parámetros I_{d0} , I_{d1} , φ_d , I_{g0} , I_{g1} , y φ_g son las incógnitas del modelo, obteniendo sus valores tras la resolución del sistema de ecuaciones que representa el comportamiento del

amplificador. Imponiendo estas formas de onda y considerando exclusivamente el primer armónico, las tensiones en los terminales del transistor se pueden escribir como:

$$\bar{V}_s = V_{s_0} + \bar{V}_{s_1} \quad (4-43)$$

$$\bar{V}_t = V_{t_0} + \bar{V}_{t_1} \quad (4-44)$$

donde V_{s_0} y V_{t_0} constituyen el valor medio y \bar{V}_{s_1} y \bar{V}_{t_1} corresponden a los fasores del primer armónico.

A partir de la figura 4.42, cada una de estas componentes puede escribirse en función de sus contribuciones lineales y no-lineales como:

$$V_{s_0} = V_{G_0} + V_{RS_0} + V_{RI_0} + V_{RG_0} \quad (4-45)$$

$$V_{t_0} = V_{G_0} + V_{D_0} + V_{RS_0} + V_{RD_0} + V_{RI_0} \quad (4-46)$$

$$\bar{V}_{s_1} = \bar{V}_{LG_1} + \bar{V}_{RG_1} + \bar{V}_{G_1} + \bar{V}_{RI_1} + \bar{V}_{LS_1} + \bar{V}_{RS_1} \quad (4-47)$$

$$\bar{V}_{t_1} = \bar{V}_{RS_1} + \bar{V}_{LS_1} + \bar{V}_{RI_1} + \bar{V}_{G_1} + \bar{V}_{D_1} + \bar{V}_{RD_1} + \bar{V}_{LD_1} \quad (4-48)$$

donde todos los sumandos corresponden a las contribuciones lineales excepto V_G y V_D que corresponden a las no-lineales. Las contribuciones lineales no requieren medidas experimentales siendo su cálculo inmediato mediante un desarrollo de Fourier de las expresiones analíticas. El procedimiento es análogo al empleado en el amplificador bipolar

utilizando el fichero del Apéndice I. A continuación se escriben las expresiones finales para cada una de las contribuciones lineales:

- V_{LD}

$$\begin{aligned} V_{LD}^{\varphi_D} &= 0 \\ V_{LD_1, \cos}^{\varphi_D} &= -L_D \omega I_{D_1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{LD_1, \cos} &= L_D \omega I_{D_1} \operatorname{sen} \varphi_D \\ V_{LD_1, \operatorname{sen}} &= -L_D \omega I_{D_1} \cos \varphi_D \end{aligned}$$

- V_{LG}

$$\begin{aligned} V_{LG}^{\varphi_G} &= 0 \\ V_{LG_1, \cos}^{\varphi_G} &= -L_G \omega I_{G_1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{LG_1, \cos} &= L_G \omega I_{G_1} \operatorname{sen} \varphi_G \\ V_{LG_1, \operatorname{sen}} &= -L_G \omega I_{G_1} \cos \varphi_G \end{aligned}$$

- V_{LS}

$$\begin{aligned} V_{LS_1, \cos} &= L_S \omega [I_{G_1} \operatorname{sen} \varphi_G + I_{D_1} \operatorname{sen} \varphi_D] \\ V_{LS_1, \operatorname{sen}} &= L_S \omega [-I_{G_1} \cos \varphi_G - I_{D_1} \cos \varphi_D] \end{aligned}$$

- V_{RG}

$$\begin{aligned} V_{RG_0} &= R_G I_{G_0} \\ V_{RG_1, \cos}^{\varphi_G} &= R_G I_{G_1} \\ V_{RG_1, \operatorname{sen}}^{\varphi_G} &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{RG_1, \cos} &= R_G I_{G_1} \cos \varphi_G \\ V_{RG_1, \operatorname{sen}} &= R_G I_{G_1} \operatorname{sen} \varphi_G \end{aligned}$$

- V_{RD}

$$V_{RD_0} = R_D I_{D_0}$$

$$V_{RD_1, \cos}^{\varphi_D} = R_D I_{D_1}$$

$$V_{RD_1, \text{sen}}^{\varphi_D} = 0$$

$$V_{RD_1, \cos} = R_D I_{D_1} \cos \varphi_D$$

$$V_{RD_1, \text{sen}} = R_D I_{D_1} \text{sen} \varphi_D$$

(4-49)

- V_{RS}

$$V_{RS_0} = R_S (I_{D_0} + I_{G_0})$$

$$V_{RS_1, \cos} = R_S (I_{D_1} \cos \varphi_D + I_{G_1} \cos \varphi_G)$$

$$V_{RS_1, \text{sen}} = R_S (I_{D_1} \text{sen} \varphi_D + I_{G_1} \text{sen} \varphi_G)$$

- V_{RI}

$$V_{RI_0} = R_I (I_{D_0} + I_{G_0})$$

$$V_{RI_1, \cos} = R_I (I_{D_1} \cos \varphi_D + I_{G_1} \cos \varphi_G)$$

$$V_{RI_1, \text{sen}} = R_I (I_{D_1} \text{sen} \varphi_D + I_{G_1} \text{sen} \varphi_G)$$

Las componentes del primer armónico, denotadas por el subíndice 1, se expresan en función de sus componentes seno y coseno. Estas expresiones de las contribuciones lineales a las tensiones totales vienen dadas en función de los parámetros desconocidos de las formas de onda impuestas a priori, $\{I_{d0}, I_{d1}, \varphi_d, I_{g0}, I_{g1}, \varphi_g\}$, de la frecuencia de operación ω y de los valores de los elementos del circuito equivalente para el transistor NEC 71083 $\{R_D, R_G, R_S, R_{GS}, L_D, L_G, L_S\}$.

El último paso en el proceso de cálculo de las tensiones en los terminales del transistor es obtener las expresiones analíticas de las tensiones de los elementos no-lineales. A diferencia

de las contribuciones lineales, las no-lineales no son de cálculo inmediato y requieren la realización de medidas experimentales. Para calcular las tensiones V_D y V_G en función de los parámetros desconocidos se necesitan calcular las funciones $V_D = f(Q_D)$ y $V_G = f(Q_G)$ para el NEC 71083. Al igual que en el análisis del amplificador bipolar del Capítulo III, estas curvas se obtienen experimentalmente a partir de las características C-V para cada unión. El proceso y el montaje experimental empleado en el proceso de medidas es idéntico al utilizado anteriormente con el BJT. Las curvas obtenidas para C_d y C_g se muestran en las figuras 4.43 y 4.44 respectivamente.

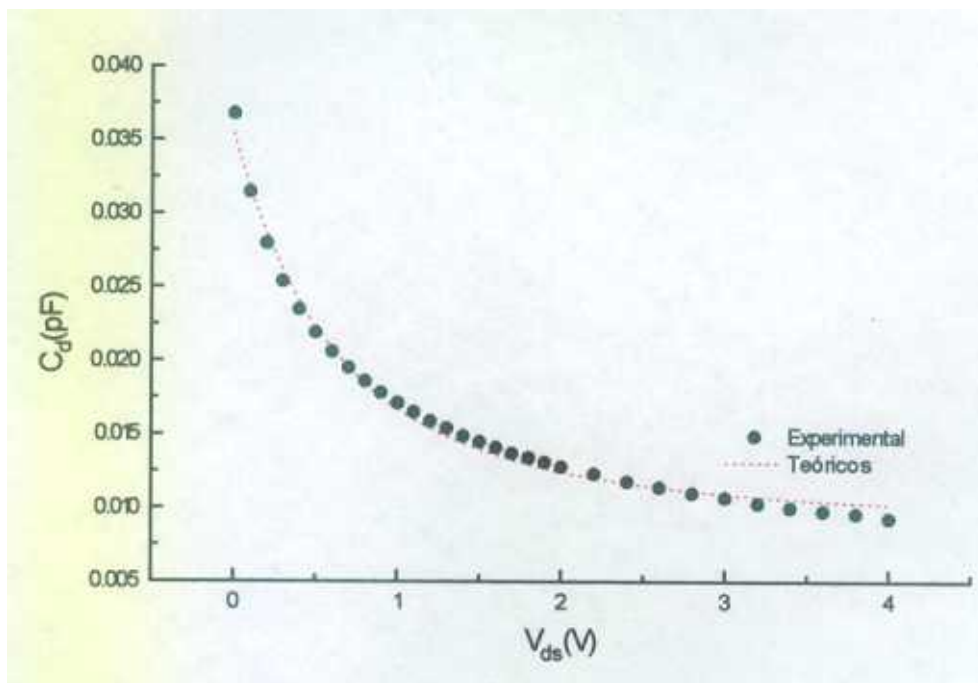


Fig. 4.43

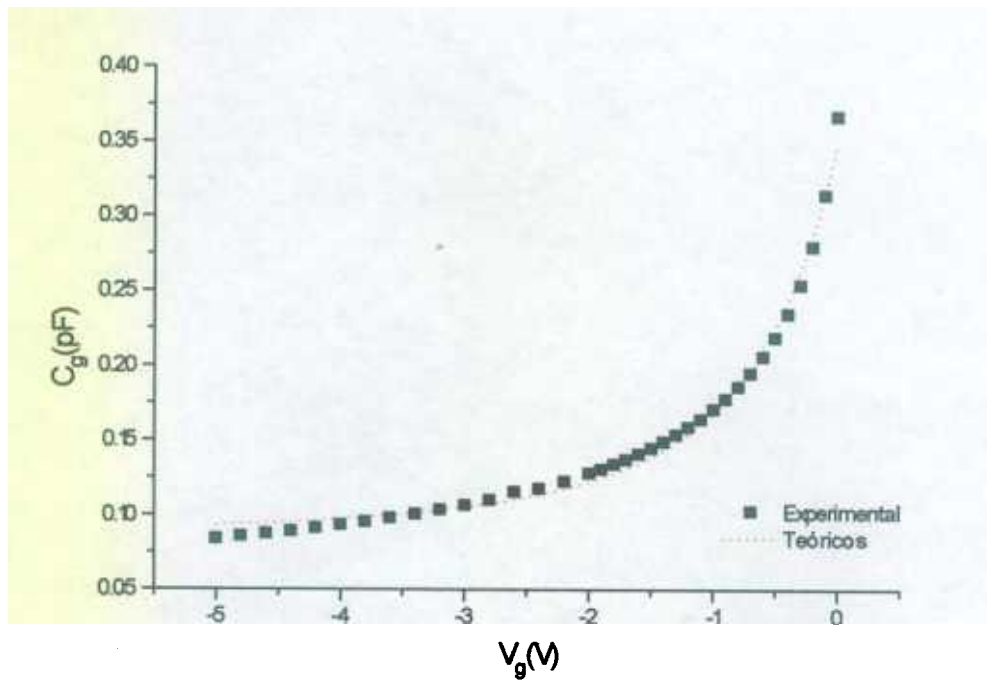


Fig. 4.44.

En estas gráficas se muestran los valores teóricos obtenidos a partir de los datos del transistor proporcionados por el fabricante y los medidos experimentalmente. Las expresiones teóricas para cada unión son respectivamente^[72,73].

$$C_{dg} = \frac{36.8 \cdot 10^{-15}}{\sqrt{1 + V/0.275}} \quad (4-50)$$

$$C_{gs} = \frac{367.5 \cdot 10^{-15}}{\sqrt{1 + V/0.275}} \quad (4-51)$$

donde los valores del numerador corresponden a la capacidad de cada unión a polarización cero mientras que el valor del denominador representa el potencial de contacto de cada

unión. En las medidas experimentales de C_d , debido a su valor tan pequeño, fue necesario colocar un condensador en serie previamente calibrado de valor 0.5 pF.

Al igual que en el caso del bipolar se obtienen las curvas V-Q necesarias para la determinación de las contribuciones no-lineales. Los resultados se muestran en las figuras 4.45 y 4.46 respectivamente.

