

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**MODELADO DE DISPOSITIVOS ACTIVOS
DE MICROONDAS INCLUYENDO EFECTOS
ÓPTICOS EN CÓDIGO VERILOG-A
(Microwaves active devices modelling
including optical effects using Verilog-A code)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Beatriz Cobo Salcines

Septiembre-2017



INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Beatriz Cobo Salcines

Director del PFC: José María Zamanillo Sainz de la Maza

Título: “Modelado de dispositivos activos de microondas incluyendo efectos ópticos en código Verilog-A”

Title: “Microwaves active devices Modelling including optical effects using Verilog-A code “

Presentado a examen el día: 12 de Septiembre de 2017

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Fernández Ibáñez, Tomás

Secretario (Apellidos, Nombre): Zamanillo Sainz de la Maza, José María

Vocal (Apellidos, Nombre): Tazón Puente, Antonio

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera N°:
(a asignar por Secretaría)

AGRADECIMIENTOS

A José María Zamanillo Sainz de la Maza, por su dedicación, sus ánimos y su labor como Tutor del presente Proyecto Fin de Carrera.

RESUMEN

La calidad de los modelos de los dispositivos que forman parte de un circuito o sistema de comunicaciones, pone de manifiesto el funcionamiento del mismo. Aunque los simuladores actuales poseen una gran variedad de modelos, la tecnología de dispositivos evoluciona continuamente, requiriendo nuevos dispositivos. La creación de modelos lineales es sencilla y fácil de comprender. Sin embargo, la creación de modelos no lineales ha sido siempre tan complicada que los ingenieros a veces preferían sobrevivir con los modelos ya existentes que crear modelos compilables.

Las técnicas existentes, como el modelado del dispositivo utilizando componentes discretos son tediosas y de difícil utilización. Como muchos simuladores fuerzan esos componentes a que sean lineales, esa técnica sólo permitía el uso del modelo para simulaciones de pequeña señal (AC), por lo que no se podía alcanzar una simulación precisa de DC o de balance armónico. La única técnica que permitía simular el comportamiento del dispositivo tanto en pequeña como en gran señal era la escritura de código fuente, lo cual era una tarea complicada, ya que por ejemplo un transistor BJT típico podía requerir 4500 líneas de código.

Para hacer más sencilla la creación de modelos no lineales, muchas plataformas de simulación están incorporando potentes compiladores basados en VHDL. Verilog-A es un lenguaje de descripción hardware analógico, diseñado para modelar el comportamiento de sistemas y componentes analógicos. Las líneas de código del modelo implementado en Verilog-A se reducen una décima parte, lo que disminuye el número de errores y acelera su desarrollo y simulación.

Por otro lado los simuladores Keysight Genesys o ADS son un estándar utilizado por los diseñadores en la actualidad, por ello el objetivo principal del presente proyecto es el desarrollo de modelos de dispositivos activos de microondas incluyendo efectos electro-óptico en lenguaje Verilog-A para dicho simulador. La ventaja de esto es que dichos modelos pueden también ser utilizados en otros simuladores comerciales Cadence, HSPICE, etc que soporten código Verilog-A.

INDICE

1. TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO	8
1.1. Tipos de transistores FET	8
1.1.1. JFET	8
1.1.2. MESFET	8
1.1.3. MOSFET	9
1.2. Modelado	9
1.2.1. Modelado Físico.....	9
1.2.2. Modelado Matemático	10
1.2.3. Modelado Empírico	10
1.3. Elementos parásitos o extrínsecos	12
1.3.1. Inducciones de encapsulado (L_{pg} , L_{pd}).....	12
1.3.2. Capacidades de encapsulado (C_{pg} , C_{pd} , C_{pgd}).....	12
1.3.3. Inducciones de acceso (L_s , L_g , L_d)	12
1.3.4. Resistencias de acceso (R_s , R_g , R_d).....	13
1.3.5. Capacidades de empaquetado (C_{pgi} , C_{pdi})	13
2. SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS.....	14
2.1. Introducción	14
2.2. Transmisores ópticos	15
2.2.1. LED'S	15
2.2.2. Diodo Láser.....	15
2.3. Canal de transmisión.....	16
2.4. Receptores ópticos	16
2.4.1. Fotodiodos PIN	17
2.4.2. Fotodiodos de Avalancha.....	17
3. ILUMINACIÓN OPTICA EN EL TRANSISTOR.....	18
3.1. El transistor como fotodetector.....	18
3.2. Comportamiento del transistor MESFET y HEMT bajo iluminación óptica	19
3.3. Respuesta óptica	20
4. LENGUAJE VERILOG-A.....	21
4.1. Leyes de Kirchhoff	21
4.2. Arquitectura Verilog-A.....	22
4.3. Módulos Verilog-A.....	23