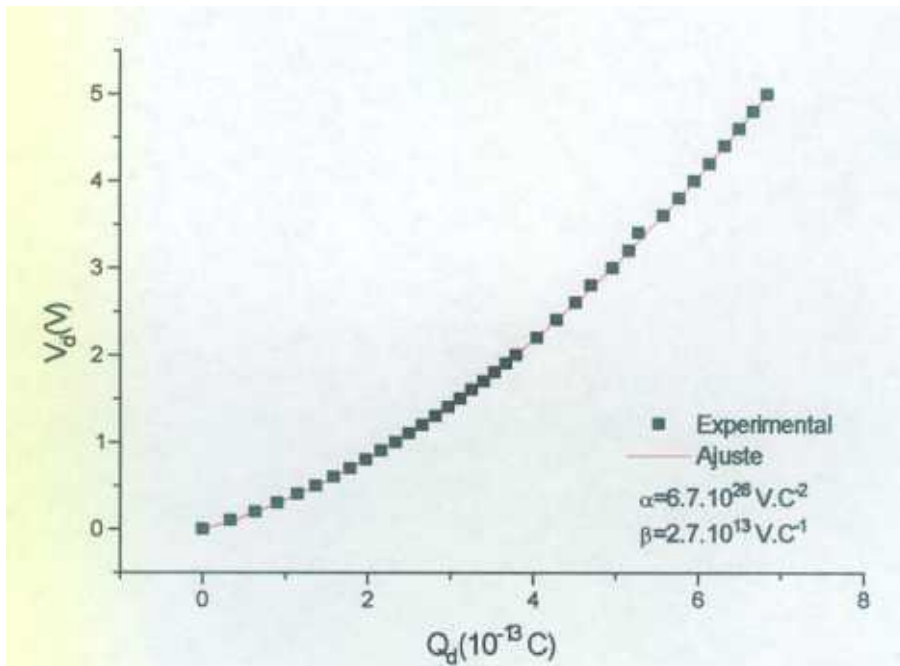


Fig. 4.45.

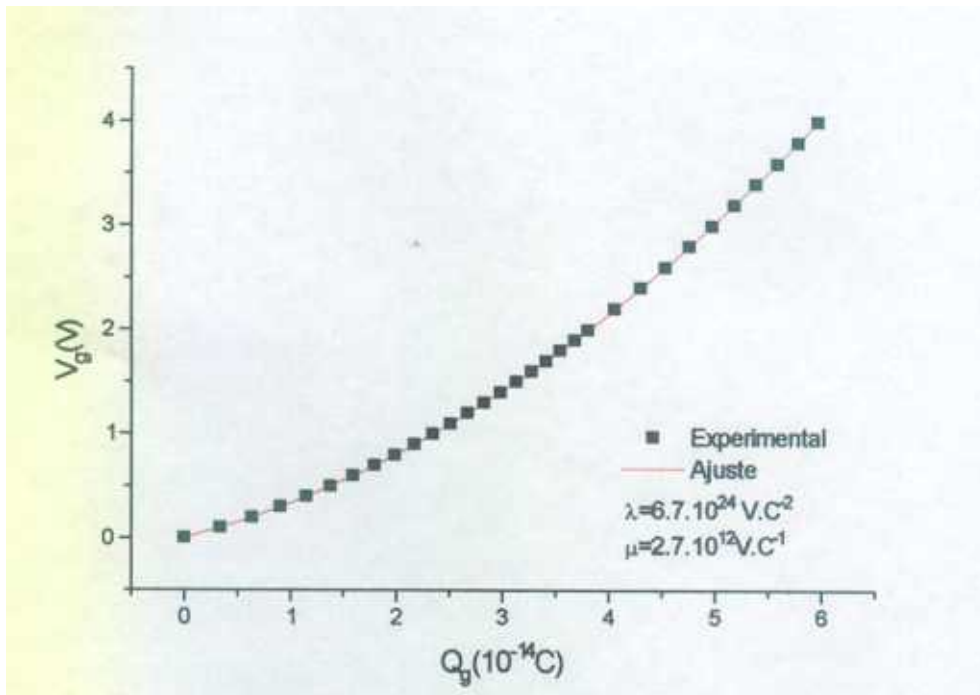


Fig. 4.46.

En estas gráficas se muestran los valores experimentales y el ajuste realizado a estos datos. Para el NEC 71083 se observa que en ambos casos la relación V-Q queda bien definida mediante una relación cuadrática. Por lo tanto las tensiones V_D y V_G vienen dadas respectivamente por:

$$V_D = \alpha Q_D^2 + \beta Q_D \quad (4-52)$$

$$V_G = \lambda Q_G^2 + \mu Q_G \quad (4-53)$$

donde los valores numéricos de los parámetros de ajuste $\{\alpha, \beta, \lambda, \mu\}$ se indican en cada una de las gráficas.

Para obtener las expresiones de V_D y V_G de forma análoga a las obtenidas para las contribuciones lineales dadas por (49), se sustituye en las expresiones (52) y (53) las expresiones de Q_D y Q_G obtenidas por integración de (41) y (42) respectivamente. Así puede escribirse:

$$V_D = \alpha \left[\frac{I_{D_0} \varphi}{\omega} + \frac{I_{D_1} \text{sen}(\varphi - \varphi_D)}{\omega} + Q_{D_0} \right]^2 + \beta \left[\frac{I_{D_0} \varphi}{\omega} + \frac{I_{D_1} \text{sen}(\varphi - \varphi_D)}{\omega} + Q_{D_0} \right] \quad (4-54)$$

$$V_G = \lambda \left[\frac{I_{G_0} \varphi}{\omega} + \frac{I_{G_1} \text{sen}(\varphi - \varphi_G)}{\omega} + Q_{G_0} \right]^2 + \mu \left[\frac{I_{G_0} \varphi}{\omega} + \frac{I_{G_1} \text{sen}(\varphi - \varphi_G)}{\omega} + Q_{G_0} \right] \quad (4-55)$$

Estas expresiones se pueden escribir de forma más simplificada como:

$$V_D = A_0 + A_1 \varphi + A_2 \text{sen}(\varphi - \varphi_D) + A_3 \varphi \text{sen}(\varphi - \varphi_D) + A_4 \varphi^2 + A_5 \text{sen}^2(\varphi - \varphi_D) \quad (4-56)$$

$$V_G = B_0 + B_1 \varphi + B_2 \text{sen}(\varphi - \varphi_G) + B_3 \varphi \text{sen}(\varphi - \varphi_G) + B_4 \varphi^2 + B_5 \text{sen}^2(\varphi - \varphi_G) \quad (4-57)$$

donde los coeficientes A_i y B_i son función de los parámetros desconocidos $\{I_{d0}, I_{d1}, \varphi_d, I_{g0}, I_{g1}, \varphi_g\}$, de la frecuencia ω y de los parámetros de ajuste $\{\alpha, \beta, \lambda, \mu\}$. Estas expresiones permiten el cálculo de los coeficientes de Fourier obteniendo de esta forma las expresiones para las componentes de valor medio y primer armónico de las tensiones.

Las expresiones obtenidas son:

• V_D

$$\begin{aligned}
 V_{D_0} &= 2A_0 + 2A_3 \cos\varphi_D + \frac{A_4 \omega^2}{96} + A_5 \\
 V_{D_1, \cos} &= -A_2 \sin\varphi_D - \frac{A_3 \cos\varphi_D}{2} - 4A_4 \\
 V_{D_1, \text{sen}} &= \frac{2A_1}{\omega} + A_2 \cos\varphi_D + A_3 \sin\varphi_D
 \end{aligned} \tag{4-58}$$

• V_G

$$\begin{aligned}
 V_{G_0} &= 2B_0 + 2B_3 \cos\varphi_G + \frac{B_4 \omega^2}{96} + B_5 \\
 V_{G_1, \cos} &= -B_2 \sin\varphi_G - \frac{B_3 \cos\varphi_G}{2} - 4B_4 \\
 V_{G_1, \text{sen}} &= \frac{2B_1}{\omega} + B_2 \cos\varphi_G + B_3 \sin\varphi_G
 \end{aligned} \tag{4-59}$$

Una vez obtenidas las contribuciones lineales y las no-lineales se calculan las expresiones de las tensiones en los terminales del transistor, V_s y V_t . Sustituyendo en las ecuaciones (45)-(48), las expresiones analíticas de cada uno de los sumandos dadas por las expresiones (49), (58) y (59) puede escribirse:

$$V_{s_0} = 2B_0 + 2B_3 \cos\varphi_G + \frac{B_4 \omega^2}{96} + B_5 + R_G I_{G_0} + (R_I + R_S)(I_{D_0} + I_{G_0}) \tag{4-60}$$

$$\begin{aligned}
 V_{s_1, \cos} &= L_G \omega I_{G_1} \sin\varphi_G + R_G I_{G_1} \cos\varphi_G - B_2 \sin\varphi_G - \frac{B_3 \cos\varphi_G}{2} - 4B_4 + \\
 &+ (R_I + R_S)[I_{G_1} \cos\varphi_G + I_{D_1} \cos\varphi_D] + L_S \omega [I_{G_1} \sin\varphi_G + I_{D_1} \sin\varphi_D]
 \end{aligned} \tag{4-61}$$

$$\begin{aligned}
V_{i_1, \text{sen}} = & -L_G \omega I_{G_1} \cos \varphi_G + R_G I_{G_1} \text{sen} \varphi_G + \frac{2B_1}{\omega} + B_2 \cos \varphi_G + \\
& + B_3 \text{sen} \varphi_G + (R_I + R_S) [I_{G_1} \text{sen} \varphi_G + I_{D_1} \text{sen} \varphi_D] + \\
& + L_S \omega [-I_{G_1} \cos \varphi_G - I_{D_1} \cos \varphi_D]
\end{aligned} \tag{4-62}$$

$$\begin{aligned}
V_{i_0} = & 2A_0 + 2A_3 \cos \varphi_D + \frac{A_4 \omega^2}{96} + A_5 + R_D I_{D_0} + \\
& + 2B_0 + 2B_3 \cos \varphi_G + \frac{B_4 \omega^2}{96} + B_5 + R_G I_{G_0} + (R_I + R_S) (I_{D_0} + I_{G_0})
\end{aligned} \tag{4-63}$$

$$\begin{aligned}
V_{i_1, \text{cos}} = & (R_I + R_S) [I_{G_1} \cos \varphi_G + I_{D_1} \cos \varphi_D] + L_S \omega [I_{G_1} \text{sen} \varphi_G + I_{D_1} \text{sen} \varphi_D] - \\
& B_2 \text{sen} \varphi_G - \frac{B_3 \cos \varphi_G}{2} - 4B_4 - A_2 \text{sen} \varphi_D - \frac{A_3 \cos \varphi_D}{2} - 4A_4 + \\
& + R_D I_{D_1} \cos \varphi_D + L_D \omega I_{D_1} \text{sen} \varphi_D
\end{aligned} \tag{4-64}$$

$$\begin{aligned}
V_{i_1, \text{sen}} = & (R_I + R_S) [I_{G_1} \text{sen} \varphi_G + I_{D_1} \text{sen} \varphi_D] + \\
& + L_S \omega [-I_{G_1} \cos \varphi_G - I_{D_1} \cos \varphi_D] + \frac{2B_1}{\omega} + B_2 \cos \varphi_G + B_3 \text{sen} \varphi_G + \\
& + \frac{2A_1}{\omega} + A_2 \cos \varphi_D + A_3 \text{sen} \varphi_D + R_D I_{D_1} \text{sen} \varphi_D - L_D \omega I_{D_1} \cos \varphi_D
\end{aligned} \tag{4-65}$$

Con estas expresiones y con las formas de onda de las corrientes se pueden calcular las funciones descriptivas como las impedancia dinámicas a la entrada y salida del elemento no-lineal.