4.3.1.	Definición de librerías.....	23
4.3.2.	Declaración del módulo	23
4.3.3.	Comportamiento del modelo.....	24
4.4.	Compilación Verilog-A	25
5. IMPLEMENTACIÓN DE MODELOS DE RF UTILIZANDO LENGUAJE VERILOG-A		29
5.1.	MESFET F20 GEC MARCONI (6*50)	29
5.2.	P-HEMT D02AH (4*30)	41
6.	CONCLUSIONES.....	51
7.	REFERENCIAS	52

INTRODUCCIÓN

El trabajo que a continuación se presenta tiene dos objetivos, por un lado mostrar la interacción existente entre un haz de radiación luminosa y los transistores MESFET y HEMT como principales componentes de los circuitos electrónicos a frecuencias de microondas, y por otro la implementación en el lenguaje Verilog-A de un dispositivo inexistente dentro de las librerías más comunes de los programas de simulación y desarrollado por el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria DICOM.

El estudio se ha centrado sobre los transistores microondas, MESFET y HEMT, puesto que son estos los que constituyen el elemento clave en casi todos los circuitos electrónicos y además la estructura y funcionamiento eléctrico de estos dispositivos se debe tener en cuenta si se quiere realizar una correcta interpretación del funcionamiento de estos transistores como detectores ópticos.

El segundo objetivo es de gran importancia debido a que la creación continua de modelos nuevos y la necesidad de trabajar con ellos hace imprescindible una herramienta que simplifique su modelado.

Para hacer que la creación de modelos no lineales sea más sencilla, importantes empresas de plataformas de simulación (Keysight Genesys o ADS) están incorporando potentes compiladores de Verilog-A. Verilog-A es un lenguaje de descripción hardware, diseñado para modelar el comportamiento de sistemas y componentes analógicos. Las líneas de código del modelo implementado en Verilog-A se reducen, lo que disminuye el número de errores y acelera su desarrollo y simulación. Entre sus principales ventajas destacan: que el usuario puede modificar las ecuaciones que describen el modelo de manera fácil y que el modelo desarrollado con Verilog-A puede usarse en cualquier simulador que tenga implementado Verilog-A.

Con estas nuevas técnicas de modelado no lineal de dispositivos analógicos, se pueden implementar complejos modelos de una manera fácil y rápida. Así el usuario podrá disponer de una amplia gama de modelos de dispositivos precisos, robustos y probados, y podrá modificarlos para adecuarlos a distintas funcionalidades ya que tan solo habría que modificar el código del circuito de su fichero .va.

1. TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO

Los transistores de efecto de campo o FET (Field Effect Transistor) se denominan así porque durante su funcionamiento la señal de entrada crea un campo eléctrico que controla el paso de la corriente a través del dispositivo, también suelen denominarse unipolares, para distinguirlos de los transistores bipolares y para destacar el hecho de que solo un tipo de portadores (o bien electrones, o bien huecos) intervienen en su funcionamiento.

Los FETs son dispositivos de tres terminales: Gate o Puerta, Drain o Drenador y Source o Fuente, entre la fuente y el drenador existe una región conductiva o canal por la cual se mueven los portadores mayoritarios. El voltaje en el terminal de puerta controla la corriente del canal.

1.1. Tipos de transistores FET

Podemos diferenciar principalmente tres tipos de transistores FET:

1.1.1. JFET

Los transistores de efecto de campo de unión (JFET), en los que su funcionamiento se basa en el control del paso de la corriente por el campo aplicado a la puerta, son constituidos por una o varias uniones p-n polarizadas en inverso. El semiconductor está formado por una capa de carácter n (capa epitaxial) depositada sobre un substrato de silicio u otro semiconductor de tipo p. Un área pequeña de la superficie de esta capa epitaxial está difundida con impurezas también de tipo p, y forma, junto con el substrato de silicio, el contacto de puerta. Los electrodos metálicos de fuente y sumidero se depositan directamente a ambos lados del contacto superior de puerta.

1.1.2. MESFET

Los transistores de efecto de campo de unión metal-semiconductor (MESFET) tienen un funcionamiento similar al JFET, salvo que el control del flujo de corriente se realiza por una unión metal-semiconductor de tipo Schottky. Este tipo de transistores puede operar a frecuencias más altas que el JFET, por eso se utiliza en la región de las microondas. El electrodo de puerta está formado por una unión metal-semiconductor. La estructura se completa con otros dos electrodos metálicos depositados sobre la superficie del semiconductor, en sus extremos, formando un contacto óhmico con el semiconductor. Uno de estos electrodos actúa de fuente o surtidor (S) y el otro de drenador o sumidero (D).

Los MESFET son construidos casi en su totalidad con Arseniuro de Galio, aunque también se utiliza en menor medida el silicio, las ventajas de utilización del arseniuro de galio son varias:

- a) En el rango de operación útil, los electrones del arseniuro de galio presentan una movilidad de unas cinco veces superior a la del silicio.
- b) La velocidad de arrastre máxima de los electrones por un campo eléctrico es casi el doble en el arseniuro de galio que en el silicio
- c) Los MESFET se fabrican depositando una capa epitaxial de arseniuro de galio dopada convenientemente sobre un sustrato de arseniuro de galio con propiedades aislantes, de esta manera las capacidades parasitas entre el sustrato y los contactos metálicos de los electrodos son muy bajas.
- d) La posibilidad de que los electrones alcancen velocidades muy elevadas en los dispositivos de puertas muy cortas resulta en un tiempo de tránsito muy pequeño.

1.1.3. MOSFET

Finalmente, existen los MOSFET (Metal Oxido Semiconductor FET), cuyo desarrollo ha sido más reciente, están básicamente desarrollados en tecnología de Silicio. En estos transistores el control de la corriente a través del semiconductor se realiza mediante un contacto separado del semiconductor por una capa aislante (normalmente óxido de silicio). Este tipo de transistores se utilizan preferentemente en la electrónica digital. Su banda de funcionamiento llega hasta algunos GHz. Actualmente se utilizan en comunicaciones móviles.

Debido a modernas técnicas de crecimiento epitaxial (procesos de epitaxia por lanzamiento molecular) y de deposición de metal por vapores orgánicos han surgido distintos tipos de semiconductores como el HEMT (High Electron Mobility Transistor) transistor basado en tecnología de Arseniuro de Galio. Es un transistor de efecto de campo que utiliza una heterounión en vez de un canal dopado, en los HEMT se utilizan dos semiconductores de distinta energía de gap, ligeramente dopados, para formar una heterounión que posee una región de espesor reducido donde se concentra una gran densidad de portadores móviles con muy alta movilidad. Este tipo es el más utilizado en las frecuencias de microondas debido a su baja figura de ruido y a su comportamiento a frecuencias elevadas (60 GHz.)

1.2. Modelado

La base de los circuitos integrados monolíticos de microondas la forman los transistores MESFET y HEMT. Para estudiarlos existen una serie de modelos definidos que permiten obtener el comportamiento de unos dispositivos frente a otros y ver las similitudes y diferencias.

1.2.1. Modelado Físico

Este tipo de modelado se basa en las características físicas del dispositivo. Parte de las ecuaciones de transporte de carga en semiconductores y de las ecuaciones de continuidad para el cálculo de las corrientes, y utiliza los parámetros extraídos de los

procesos de fabricación y diseño del transistor y de las características tecnológicas: longitud de puerta, anchura de puerta, niveles de dopado, movilidad de portadores.

Los resultados obtenidos mediante este tipo de modelado no son del todo exactos ya que los fabricantes muestran un gran recelo a la hora de dar a conocer sus parámetros y por ello se realizan un montón de aproximaciones que provocan una pérdida de exactitud. Representa el comportamiento físico del transistor.

1.2.2. Modelado Matemático

Para determinar el comportamiento del transistor se utilizan las tablas de parámetros de Scattering y/o admitancia en un gran ancho de banda. Dentro de este tipo de modelado podemos diferenciar dos tipos:

1.2.2.1. Modelado matemático eléctrico

Se basa en la utilización del comportamiento eléctrico de los elementos que forman el circuito equivalente del transistor con el punto de polarización en pequeña señal para obtener un modelo no lineal del mismo. Con este modelado resulta complicado ajustar con precisión el comportamiento del transistor en cualquier punto de polarización. Este tipo resulta muy complicado de implementar en simuladores comerciales.