4.5. Resolución del sistema de ecuaciones no-lineales

El modelo cuasi-estático obtenido en la sección anterior para el transistor NEC 71083 se emplea en la caracterización de un amplificador a 4 GHz. Utilizando MWAVE^[88], se obtiene la síntesis en microstrip del amplificador considerado. El criterio de diseño elegido es idéntico al considerado en el Capítulo III para el transistor bipolar. En este caso la configuración más adecuada es la siguiente:

Input Load: 50 Ω stub doble en circuito abierto no balanceado.

Output Load: 50 Ω stub doble en circuito abierto no balanceado.

Al igual que con el transistor bipolar esta configuración resulta la más adecuada por su mejor ancho de banda y menor figura de ruido, facilidad para aplicar la polarización y para su realización práctica al proporcionar las líneas de anchuras y longitudes de valores adecuados para su síntesis experimental. Los valores de las anchuras y longitudes para cada una de las líneas se muestran a continuación:

Input Load

Stub: Z= 50 Ω

L= 9.03038 mm

W= 2.270795 mm

Trans. Line: Z= 50 Ω

L= 6.632158 mm

W= 2.270795 mm

Stub: Z= 50 Ω

L= 8.98063 mm

W= 2.270795 mm

Output Load

Stub: Z= 50 Ω

L= 8.98337 mm

W= 2.270795 mm

Trans. Line: Z= 50 Ω

L= 6.632158 mm

W= 2.270795 mm

Stub: Z= 50 Ω

L= 9.03052 mm

W= 2.270795 mm

Bias Line

$$Z= 158.642143 \Omega$$

$$L= 14.008273 \text{ mm}$$

$$W= 0.2 \text{ mm}$$

La figura 4.47 muestra la síntesis en microstrip del amplificador.

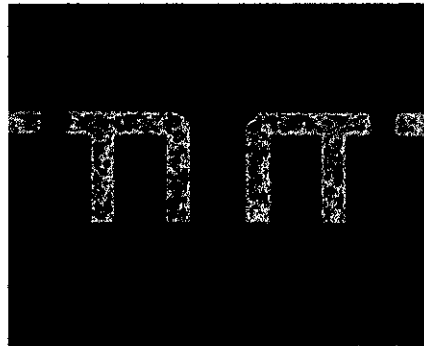


Fig. 4.47.

Para analizar el amplificador por el método de las funciones descriptivas se igualan las impedancias del elemento no-lineal a las impedancias de los circuitos de acoplo a la entrada y a la salida. Considerando las fuentes de tensión en la puerta y en el drenador, V_{gs} y V_{ds} respectivamente, existe una relación entre las componentes de valor medio de las tensiones V_s y V_t con las anteriores dadas por:

$$V_{s_0} - V_{gs} = 0 \quad (4-66)$$

$$V_{t_0} - V_{ds} = 0 \quad (4-67)$$

Para las componentes del primer armónico, la función descriptiva que aproxima la impedancia del elemento no-lineal debe coincidir con la que presentan los circuitos de acoplo de entrada y salida.

De esta forma se puede escribir:

$$\vec{V}_{s_1} + Z_s \vec{I}_{s_1} = 0 \quad (4-68)$$

$$\vec{V}_{t_1} + Z_l \vec{I}_{t_1} = 0 \quad (4-69)$$

donde Z_s y Z_l representan las impedancias del circuito de acoplo a la entrada y a la salida respectivamente. Las ecuaciones (68) y (69) se desdoblan en cuatro cuando se separa la parte real y la imaginaria.

Por último para completar el sistema de ecuaciones hay que incluir las relaciones en las que intervienen las tensiones de polarización V_{ds} y V_{gs} . Para analizar y optimizar el comportamiento del amplificador en función de las condiciones de polarización, una vez fijado el punto de polarización del amplificador en clase C, es posible calcular los valores numéricos de V_{ds} y V_{gs} para los que se consigue una óptima ganancia en las mejores condiciones de distorsión y de relación ganancia-potencia de entrada. Las condiciones impuestas se reflejan en las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial V_{ds}} = 0 \quad (4-70)$$

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial V_{gs}} = 0 \quad (4-71)$$

donde la potencia de salida se escribe en función de los parámetros desconocidos de las formas de onda como:

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \frac{R_I I_{D_1} I_{G_1} \cos \varphi_G}{2} + \frac{R_I I_{D_1}^2 \cos \varphi_D}{2} + \frac{R_S I_{D_1} I_{G_1} \cos \varphi_G}{2} + \frac{R_S I_{D_1}^2 \cos \varphi_D}{2} + \\
& + I_{G_1} I_{D_1} \sin \varphi_G + I_{D_1}^2 \sin \varphi_D - 537 I_{D_1} \sin \varphi_D - 5 \times 10^3 I_{G_0} I_{G_1} I_{D_1} \cos \varphi_G - 2 \times 10^4 I_{G_0}^2 I_{D_1} \\
& - 53.7 I_{D_1} \sin \varphi_G - 5 \times 10^5 I_{D_0} I_{D_1}^2 \cos \varphi_D - 2 \times 10^6 I_{D_0}^2 I_{D_1} + I_{D_1}^2 \cos \varphi_D + I_{D_1}^2 \sin \varphi_D
\end{aligned} \tag{4-72}$$

La resolución del sistema formado por las ecuaciones (66), (67), (68), (69), (70) y (71) proporciona la solución numérica a los 6 parámetros desconocidos $\{I_{d0}, I_{d1}, \varphi_d, I_{g0}, I_{g1}, \varphi_g\}$ y la condición de polarización óptima $\{V_{ds}, V_{gs}\}$. Al igual que para el amplificador bipolar, la resolución se lleva a cabo empleando MATHEMATICA. La estructura del fichero utilizado para el sistema de ecuaciones del MESFET, es similar al del caso bipolar mostrado en el Apéndice 4. Una vez obtenidos los valores de los parámetros desconocidos, se pueden calcular las formas de onda de las corrientes y tensiones así como los parámetros característicos del amplificador tal y como se hizo en el Capítulo III.

La dificultad que presenta la resolución teórica del amplificador MESFET es la polarización en clase C. Mientras que en el caso del bipolar, ésta se aseguraba no polarizando el terminal de base, en el caso del MESFET es necesario un valor inicial suficientemente bajo para V_{gs} que garantice la permanencia en clase C, despreciando aquellas soluciones del sistema que impliquen un valor inadecuado para dicha tensión. A la vista de las características DC medidas experimentalmente y que se muestran en la figura 4.8, se eligió $V_{gs} = -1V$ como valor inicial, asegurando de esta forma la polarización correcta.

Dentro de la clase C se obtiene como mejor valor de ganancia 9 dBm para las condiciones de polarización de $V_{ds} = 3.5 V$ y $V_{gs} = -1.55 V$. Otras condiciones de polarización permiten mejorar este valor hasta un máximo de 9.5 dBm cuando se polariza

fuertemente el drenador. Este es el caso obtenido para $V_{gs} = -1.55 \text{ V}$ y $V_{ds} = 4 \text{ V}$. En principio, este valor podría considerarse como óptimo aunque la resolución del sistema conduce unas formas de ondas que presentan una acusada distorsión como se analiza a continuación.

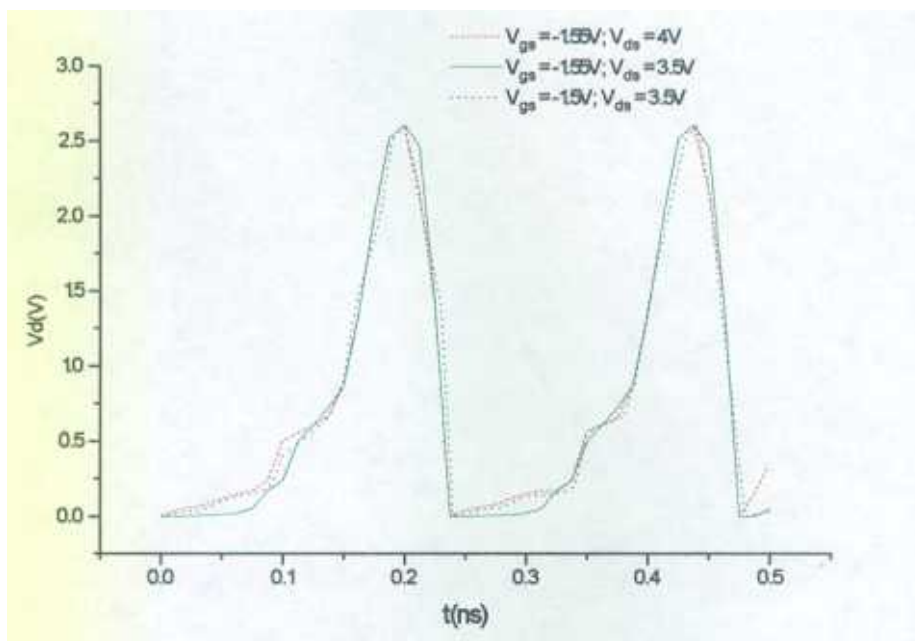


Fig. 4.48.

En la figura 4.48 se representa la forma de onda correspondiente a la tensión del drenador V_d obtenida al resolver el sistema para distintas condiciones de polarización. Se observa que de las tres polarizaciones representadas, la forma de onda correspondiente a $V_{gs} = -1.55 \text{ V}$; $V_{ds} = 3.5 \text{ V}$, presenta una transición más clara de la zona de corte a conducción, confirmando de esta forma la polarización en clase C. Para valores de la tensión puerta-fuente inferiores a -1.55 V , no hay una distinción clara entre las zonas de corte y activa, apareciendo una zona de tránsito tal y como se muestra en la gráfica 4.48

para $V_{gs} = -1.5V$. Manteniendo constante el valor de V_{gs} que garantice la permanencia en clase C, el incremento de la tensión V_{ds} a un valor de 4V mejora ligeramente el valor de la ganancia pero distorsiona la forma de onda tal y como se muestra en la figura 4.48 para la forma de onda representada en rojo. Esto es debido fundamentalmente a que el drenador está próximo a su saturación. Estos valores se han obtenido fijando el nivel de potencia de entrada en 9 dBm produciéndose saturación para valores superiores.

La condición óptima de polarización, (V_{gs} , V_{ds}) se pone de manifiesto en la gráfica 4.49 donde se representa la potencia de salida teórica obtenida para cada polarización.

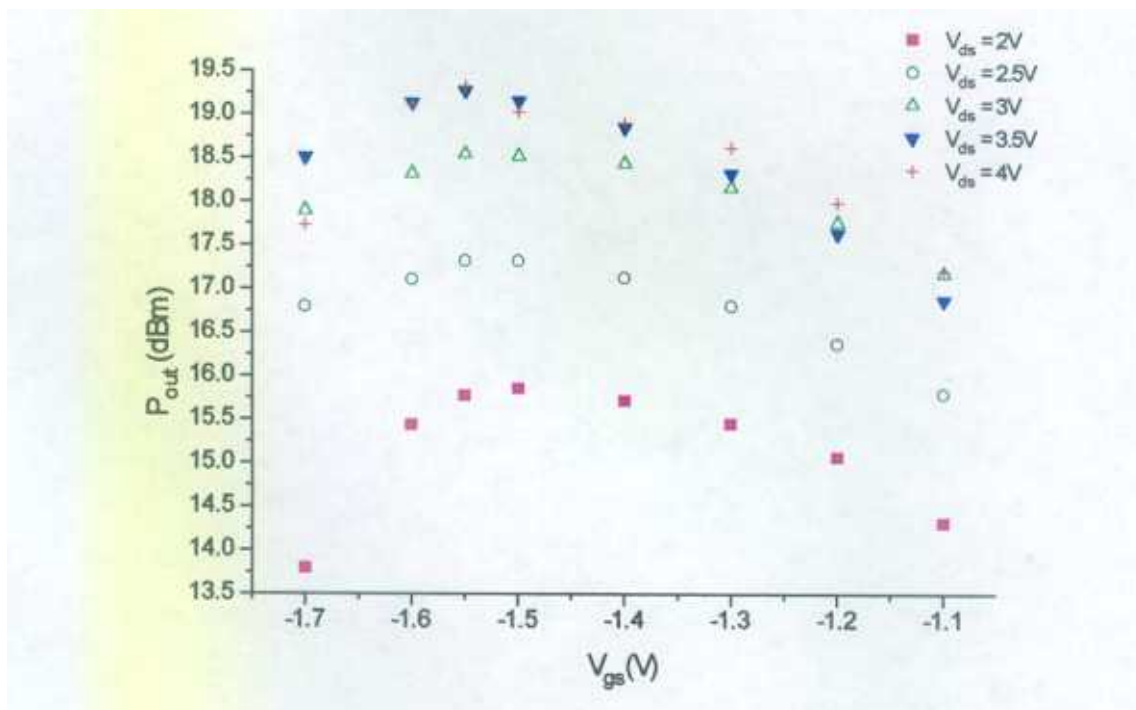


Fig. 4.49.