1.2.2.2. Modelado matemático de Tipo Caja Negra

Este modelo parte de las medidas de parámetros de Scattering en un gran rango de frecuencias y los transforma a parámetros de admitancia. Utilizando métodos de integración se obtienen las corrientes en las distintas puertas del transistor, que se expresan en función de las derivadas de dichas corrientes respecto a las tensiones entre sus terminales. El principal inconveniente de este tipo de modelado es la utilización de métodos de interpolación y debido a que se utilizan ecuaciones en lugar del esquema circuital, abordar el problema de escalado resulta bastante complicado.

Como desarrollo de este tipo de modelado en los últimos años en los trabajos de Filicori se han utilizado medidas pulsadas para desarrollar modelos matemáticos de gran señal está solventando los inconvenientes anteriormente citados.

1.2.3. Modelado Empírico

Es el más utilizado ya que se basa en la creación de un modelo circuital equivalente que puede ser implementado en los simuladores actuales, se lleva a cabo efectuando un número suficientemente elevado de medidas. La gran ventaja es la interpolación o extrapolación del comportamiento del dispositivo a frecuencias que no fueron utilizadas en la caracterización del mismo. Dentro del modelado Empírico podemos encontrarnos con tres aproximaciones:

1.2.3.1. Modelado Lineal de pequeña señal

Utilizado para simular el comportamiento del transistor para el régimen de pequeña señal. El modelo en cada punto de polarización es obtenido a partir de los parámetros de Scattering en el rango frecuencial utilizado.

1.2.3.2. Modelado No Lineal Pequeña Señal

Este modelo se obtiene a partir de los parámetros de Scattering y de medidas DC, utilizando leyes no lineales para predecir el comportamiento de los elementos del circuito.

1.2.3.3. Modelado No Lineal Gran Señal

Este modelo permite obtener el comportamiento del transistor para cualesquiera que sean las condiciones de funcionamiento.

El modelo eléctrico no lineal equivalente de un FET que utilizaremos en este trabajo es el modelo DICOM desarrollado por el grupo del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones. Se ha elegido este modelo por ser el adecuado para representar con fidelidad el comportamiento de los dispositivos. Este modelo es válido tanto para transistores MESFET como para transistores HEMT.

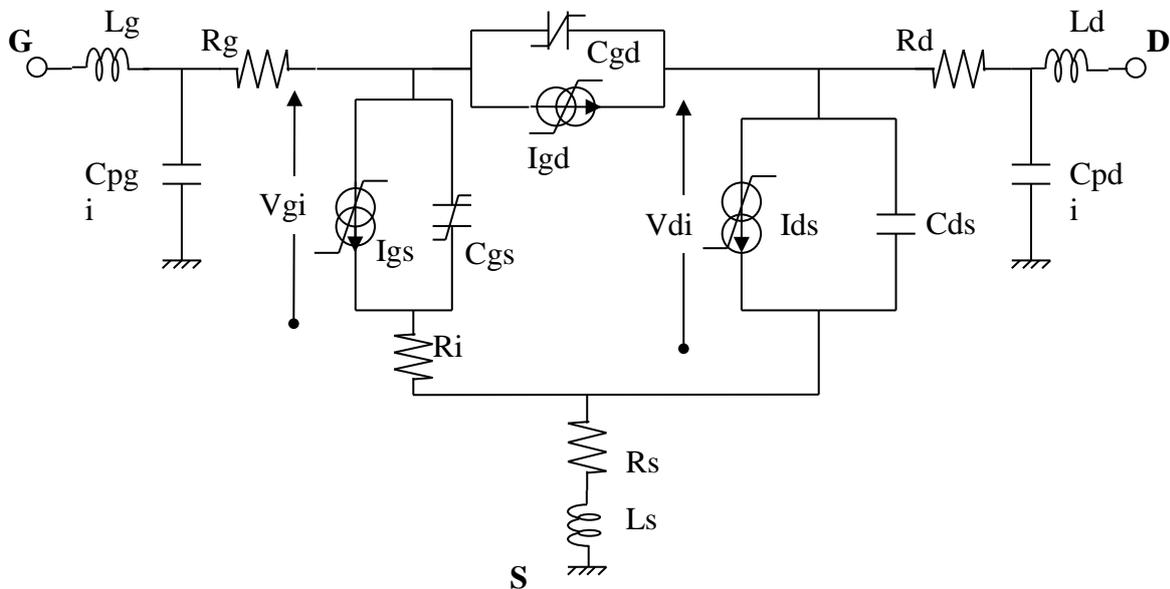


Fig. 1.1: Modelo eléctrico no lineal equivalente del transistor

Dentro del modelo circuital del dispositivo se distinguen dos tipos de elementos, los parámetros extrínsecos o parásitos que son independientes del punto de trabajo en el que se encuentre el transistor y que son las resistencias e inducciones de acceso y las capacidades parásitas (R_s , R_d , R_g , L_s , L_g , L_d , C_{pgi} y C_{pdi}) y los intrínsecos, que si dependen de la zona de polarización del transistor (R_i , R_{ds} , C_{gd} , C_{gs} y C_{ds}).

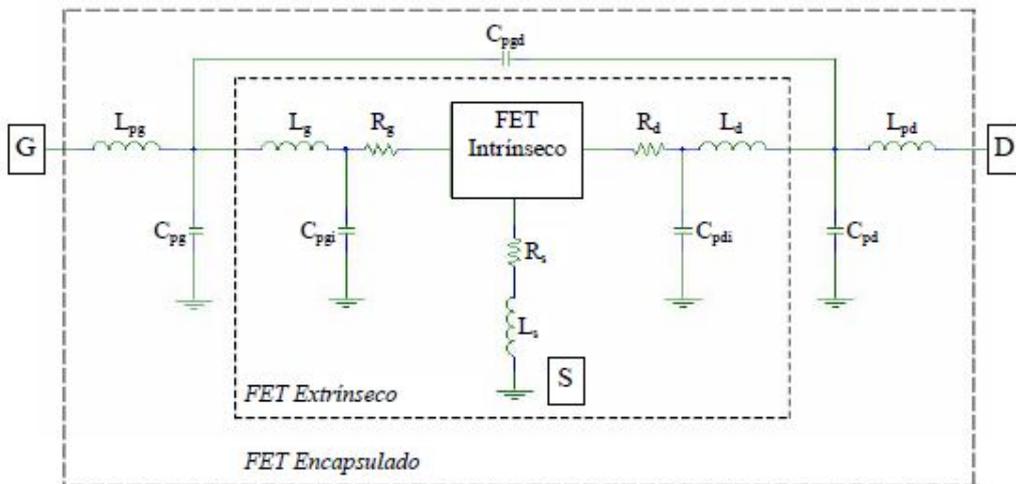


Fig. 1.2: Elementos parásitos de un transistor MESFET/HEMT encapsulado, con el terminal de source a masa.

1.3. Elementos parásitos o extrínsecos

1.3.1. Inducciones de encapsulado (L_{pg} , L_{pd})

Se incluyen para modelar los hilos de oro soldados por termocompresión o por ultrasonidos, esto hilos unen el dispositivo en chip a la capsula. Únicamente dependen de la longitud de los hilos.

1.3.2. Capacidades de encapsulado (C_{pg} , C_{pd} , C_{pgd})

Necesarias para modelar el efecto capacitivo existente entre la capsula y el substrato del dispositivo en chip. Dependen del tipo de capsula empleado. Valores típicos suelen ser desde 1 a 100 fF.

1.3.3. Inducciones de acceso (L_s , L_g , L_d)

Modelan el efecto inductivo de los contactos metálicos de los electrodos del dispositivo formados por la deposición del metal sobre la superficie. Las inductancias L_g

y L_d varían entre 1 y 20 pH para dispositivos de baja potencia y entre 20 y 100 pH para dispositivos de media-alta potencia. La inductancia L_s suele presentar valores mucho menores, entre 0.1 y 3 pH.

1.3.4. Resistencias de acceso (R_s , R_g , R_d)

Se incluyen para tener en cuenta el efecto resistivo formado por los contactos ohmicos de fuente y drenador y por la resistencia que hay entre la capa dopada y los electrodos de puerta y drenador respectivamente. Las resistencias R_s y R_d presentan valores típicos de 1 a 15 ohm y R_g varía entre 0.5 y 8 ohm. La práctica muestra que estas resistencias varían muy ligeramente con las tensiones de polarización. Por lo tanto no se comete un error considerable si las tomamos como constantes.