Esta gráfica confirma las afirmaciones anteriores respecto a las formas de onda obtenidas. Existe un valor óptimo de V_{gs} localizado en -1.55V, para el cual se obtiene una buena ganancia con curva plana. El aumento de la tensión de drenador, V_{ds} , mejora ligeramente el valor máximo de ganancia pero en este caso la curva ya no es tan plana. En principio y a

falta de su comprobación experimental, $V_{gs} = -1.55V$; $V_{ds} = 3.5V$ se puede considerar como punto óptimo de polarización en clase C para el amplificador considerado. La ganancia máxima obtenida para este valor es de 9.2 dB.

4.6. Diseño y realización del prototipo experimental. Resultados experimentales

La figura 4.47 muestra el negativo de la máscara en mylar del amplificador obtenida con MWAVE. A diferencia del amplificador bipolar, para la realización del circuito impreso no se han empleado procedimientos fotoquímicos sino que se ha utilizado una fresadora de precisión. La fresadora LPKF 101 HI- P^[104] empleada, requiere el diseño del circuito en ficheros HPGL; por consiguiente, el primer paso fue transformar el fichero de salida de MWAVE en un fichero compatible con AUTOCAD. Las dimensiones exteriores del circuito vienen determinadas por la caja exterior del amplificador. Se fabricó una caja de latón de dimensiones 50 x 45 x 30 cm. La figura 4.50 muestra la máscara final obtenida en formato AUTOCAD.



Fig. 4.50.

De esta forma se tiene un fichero HPGL adecuado para el proceso mecánico. El software Circuit CAM^[104], lee la zona del circuito impreso que no es material para el posterior fresado. Inicialmente se elige un valor de 0.2 mm de línea, aunque se comprueba que este valor no es válido ya que se presentan problemas con las líneas de polarización que tienen una anchura de 0.2 mm. Hay que reducir este valor pero teniendo en cuenta que si el valor escogido es demasiado pequeño, el fichero que se crea es muy grande lo que complicará más adelante el proceso de fresado. El valor final elegido es 0.005 mm. A continuación se corre la subrutina RuboutComp^[104] que determina el aislamiento de la parte que va a ser comida del resto. Se hace un rectángulo que cubre toda la zona donde se va a realizar el comido. El rectángulo debe cubrir un poco más de las dimensiones exactas debido a los posibles bordes que se crean durante el proceso de comido. Por último este rectángulo se hace invisible.

Este fichero se lleva al programa que maneja la máquina “BMASTER”^[104]. Se crean 2 capas; la primera para aquella zona interior al rectángulo “InsComp”^[104], y la segunda para todo lo demás “RubComp”^[104]. El motivo para hacer esta división es que a medida que la aguja va comiendo cobre, la aguja baja más; por lo tanto se crea primero la capa de aislamiento con más precisión y a continuación el resto del circuito donde la precisión es menos significativa. La figura 4.51 muestra la división efectuada en torno a uno de los stubs del circuito.

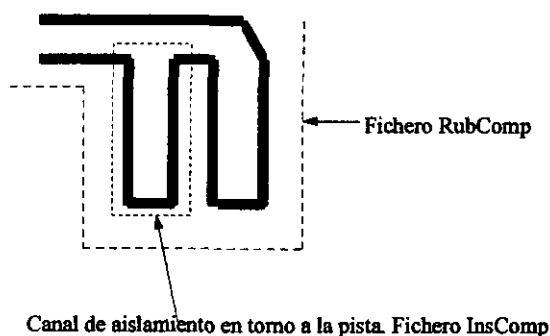


Fig. 4.51.

Como se muestra en el dibujo anterior, el canal de aislamiento constituye el primer fresado realizado. A continuación se fresa todo lo demás.

El material elegido para la realización del circuito impreso es idéntico al del amplificador bipolar; es decir, RT/duroide 5870 de Rogers Corporation. Los datos técnicos se especificaron en el apartado 7 del Capítulo III. Un paso decisivo en el proceso mecánico de fresado es la elección de la aguja más adecuada. La primera prueba se realizó con una aguja cónica modelo LPKF Universal Cutter W-01-001, ajustando en este caso el canal a 0.2 mm. La figura 4.52 muestra una fotografía del circuito impreso obtenido.

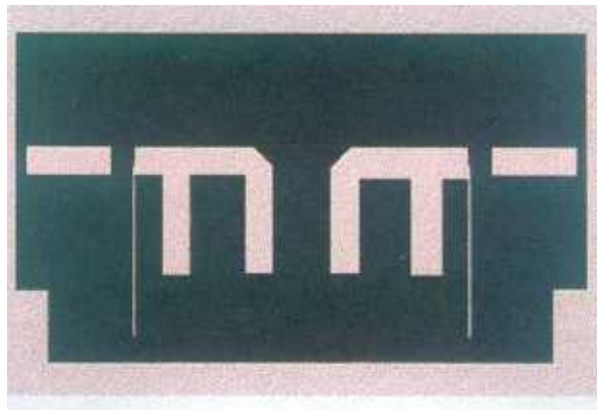


Fig. 4.52.

Se aprecia un ligero pulido en las esquinas del circuito. Esto es debido fundamentalmente a la forma cónica de la aguja que al bajar, roza ligeramente en determinadas zonas. La precisión obtenida es muy buena. Se decide cambiar esta aguja por una cilíndrica modelo LPKF RF- Cutter W-07-025. En este caso el cilindro fija el canal a 0.25 mm. La profundidad de fresado es de 0.125 mm; como la metalización del Cobre es de 0.035 mm se evita el proceso de pulido ocurrido en el caso anterior. El circuito obtenido se acepta como el definitivo. Las dos fotografías mostradas en las figuras 4.53 y 4.54 muestran el proceso de pulido para la aguja cónica en el primer caso, y la limpieza en los bordes para el segundo.

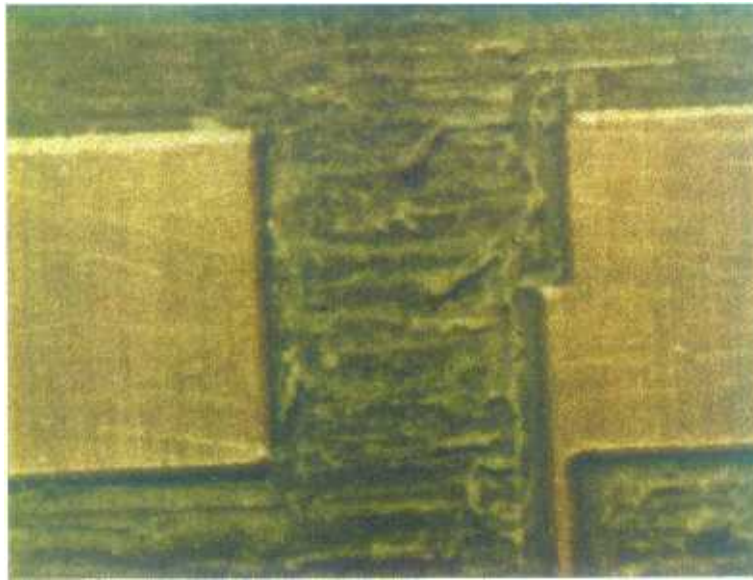


Fig. 4.53.

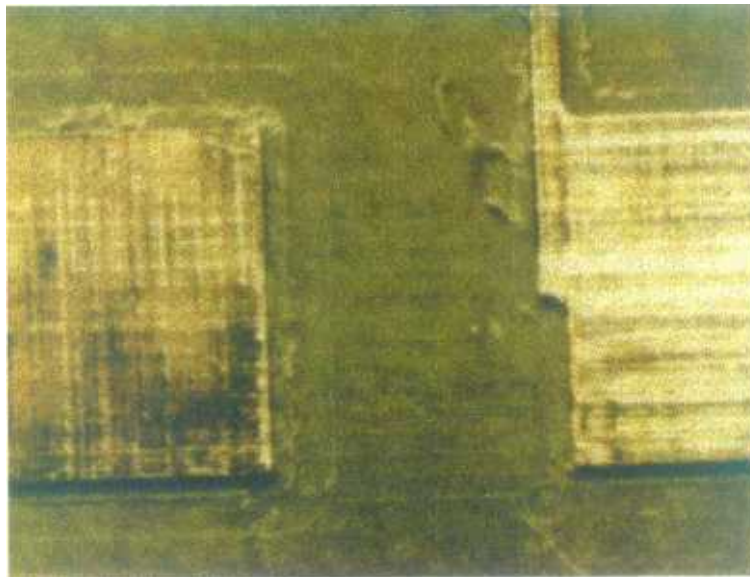


Fig. 4.54.

Una vez obtenido el circuito impreso se procede a montar el transistor para a continuación colocarlo en la caja. A través de dos perforaciones no metalizadas, se sueldan

fuelle se sueldan a los circuitos de adaptación de entrada y salida respectivamente. Los condensadores de desacoplo de 68 pF para la señal de continua se sueldan a las líneas de entrada y salida. El circuito se fija a la caja asegurando un buen contacto.

Para poder aplicar la polarización convenientemente se colocan en el interior de la caja dos diodos Zener para evitar las posibles sobretensiones en el terminal puerta. Las fotografías de las figuras 4.55 y 4.56 muestran el interior y exterior de la caja.

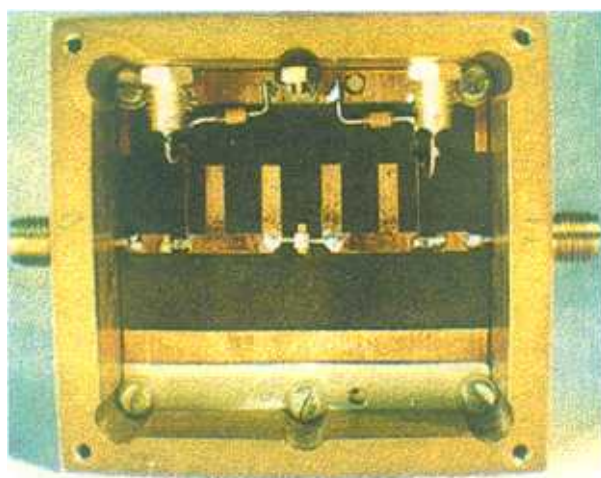


Fig. 4.55.

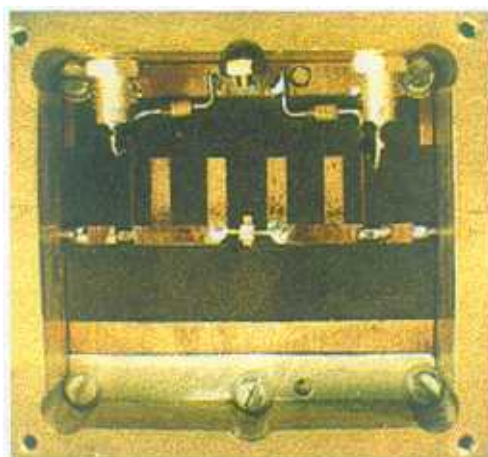


Fig. 4.56.