1.3.5. Capacidades de empaquetado (C_{pgi} , C_{pti})

Modelan el efecto capacitivo formado entre el transistor y el substrato del dispositivo en chip, también se conoce con el nombre de capacidades de “pad”. Sus valores típicos oscilan entre 1 y 20 fF.

2. COMUNICACIONES OPTICAS

2.1. Introducción

El origen de la luz como sistema de comunicación nace cuando los humanos pasan de la comunicación por sonidos a otro tipo de comunicación más efectiva en la que el emisor y el receptor se encuentren separados por mayores distancias. Las comunicaciones ópticas conocidas han sido desarrolladas en su mayoría en el siglo XX, pero los elementos utilizados como el láser o la fibra óptica ya eran conocidos desde hace más tiempo. Estas comunicaciones han sufrido un gran desarrollo desde su comienzo, los emisores cada vez son más potentes y el canal de comunicaciones, gracias a la fibra óptica ha supuesto una revolución.

La diferencia de un sistema de comunicaciones ópticas frente a otros difiere en la longitud de onda empleada:

$$\text{Longitud_de_onda} = \frac{\text{Velocidad_de_la_luz}}{\text{frecuencia}}$$
$$\lambda = \frac{c}{\nu}$$

En microondas esta longitud se encuentra en torno a los centímetros mientras que las usadas en comunicaciones ópticas están en torno a una micra, lo que hace que su comportamiento sea tan diferente. El hecho de que la frecuencia empleada sea de unos cinco órdenes de magnitud superior hace que la luz pueda transmitir mucha más información que cualquier otro sistema. La velocidad de la señal transmitida en estos casos puede llegar a alcanzar órdenes de Tb/s, valor inalcanzable para cualquier otro sistema.

El proceso envío de información es el siguiente:

La señal tratada en etapas electrónicas es convertida a radiación óptica mediante un dispositivo, esta señal óptica se modula y se hace llegar al canal de transmisión, que es el medio que transporta la luz, principalmente la fibra óptica, una vez llegado al receptor se tiene que producir el efecto contrario que en el emisor, la señal recibida deberá ser demodulada y en la mayoría de los casos amplificada antes de volver a pasar al dominio eléctrico.

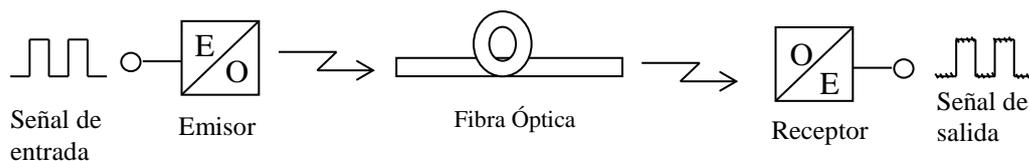


Fig. 2.1: Esquema de un sistema de comunicaciones ópticas

2.2. Transmisores ópticos

La misión del transmisor óptico consiste, principalmente, en la conversión de la señal de información eléctrica que se desea transmitir a una señal óptica y acoplarla en el medio de transmisión elegido, en la mayoría de los casos, la fibra óptica. Dicha conversión se realiza en un elemento del transmisor conocido como la fuente óptica.

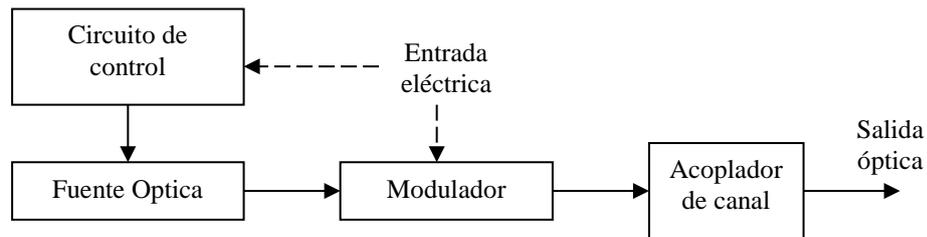


Fig. 2.2: Transmisor óptico

Las fuentes ópticas de semiconductor pueden clasificarse en dos grandes grupos: led's y diodos láser.