Para la medida experimental de la ganancia para las distintas condiciones de polarización se realizó el montaje de la figura 4.57.

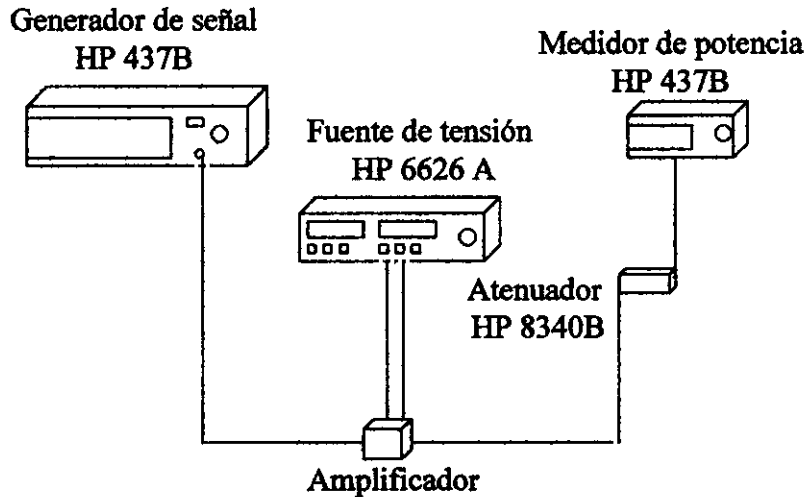


Fig. 4.57.

Los instrumentos empleados son:

- Medidor de potencia HP437 B, con un rango de -30 dB hasta 20 dB.
- Generador de señal HP8340 B, su rango varía de 10 MHz hasta 26.5 GHz.
- Atenuador HP8485 A, se sitúa a la entrada del medidor de potencia.

Los datos teóricos se tomaron como orientativos para el punto de partida de las condiciones de polarización adecuadas. Para la elección de la frecuencia de trabajo del amplificador se hace un barrido del generador obteniendo el máximo a 4.3 GHz. Aunque el diseño se ha realizado para 4 GHz, la desviación obtenida es debida fundamentalmente a los condensadores de desacoplo. Inicialmente se comprueban también los valores más adecuados para la potencia de entrada obteniendo el rango de 0 hasta 12 ó 13 dBm donde el amplificador se satura. Las condiciones de polarización elegidas son: para la tensión V_{ds} los comprendidos entre 3 y 4.5 V cada 0.5 V; para la tensión V_{gs} y con objeto de asegurar la

polarización en clase C, se consideran los valores inferiores a -1.4V manteniendo el límite en -1.7V . Los resultados obtenidos se muestran en las gráficas de la figura 4.58.

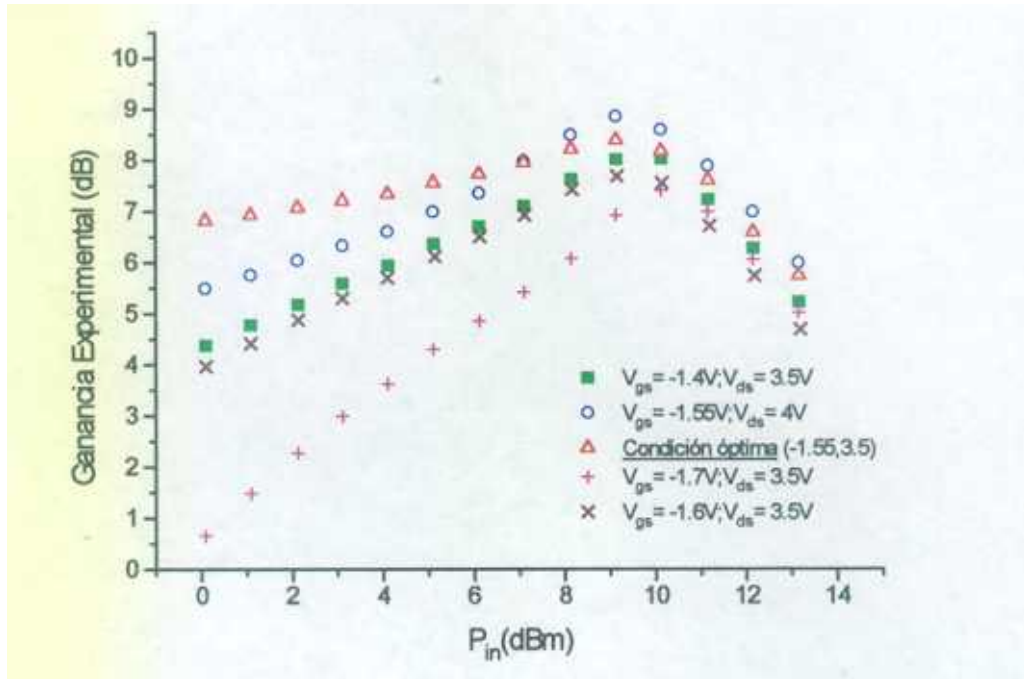


Fig. 4.58.

La figura 4.58 muestra la variación de la ganancia en función de la potencia de entrada para las distintas polarizaciones. Se observa la saturación del amplificador a partir de los 9 dBm, valor de la potencia de entrada para la que se obtiene el máximo valor de ganancia. Las conclusiones obtenidas anteriormente a partir de los resultados teóricos, para la elección de una determinada condición de polarización como valor óptimo, se confirman con estos resultados experimentales. El análisis de estos resultados se lleva a cabo fijando un valor para una de las dos tensiones, ya sea V_{ds} o V_{gs} , variando el otro valor de la tensión y obteniendo la ganancia para cada par de valores (V_{ds} , V_{gs}). Se fija primeramente la tensión V_{ds} en 3.5 V, variando la tensión V_{gs} entre -1.3V y -1.7V . Se observa que existe un valor crítico en $V_{gs} = -1.55\text{V}$, para el cual la curva de ganancia es lo más plana posible; si se

aumenta este valor de la tensión, la polarización en clase C no es tan clara siendo la curva menos plana con un valor máximo más pronunciado, este valor máximo de ganancia obtenido es ligeramente inferior al correspondiente a la condición óptima. Por el contrario, una disminución en el valor de la tensión de puerta no mejora el valor de ganancia obtenido, tal y como se observa en la gráfica 4.58 para las curvas correspondientes a los valores -1.6V y -1.7V. En el primer caso, la curva es tan plana como la obtenida para un valor ligeramente superior al óptimo, -1.4V, aunque los valores obtenidos son siempre inferiores en cada punto para la curva de -1.6V. En el segundo caso, para -1.7V, la saturación del amplificador se lleva a cabo más progresivamente; de esta forma el valor máximo se ha desplazado, alcanzándose para una potencia de entrada de 10 dBm. El valor obtenido para la ganancia se mantiene en todos los puntos muy por debajo a los obtenidos para las otras condiciones de polarización. La curva obtenida en este caso es muy abrupta. Como conclusión al análisis de la ganancia para un valor fijo de V_{ds} , se puede afirmar que el valor óptimo de V_{gs} se localiza en este caso para $V_{gs} = -1.55V$. Para llevar a cabo el análisis completo, se necesita conocer el valor más adecuado de la tensión de drenador, V_{ds} , para ese valor de la tensión de puerta. Para ello se varía V_{ds} entre 2 y 4.5V. Los valores que resultan más adecuados se encuentran entre 3 y 4V. Para 3.5V se obtiene un buen valor de ganancia con una curva bastante plana. Si se aumenta este valor hasta 4V, los valores alcanzados superan a los valores obtenidos para las otras condiciones de polarización. A pesar del mejor valor obtenido, la curva no es plana sino que presenta un pico muy abrupto por lo que resulta no ser el valor más adecuado. Por lo tanto se considera como valor óptimo para V_{ds} un valor más alejado del valor de saturación, en este caso se considera como condición óptima de polarización $V_{gs} = -1.55V$; $V_{ds} = 3.5V$.

La figura 4.59 muestra la gráfica de la potencia de salida para cada una de las condiciones de polarización.

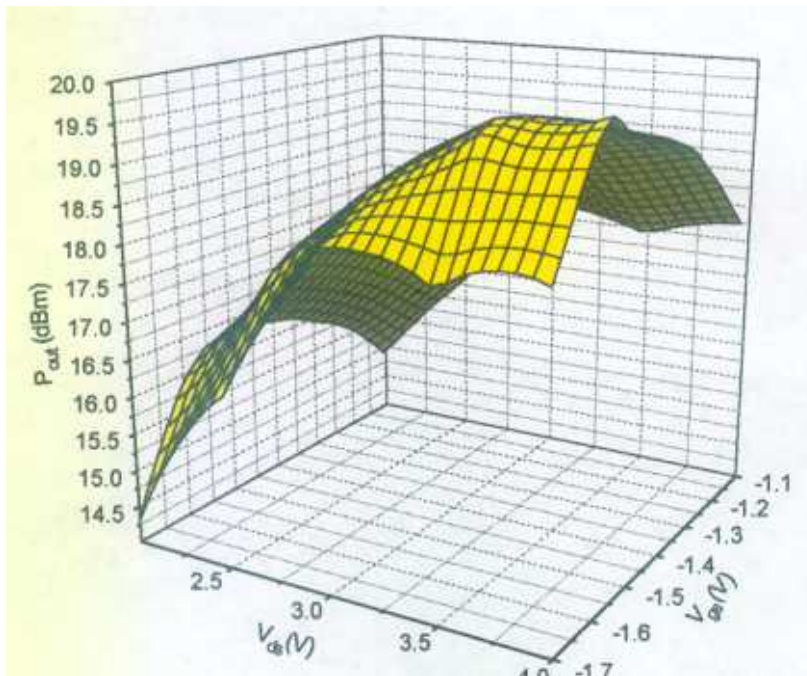


Fig. 4.59.

Se ha representado la potencia de salida, fijada la potencia de entrada a 9 dBm, para valores de la tensión V_{ds} comprendidos entre 2 y 4 V; y para tensiones de puerta V_{gs} entre -1.1 y -1.7V. Se observa un máximo relativo para la condición óptima que se había obtenido previamente en (3.5, -1.55). Este máximo no es absoluto, tal y como se muestra en la figura puesto que aparece un valor ligeramente superior para el mismo valor de V_{gs} con un valor superior de V_{ds} , en particular para 4V.

La comparación entre los resultados experimentales obtenidos y los teóricos de la sección anterior confirman la capacidad del método de las funciones descriptivas para el análisis de amplificadores en gran señal. Las principales diferencias aparecen en la frecuencia de diseño y el valor máximo de ganancia obtenido. Respecto a la frecuencia hay que señalar que el amplificador se diseñó para una frecuencia de trabajo de 4 GHz; sin embargo, los resultados

experimentales demuestran que el máximo para la frecuencia se localiza en 4.3 GHz. Este desplazamiento es debido a los condensadores de desacoplo.

El valor máximo de la ganancia obtenida experimentalmente es aproximadamente 1dB inferior a lo que había previsto la técnica de las funciones descriptivas debido fundamentalmente a las pérdidas de las secciones de adaptación a la entrada y salida. La figura 4.60 muestra la superposición de las gráficas de la ganancia teórica y experimental.

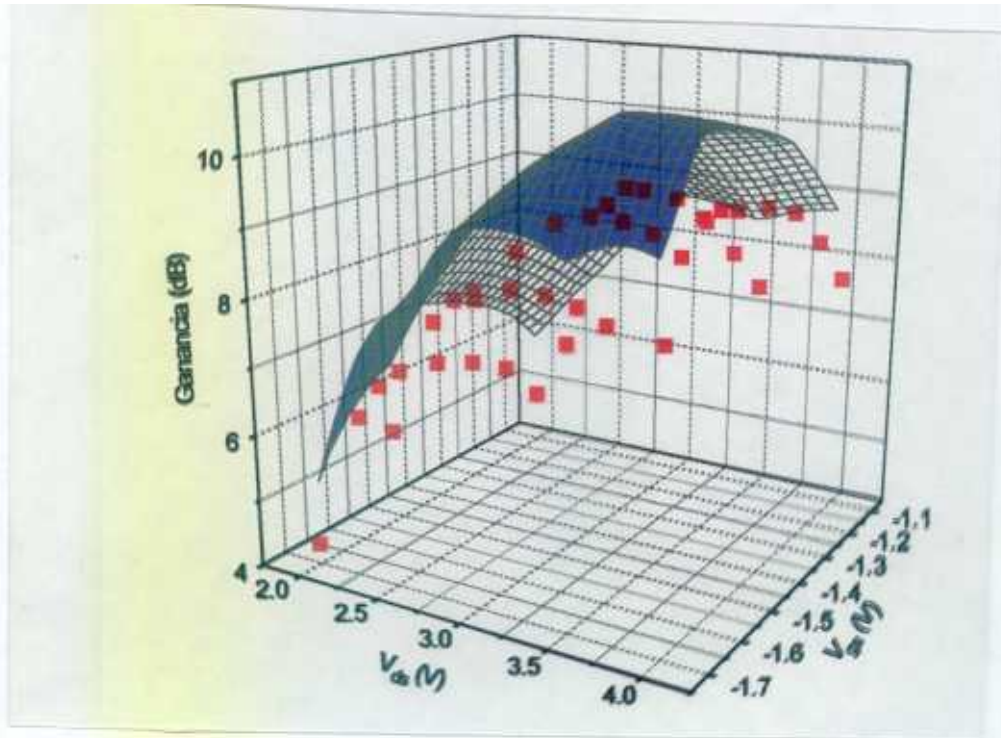


Fig. 4.60.

Los datos representados por símbolos en rojo corresponden a la ganancia experimental, mientras que la gráfica en azul representa los valores teóricos. Tal y como se observa en la figura, la gráfica de los datos experimentales coincide con la gráfica teórica si ésta se desplaza 1dB hacia abajo.

CAPÍTULO V

**CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN
FUTURAS**

V. CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN FUTURAS

5.1. Conclusiones

En este trabajo se ha aplicado la técnica de funciones descriptivas al análisis de circuitos no-lineales en régimen de gran señal como son los amplificadores de RF. Aunque esta técnica ya se ha aplicado a dispositivos activos de una puerta (osciladores), la extensión de su empleo a dispositivos no-lineales multipuerta (BJT, MESFET y HEMT), no se había desarrollado debido en parte a la dificultad para obtener las propias funciones descriptivas (admitancias dinámicas del elemento activo) y en parte a la gran complejidad matemática que supone la resolución simultánea del conjunto de ecuaciones no-lineales que representa al sistema. La determinación de las funciones descriptivas implica el desarrollo de un modelo de parámetros concentrados para el elemento activo. Los resultados obtenidos dependen del mayor o menor número de procesos físicos en el dispositivo que tenga en cuenta el modelo. En este trabajo se ha desarrollado un modelo preciso para MESFET, incluyendo incluso la dependencia con la polarización, y se ha reducido la complejidad matemática mediante hipótesis previas sobre las formas de onda y estados de operación del transistor que posteriormente han sido plenamente justificadas.

Los resultados obtenidos en el Capítulo III para el amplificador bipolar, demuestran la capacidad de la técnica de las funciones descriptivas para el diseño y análisis de circuitos activos de RF con BJT. La complejidad matemática se compensa con la información tan completa que proporciona sobre los estados de funcionamiento del transistor, las transiciones entre ellos y la influencia del efecto de anchura de base. Es precisamente la posibilidad que ofrecen las funciones descriptivas de incluir este fenómeno, lo que diferencia a esta técnica de las clásicamente empleadas. La obtención de unos resultados equivalentes mediante la técnica del balance armónico ponen de manifiesto la validez de las

aproximaciones puramente sinusoidales de las corrientes. El valor experimental de 4 dB obtenido en el diseño del amplificador para la ganancia puede mejorarse con un posterior proceso de optimización de las redes de acoplo a la entrada y salida.

En el Capítulo IV se ha analizado y optimizado un amplificador MESFET polarizado en clase C con esta técnica. El modelo equivalente en gran señal se ha obtenido a partir de los parámetros S medidos experimentalmente en pequeña señal y de las medidas de DC. En este caso el análisis por la técnica de las funciones descriptivas permite incluir la dependencia con la polarización de los elementos del modelo equivalente así como la optimización de las redes de acoplo de entrada y salida. La resolución del sistema de ecuaciones que describe al amplificador, proporciona la condición de polarización más adecuada para conseguir un valor de ganancia máximo adecuado para el comportamiento del amplificador en clase C. La comparación de los resultados obtenidos por la técnica de las funciones descriptivas con los experimentales de los distintos amplificadores construidos es excelente. Esto demuestra que si bien es necesario a priori un conocimiento de las formas de onda de control, conocimiento obtenido a partir de medidas experimentales o del análisis de la acción de filtrado de las redes lineales del circuito, la aplicación de esta técnica a redes no-lineales multipuerta permite un análisis completo y general de este tipo de circuitos. Además una vez determinado el modelo equivalente del dispositivo activo y la señal de entrada existe una función descriptiva única, incluso aunque cambie la red lineal. Esto hace posible que se puedan optimizar las redes lineales, para obtener propiedades óptimas del circuito total, lo que no es posible directamente con otras técnicas clásicas de análisis no-lineal.

5.2. Líneas de investigación futuras

Los trabajos realizados tienen como línea de continuidad la optimización de las redes de acoplo a la entrada y salida así como la consideración de la dependencia con la temperatura de los distintos elementos del modelo equivalente. Para el caso del MESFET, el estudio más inmediato que se está realizando es analizar la variación de la ganancia para cada condición de polarización cuando se enfría el amplificador a temperaturas criogénicas.

Una aplicación de esta técnica se llevará a cabo realizando un análisis paralelo al del MESFET con un HEMT lo que permitirá obtener mejores valores de ganancia con menor figura de ruido.

APÉNDICES

Apéndice 1

File: Fourier.MA.

Cálculo Coeficientes Fourier.

$y(t) = =$

Fourier11.MA: Bipolar $f_0 = =2$, $T_0 = =1/2$

Fourier12.MA: Mesfet $f_0 = =4$, $T_0 = =1/4$

F11.MA

In [1]: = $4 * \text{Integrate}[y(t), \{t, -1/4, 1/4\}]$

Out [1] = $A_0 = =$

In [2]: = $4 * \text{Integrate}[y(t) * \text{Cos}[4 * \text{Pi} * t], \{t, -1/4, 1/4\}]$

Out[2] = $A_1 = =$

In [3]: = $4 * \text{Integrate}[y(t) * \text{Sin}[4 * \text{Pi} * t], \{t, -1/4, 1/4\}]$

Out[3] = $B_1 = =$

F12..MA

In [1]: = $8 * \text{Integrate}[y(t), \{t, -1/8, 1/8\}]$

Out [1] = $A_0 = =$

In [2]: = $8 * \text{Integrate}[y(t) * \text{Cos}[8 * \text{Pi} * t], \{t, -1/8, 1/8\}]$

Out[2] = $A_1 = =$

In [3]: = $8 * \text{Integrate}[y(t) * \text{Sin}[8 * \text{Pi} * t], \{t, -1/8, 1/8\}]$

Out[3] = $B_1 = =$

Apéndice 2

File: Bip1.MA. Resolución ecuación diferencial.

Bip1.MA.

$I_{c0} == I_0; I_{c1} == I_1; Q_{b0} == Q_0; Q_{b1} == Q_1$
 $\varphi == x; \varphi_c == x_c; \varphi_a == x_a; \varphi_b == x_b; \varphi_{ab} == x_{ab}$
 $Q_c(\varphi) == Q_c(x)$

In [1]: DSolve[{ $Q_c' + 4.35*Q_c == 2*10^{-10} * [I_0 + I_1 * \text{Cos}[x-x_a]] -$
 $4.35*[Q_0 + Q_1 * \text{Cos}[x-x_b]] + 2.9*10^{-12}, Q_c(x_{ab} == -2.68*10^{-13},$
 $Q_c(x_a) == Q_{CT} \}, Q_c[x], x]$

Out [1] = $1.76 \cdot 10^{-10} * I_1 * \text{Cos}[x_{ab} - x_c - 0.23] - 0.98 * Q_1 * \text{Cos}[x_{ab} - x_b - 0.23] +$
 $[Q_{CT} + 0.98 * [Q_1 * \text{Cos}[x_a - x_b - x_c] - 1.8 \cdot 10^{-11} * I_1 * \text{Cos}[x_{ab} - x_c - 0.23] *$
 $\text{Exp}[4.35 * [x_a - x_{ab}]] + [1.8 \cdot 10^{-11} * I_0 - Q_0 + 0.67 \cdot 10^{-12}] *$
 $[1 - \text{Exp}[4.35 * [x_a - x_{ab}]] + 2.68 \cdot 10^{-13}] == 0.$

Apéndice 3

MWSPICE (TM) Ver. 3.500.105.1 Cfg. (300 11357 6 3E80CF8 32538 0 0 30000)

MYBJT1.CKT Thu Dec 10 12:38:13 1992

DIM

FREQ GHZ

CKT

EEBJT1_LIB 10 20 0 VCE=5.50 IC=12 HXTR3675.B35
DEF2P 10 20 net

SOURCE

net ICS_IBB 0 10 DC=1g AC=1.0g
net IVS_VCC 20 0 DC=15.0

CONTROL

net DC IVS_VCC 0 18 1 ICS_IBB 0 500E-06 50E-06
net OPTIONS ACCT LIST NODE
net OPTIONS RELTOL=1E-5 ABSTOL=.01P VNTOL=.5U

CHGTOL=1E-9

SPICEOUT

net DC V(all) I(all)

OUT

DC

net RE[I[X1.Q1.C]] GR1

GRID

DC

RANGE 0 18 1
GR1 0 .05 .01

Apéndice 4

File: Bip2.MA Resolución sistemas de ecuaciones.

Bip2.MA

$$I_{c0} == I_0; I_{c1} == I_1; Q_{b0} == Q_0; Q_{b1} == Q_1$$

$$\varphi_c == x_c; \varphi_a == x_a; \varphi_b == x_b; \varphi_{ab} == x_{ab}$$

```
In [1]:= NSolve[ {7.96*10^-11* I_0 * x_ab + 7.96*10^-11* I_1 * [ Sin [ x_ab - x_c ] + Sin [x_c]]
==
0, 0.6 + 0.8 * I_0 == 0, 14.4 + 42916.67 * I_0^2 + 6522.55 * I_1^2 + 26090.2 * I_0 * I_1 * Cos
[
x_c ] + [ 12 / I_1 ] * [ 1 / [ Sqrt[[[2-I_0]^2]/ I_1 ] -1] - 1/[ Sqrt[[[2 + I_0]^2] / I_1 ] +1] ] -Q_1 / [
8.19*10^-4 * I_1 ] + 0.8 * I_0 == 0, 1.76*10^-10* I_1 * Cos[ x_ab - x_c -0.23] - 0.98 * Q_1 *
Cos[ x_ab - x_b -0.23] + [ Q_CT + 0.98* [Q_1 * Cos[x_a - x_b -x_c) -1.8*10^-11 * I_1 * Cos[x_ab - x_c -
0.23] * Exp[4.35* [x_a - x_ab] ] + [1.8*10^-11* I_0 - Q_0 + 0.67*10^-12 ] * [1- Exp[4.35 * [
x_a - x_ab] ] + 2.68*10^-13 == 0, Q_0 + Q_1 Cos [ x_b ] - 9.38*10^-13 == 0, Q_0 + Q_1 Cos [
x_a - x_b ] + Q_CT - 0.67*10^-12 == 0, 1.3*10^11*Q_1 * Cos [x_b]-12.67*I_1 * Sin[x_c] -
1.64*10^14*Q_0 * I_1 * Sin [x_c] - 26090*I_0^2 - 6522.55*I_0 *I_1 * Cos [x_c] + 1.26*10^10 *
I_1 * Sin[x_c] + 1.26*10^10 * Q_1 * Sin [x_b] + 0.8*I_1 * Cos [x_c] + [ 24 / I_1 ] * Cos [x_c] * [[[
2-I_0] / [ I_1 ]] / [ Sqrt[[[ 2- I_0 ]^2 / I_1^2 ] -1] + [[ 2+ I_0 ] / [ I_1 ] / Sqrt[[[ 2 + I_0 ]^2 / [ I_1 ]
^2 ] + 1 ] -2 ] - [ 2 * [ - Q_1 * I_0 + [ Q_0 - 9.38*10^-13] * I_1 ] * ArcTan [ [ 2* [ I_1 - I_0 ] *
Tan [ x_c / 2 ] ] / Sqrt [ I_0^2 - I_1^2 ]]] * [ 1*10^-11 * I_1 * Sqrt [ I_0^2 - I_1^2 ] - 34.4 * I_1
== 0, 100.7 * I_0 + 1.3* 10^11* Q_1 * Sin [x_b] + 12.3 * I_1 * Cos [x_c] + 3*10^14 * Q_0 * I_0
+ 1.6*10^14 * Q_0 * I_1 * Cos [ x_c] + 6522.55 * I_0 * I_1 * Sin [x_c] + 0.8 * I_1 * Sin [x_c] - 1*10
^10* Q_1 * Cos [x_b] + [ 24 / I_1 ] * Sin [x_c] * [[[ 2 - I_0 ] * I_1 ] / Sqrt [[[[ 2 - I_0 ]^2 ] / I_1^2 ]
- 1 ] + [[ 2 + I_0 ] / I_1 ] / Sqrt [[[[ 2 + I_0 ]^2 ] / I_1^2 ] + 1] - 2 ] == 0}, { I_0, I_1, x_c, Q_0, Q_1,
x_b, x_a, x_ab} ]
```

Out [1] = { { I_0 → 6.79 10⁻¹, I_1 → 9.65 10⁻¹, x_c → 1.49 10⁻¹, Q_0 → 8.048 10⁻¹¹, Q_1 → 1.148

10⁻⁹, x_b → 2.46, x_a → 2.09, x_ab → 3.18 } }

Apéndice 5

Circuit File: BipAmp

DIM

PWR DBM
VOL V
CUR MA
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MIL
TIME NS
ANG DEG

CKT

! Basic Circuit

CAP_C1 10 0 C=0.12 !C/0.11762
IND_L1 10 20 L=0.18 !L/0.1822
IND_L3 20 0 L=1.3 !L/1.26593
RES_RB 20 0 R=20E03
RES_R4 20 30 R=12E03
S2PA_Q1 30 40 0 XTR3675.S2P [MODEL=qnpn]
IND_L2 40 0 L=6 !L/5.99305
CAP_C2 40 50 C=3 !C/3.28422

! Source

* P_Gen 5 0 R=RES_RG P^PWR F^F1
* RES_RG 5 10 R=50

! Load

* RES_RL 50 0 R=50

! Colector Bias

* RES_R5 20 40 R=25E03
* IND_LC 40 60 L=100
* RES_RC 40 60 R=1000
VS_VC 60 0 DC=15

DEF2P 10 50 AMP

MODEL

IS= 6.93E-16 BF= 85 NF= 1.03 VAF= 20 IKF= 0.042 ISE= 2E-12 NE=2.5
BR= 5 NR= 1 VAR= 0 IKR= 0 NC= 2 RB= 3.03 IRB= 0 RBM= 3.03
RE= 0.8 RC= 6 CJE= 1.58E-12 VJE= 1.01 MJE= 0.6 TF= 1.8E-11 VTF= 6
XTF= 4 ITF= 0.126 PTF= 35 CJC= 0.617E-12 VJC= 0.76 MJC= 0.53
XCJC= 0.0001 TR= 0.004625 CJS= 0 VJS= 0.75 MJS= 0 XTB= 1.818.

POWER

STEP 1
SWEEP 0 15 1

FREQ

STEP 1
NH= 2

OUT

AMP PS_OUT 50 0 R=RES_RL SCN
AMP PS_OUT 50 0 R=RES_RL GR1
AMP V_VOUT 50
AMP SPAR
AMP i_b1I S2PA_Q1.b GR3
AMP i_c1I S2PA_Q1.c GR3
AMP v_c1V 40 GR4
AMP v_genV 5 GR5
AMP v_inV 10 GR5
AMP v_b1V 30 GR4

GRID

RANGE 1 6 .5
GR1 0 30 2
TIME 0 3 .1
GR2 -10 10 2
GR3 -350 350 50
GR4 -10 36 2

REFERENCIAS

- [1] Vendelin, Pavo, Rohde: "Microwave Circuit Design". Wiley Interscience.
- [2] G. D. Vendelin: "Design of Amplifiers and Oscillators". Wiley Interscience 1992.
- [3] J. Obregon: "Non Linear Analysis and Design of Microwave Circuits". 15th. Eur. Microwave. Symp. pp 1089-1093. Paris 1985.
- [4] S. A. Maas: "Nonlinear Microwave Circuits". Artech House.
- [5] J. Gismero. "Análisis y Diseño de Osciladores de Microondas mediante la Técnica del Balance Armónico". Tesis Doctoral. E. T. S. I. T. U. P. M. 1989
- [6] M. S. Nakhla and J. Vlach: "A Piecewise Harmonic Balance Technique for Determination of Periodic Response of Nonlinear System". IEEE
- [7] S. Yngvesson: "Microwave Semiconductor Devices". KluAcademic Publisher.
- [8] J. L. Sebastián: "Characteristics of Non-sinusoidal Microwave Negative Resistance Oscillators". Doctoral Thesis. University of Surrey. Sept 1977.
- [9] L. Gustafsson: "On the use of describing functions in the study of nonlinear active microwave circuits". IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique. Vol MTT-20 n° 6 pp 402-409. June.1972
- [10] V.Rizzoli, A Lipparini and E.Marazzi.. "A general purpose program for nonlinear microwave circuit design". IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. Vol MTT-31, pp 762-769. Sept.1983.
- [11] J. D. Chatelain. " Dispositifs à semiconducteur". Dunod. 1985.
- [12] C. Jacobini et al. " A Review of some Charge Transport Properties of Silicon". Solid State Electronics. Vol 20. pp. 77-89. Feb 1977.
- [13] J. M. Golio. " Microwave MESFET's and HEMT's". Artech House 1991.
- [14] M. Golio, M. Miller, E. Arnold and B. Beckwith. " GASMAP: Gallium Arsenide Model Analysis Programs". Norwood Artech House 1991.

- [15] M. Golio, M. Miller and B. Beckwith. "Software Provides Accurate and Versatile Parameter Extraction for Large Signal Modeling". *Microwave Journal*, pp. 121- 135, July 1992.
- [16] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore and E. Playez. "A New Method for Determining the FET Small- Signal Equivalent Circuit". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. Vol MTT-36, nº 7, July 1988.
- [17] L. Bengtsson, M. Garcia and I. Angelov. "An Extraction Program for Nonlinear Transistor Model Parameters for HEMTs and MESFETs". *Microwave Journal*, pp. 146-153, January 1995.
- [18] H. Fukui. "Determination of the Basic Device Parameters of a GaAs MESFET". *Bell System Technique Journal*, Vol 58, nº 3, pp. 771-797, March 1979.
- [19] I. Corbellá, R. Sánchez, H. Gual, J. Costa, L. Pradell. "Comparación entre Medidas DC y AC de Resistencias Parásitas del Circuito Equivalente del MESFET". *Actas del VI Simposium Nacional. U. R. S. I. Vol 1. pp. 54- 58. Sept. 92.*
- [20] E. Arnold, M. Golio, M. Miller and B. Beckwith. "Direct Extraction of GaAs MESFET Intrinsic Element and Parasitic Inductance Values". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. pp. 359- 362. May 1990.
- [21] J. Rodriguez- Tellez, K. A. Mezher, O. M. Conde Portilla and J. C. Luengo Patrocinio. "A Highly Accurate Microwave Nonlinear MESFET Model". *Microwave Journal*, pp. 280-285, May 1993.
- [22] T. Fernández, J. M. Zamanillo, A. Tazón, A. Mediavilla. "Extracción No Lineal de Modelos de Transistores MESFET: Dependencia con el Punto de Polarización". *Actas del VI Simposium Nacional. U. R. S. I. Vol 1. pp. 64- 68. Sept. 92.*
- [23] D. L. Peterson, A. M. Pavio and B. Kim. "A GaAs FET Model for Large- Signal Applications". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. Vol MTT-32 nº 3, March.1984.
- [24] M. Miller, M. Golio, B. Beckwith, E. Arnold and D. Halchin. "Choosing an Optimum Large- Signal Model for GaAs MESFETs and HEMTs". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 359-362, May 1990.
- [25] T. R. Cuthbert. "Optimization Using Personal Computers". New York, Wiley 1987.

- [26] L. E. Scales. "Introduction to Non-linear Optimization". London, MacMillan 1985.
- [27] D. W. Marquardt. "An algorithm for Least-squares Estimation of Nonlinear Parameters". J. Siam, Vol 11, n° 2, pp. 431- 441, June 1963.
- [28] J. J. Ebers and J. L. Moll. "Large-Signal Behavior of Junction Transistors". Proc. IRE, 42, 1954.
- [29] H. K. Gummel and H. C. Poon. "A Compact Bipolar Transistor Model". IEEE. Solid State Electron, 17, 1974.
- [30] H. K. Gummel and H. C. Poon. "An Integral Charge Control Model of Bipolar Transistors". Bell System Techniques Journal. Vol 49. 1972.
- [31] Koehler and Dankwart. "The Charge Control Concept in the Form of Equivalent Circuits Representing a Link Between the Classic Large Signal Diode and Transistors Models". Bell System Techniques Journal. pp. 523- 576. March 1977.
- [32] B. R. Chawla. "Circuit Representation of the Integral Charge-Control Model of Bipolar Transistors", IEEE J. Solid-State Circuits, SC-6,1971.
- [33] B. R. Chawla and H. K. Gummel, "Transition Region Capacitance of Diffused pn Junctions", IEEE Trans. Electron Devices, ED-18, 1971.
- [34] R. B. Schilling, "A Bipolar Transistor Model for Device and Circuit Design". Solid-State Electron, 32, 1971.
- [35] S. C. Choo. "Analytical Approximations for An Abrupt pn Junction under High Level Conditions." Solid-State Electron., 16, 1973.
- [36] J. Cornu. "Analytical Model for pn Junction under High-Injection Conditions". Electron. Lett., 7, 1971.
- [37] H. K. Gummel and D. L. Scharfetter. "Depletion-Layer Capacitance of p⁺n Step Junction". J. Appl. Phys., 38, 1967.
- [38] H. K. Gummel and H. C. Poon. "Modeling of Emitter Capacitance". IEEE. Proc. 1969.

- [39] W. Shockley. "The Theory of pn Junctions in Semiconductors and pn Junction Transistors". Bell Syst. Technol., 28, 1949.
- [40] R. A. Aubrey and H. L. Kraus. "Nonlinear Large-Signal Modeling of Transistor Collector Characteristics for Computed-Aided Circuit Design". IEEE J. Solid State Circuits, SC-5, 1970.
- [41] F. A. Lindholm and D. J. Hamilton. "Incorporation of the Early Effect in the Ebers-Moll Model". Proc. IEEE. 1971.
- [42] P. R. Wilson. "Avalanche Breakdown Voltage of Diffused Junctions in Silicon". Solid-State Electron., 16. 1973.
- [43] G. Rey, F. Dupuy and J. P. Bailbe. "A Unified Approach to the Base Widening Mechanisms in Bipolar Transistors". Solid- State Electronics. Vol 18. pp. 863- 866. 1975.
- [44] G. Rey and J. P. Bailbe. "Some Aspects of Current Gain Variations in Bipolar Transistors". Solid-State Electron., 17. 1974.
- [45] P. Antognetti and G. Massobrio. "Semiconductor Device Modeling with Spice". Mc Graw Hill.
- [46] Microwave Spice. EEsof.
- [47] F. A. Perner. "Quasi-Saturation Region Model of an npn Transistor". IEEE Electron Devices. 1974.
- [48] J. Vidkjaer. "A Computerized Study of the Class- C- Biased RF- Power Amplifier". IEEE Journal of Solid State Circuits. Vol SC- 13, n° 2, April 1978.
- [49] J. Vidkjaer. "Describing Function Approach to Bipolar RF- Power Amplifier Simulation". IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol CAS- 28, n° 8, pp. 758- 767. Aug. 1981.
- [50] M. Shur. "Analytical Model of GaAs MESFet's". IEEE Transactions on Electron Devices. Vol ED-25, n° 6, pp 612-618, June 1978.
- [51] H. Kondoh. "An Accurate FET Modeling from Measured S Parameters". IEEE Microwave Theory Tech., pp. 377-380, June 1986.

- [52] I. Corbella, J. M. Legido, G. Nadal. "Instantaneous Model of a MESFET for Use in Linear and Non-linear Circuit Simulation". IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique. Vol MTT-40, nº 7, pp. 1410-1421, July 1992.
- [53] L. Pradell, I. Corbellá, F. Purroy, M. Cáceres et al. "Comparación entre Técnicas de Medida y Modelización de Transistores MESFET y HEMT Discretos hasta 40 GHz". Actas del VI Simposium Nacional U. R. S. I. Vol 1, pp. 43 - 48. Sept. 92.
- [54] J. M. Zamanillo, A. Mediavilla, A. Tazón, J. L. García. "Extracción Automática de Modelos Lineales de Transistores MESFET de AsGa". Actas del VI Simposium Nacional. U. R. S. I. Vol 1. pp. 49- 53. Sept. 92.
- [55] P. H. Ladbrooke and S. R. Blight. "Low-Field Low-Frequency Dispersion of Transconductance in GaAs MESFET's with Implications for Other Rate-Dependent Anomalies". IEEE Trans. Electron Devices, Vol ED-35, pp. 257-267, March 1988.
- [56] J. A. Reynoso-Hernandez and J. Graffeuil. "Output Conductance Frequency Dispersion and Low-Frequency Noise in HEMTs and MESFETs". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol MTT-37, pp. 1478-1481. Sept 1989.
- [57] H. Statz, P. Newman, I. Smith, R. Pucel and H. Haus. "GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE". IEEE Trans. Microwave Theory and Technique. Vol ED- 34, nº 2, pp. 160- 169. Feb 1987.
- [58] R. A. Pucel, H. A. Haus and H. Statz. "Signal and Noise Properties of Gallium Arsenide Microwave Field-Effect Transistors". Electronics and Electron Physics, Vol 38, pp.195-265.
- [59] J. M. Golio, R. J. Trew, G. N. Maracas and H. Lefevre. "A Modeling Technique for Characterizing Ion-Implanted Material Using C-V Data". Solid-State Electron, Vol 27, pp. 367-373, April 1984.
- [60] J. Rodriguez et al. " A Five- Parameter DC GaAs MESFET Model for Nonlinear Circuit Design". IEE Proc. Part G, Vol 139, nº 3, pp. 325-332, June 1992.
- [61] A. Zylbersteign, G. Bert and G. Nuzillat. "Hole Traps and Their Effects in GaAs MESFETs". IEEE Trans. Electron Devices. Vol ED-45, pp. 315-325, 1979.

- [62] H. Willing, C. Rauscher and P. de Santis. "A Technique for Predicting Large-Signal Performance of a GaAs MESFET". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-26, pp. 1017-1023, Dec. 1978.
- [63] M. Sango, O. Pitzalis, L. Lerner, C. McGuire, P. Wang and W. Childs. "A GaAs MESFET Large-Signal Model for Nonlinear Analysis". IEEE Microwave Theory Tech., pp. 1053-1056, May 1988.
- [64] A. Madjar and F. J. Rosenbaum. "A Large-Signal Model for the GaAs MESFET". IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique. Vol MTT-29, pp. 781-788, Aug. 1991.
- [65] A. McCamant, G. McCormack and D. Smith. "An Improved GaAs MESFET Model for SPICE". IEEE Microwave Theory Tech., Vol. MTT-38, pp.822-824, June 1990.
- [66] T. Kacprzak and A. Materka. "Compact DC Model of GaAs FET's for Large-Signal Computer Calculation". IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-18, pp. 211-213, April 1983.
- [67] Optotek Ltd. "GaAs MESFET and HEMT Model Extraction Software". Microwave Journal, pp. 274- 276, April 1995.
- [68] M. Golio, J. R. Hausner and P. A. Blakey. "A Large- Signal GaAs MESFET Model Implemented on SPICE". IEEE Circuits and Devices Magazine. Vol 1, pp. 21- 30. Sept 1985.
- [69] M. Golio and P. A. Blakey. "A General CAD Tool for Large- Signal GaAs MESFET Circuit Design". IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. pp. 417- 420. 1985.
- [70] V. D. Hwang and T. Itoh. "An Efficient Approach for Large Signal Modeling and Analysis of the GaAs MESFET". IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. Vol MTT- 35. pp. 396- 410. 1987.
- [71] R. A. Minasian. "Simplified GaAs MESFET model to 10 Ghz". Electronic Letters, Vol 13, n° 18, pp. 549- 551, 1977.
- [72] T. Chen and M. Shur. "A Capacitance Model for GaAs MESFET's". IEEE Transactions on Electron Devices. Vol ED-12, n° 5, pp 883-891, May 1985.

- [73] T. Tajada, K. Yokoyama et al. "A MESFET Variable Capacitance Model for GaAs Integrated Circuit Simulation". IEEE Trans. Microwave Theory and Technique. Vol MTT-30, n° 5, pp. 719- 723. May 1982.
- [74] Y. Tajima, B. Wrona and K. Mishima. "GaAs FET Large- Signal Model and its Application to Circuits Design". IEEE Transactions on Electron Devices. Vol ED-28, n° 2, pp 171-175, February 1981.
- [75] W. R. Curtice. "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits". IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique. Vol MTT-28 n° 5 pp 448-455. May.1975.
- [76] W. R. Curtice and R. L. Camisa. "Self-consistent GaAs FET Models for Amplifier Design and Device Diagnostics". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol MTT-32, pp. 1573- 1578, Dec. 1984.
- [77] T. Taki. "Approximation of Junction Field-Effect Transistor Characteristics by a Hyperbolic Function". IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-13, pp. 724-726, Oct. 1978.
- [78] W. R. Curtice and M. Ettenberg. "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol MTT-33, n° 12, December 1985.
- [79] Libra. EEsof.
- [80] W. R. Curtice and Y. H. Yun. "A Temperature Model for the GaAs MESFET". IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-28, n° 8, pp. 954-962, Aug. 1981.
- [81] J. Rodriguez-Tellez, B. P. Stothard and M. Al-Daas. "The Effect of Frequency and Temperature on Output Conductance of GaAs FETs". Microwave Journal, Vol. 38 n° 8, pp. 88-94, August 1995.
- [82] S. Muñoz and J. L. Sebastián. "Diseño de un Amplificador Clase - C- Mediante Funciones Descriptivas". Actas del VII Simposium Nacional U. R. S. I. Vol 2. pp. 1114-1118. Sept 1993.
- [83] "Diode and Transistor Designer's Catalog". pp. 69-72. Hewlett Packard. 1990-91.
- [84] S. Wolfram. "Mathematica: A System for Doing Mathematics by Computer". Addison- Wesley.

- [85] J. Glynn and T. Gray. "Exploring Mathematics with Mathematica". Addison- Wesley 1991.
- [86] N. Blachman. "Mathematica: un enfoque práctico". Ariel Informática 1993.
- [87] Char, Geddes, Gornet, Monagan, Walt. "MAPLE: A Tutorial Introduction. Wateom Publications.
- [88] J. L. Sebastián and J. M. Miranda. "MWAVE 2: A Tool for Microwave Amplifier Design". Proc. 23rd European Microwave Conference. pp. 1009- 1011. Sept. 1993.
- [89] T. Edwards. "Foundations for Microstrip Circuit Design". Wiley 1991.
- [90] M. W. Medley. "Microwave and RF Circuits: Analysis, Synthesis and Design". Artech House 1992.
- [91] L. A. Frinogga, G. Kaizhou and I. C. Hunter. "Practical Microstrip Circuit Design". Ellis Horwood 1991.
- [92] P. L. D. Abrie. "The Design of Impedance-Matching Networks for Radio-Frequency and Microwave Amplifiers". Artech House 1985.
- [93] B. C. Wadell. "Transmission Line Design Handbook". Artech House 1991.
- [94] S. Muñoz y J. L. Sebastián. " Condición Óptima de Polarización y Principales Parámetros de un Amplificador MESFET- RF de Potencia". Actas del IX Simposium Nacional de U. R. S. I. 94. pp. 317- 322. Sept. 1994.
- [95] S. Muñoz and J. L. Sebastián. " Optimization of a MESFET RF Power Amplifier Using a Bias Dependent Large Signal MESFET Model". 1995 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference Proceedings. Vol. 1, pp. 373-378. July 24-27.
- [96] J. L. Sebastián, S. Muñoz and J. D. Gallego. "Design and Nonlinear Analysis of a High Gain RF Amplifier Using a Bias Dependent Large Signal MESFET Model and the Describing Function Technique". 1995 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings. Vol 2, pp. 879-882, Oct.

- [97] S. Muñoz, J. L. Sebastián and J. D. Gallego. "Design of a High Gain Power Amplifier Using a Bias Dependent Large Signal MESFET Model and the Describing Function Technique". 1995 Conference Proceedings of the International Symposium on Signals, Systems and Electronics, pp. 455-458, Oct.
- [98] NEC Microwave and RF Semiconductors. 1991-92.
- [99] J. Costa, L. Pradell. "Automatización de la Caracterización de Transistores MESFET de Microondas". Actas del VI Simposium Nacional. U. R. S. I. Vol 1. pp. 59- 63. Sept. 92.
- [100] J. D. Gallego. Centro Astronómico de Yebes. Guadalajara.
- [101] R. B. Marks. " A Multiline Method of Network Analyzer Calibration". IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique. Vol MTT-39, n° 7, pp. 1205-1215, July 1991.
- [102] J. D. Gallego. " Método para la Calibración TRL Externa del Analizador Vectorial de Redes HP 8510 C". Informe Técnico CAY 1994-7.
- [103] F. Diamant and M. Laviron. " Measurement of the Extrinsic Series Elements of a Microwave MESFET Under Zero Current Condition". Proc. 12th European Microwave conference, pp. 451- 456, 1982.
- [104] LPKF. CAD/CAM Systeme. Osteriede 7. D-30827 Garbsen.
- [105] J. D. Gallego. " Amplificadores Refrigerados de muy Bajo Ruido con Transistores GaAs FET para la Frecuencia Intermedia de Receptores de RadioAstronomia". Tesis Doctoral. 1992.