2.2.1. LED'S

Son fuentes que generan luz mediante el mecanismo de emisión espontánea, son de muy bajo coste ya que su fabricación y estructura es muy sencilla si la comparamos con un láser. Sus características principales son su gran anchura espectral en ausencia de modulación y su relativa ineficiencia de acoplo de potencia a la fibra óptica, lo que hace que estos dispositivos sean apropiados para aplicaciones de baja distancia y velocidades de transmisión pequeñas (hasta 200 Mb/s) aunque en los últimos años se están empleando para comunicaciones a altas velocidades.

2.2.2. Diodo Láser

Son fuentes de una gran pureza espectral para no sufrir importantes restricciones debido a la dispersión cromática, son capaces de acoplar una gran cantidad de potencia óptica al núcleo una fibra monomodo. Funcionan como osciladores ópticos donde el mecanismo de amplificación es debido a la emisión estimulada y la realimentación viene determinada por la propia estructura del dispositivo. Son fuentes de luz coherentes. Permiten llegar a velocidades de modulación próximas a 30 Gb/s y superiores debido al pequeño valor del tiempo de recombinación de los portadores por emisión estimulada.

2.3. Canal de transmisión

2.3.1. Fibra óptica

La fibra óptica es una guía de onda dieléctrica cilíndrica, compuesta por un cilindro interior llamado núcleo y una corona, también cilíndrica, externa que se conoce como cubierta. Para que una fibra de onda transmita información se necesita que el índice de refracción del material del núcleo sea superior al índice de refracción del material que compone la cubierta para que la energía luminosa inyectada se propague de forma guiada a través del núcleo sin escaparse por la cubierta, esta propagación se describe a partir de una serie de rayos de luz, también denominados modos de propagación, que sufren varias reflexiones a su paso.

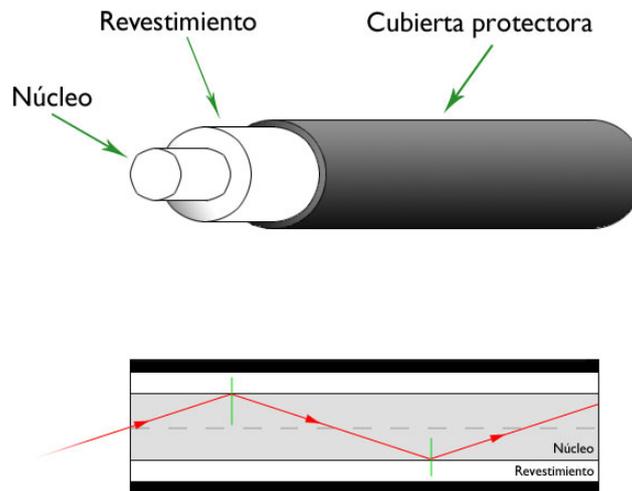


Fig. 2.3: Canal de transmisión

Las dos características propias de una fibra de onda que tenemos que tener en cuenta son la atenuación o pérdida de potencia de la señal y la dispersión, que provoca el ensanchamiento temporal de los pulsos transmitidos por la fibra y que limita la velocidad de transmisión.

2.4. Receptores ópticos

El receptor convierte la señal óptica recibida en señal eléctrica, el componente optoelectrónico en el que se produce esta conversión recibe el nombre de detector. El detector produce una corriente eléctrica proporcional a la potencia promediada de la onda electromagnética.

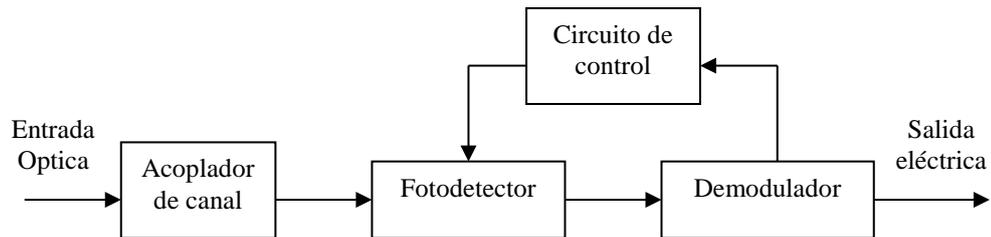


Fig. 2.4: Receptor óptico

Los detectores que veremos son los siguientes:

2.4.1. Fotodiodos PIN

Son fotodiodos $p-n$ a los que se ha introducido una capa semiaislante y de alta resistividad de silicio apenas dopado entre las regiones p y n . Esta estructura se polariza en inverso, para hacer que esta nueva región esté desprovista de portadores, con esto se consigue que las concentraciones de portadores n y p sean prácticamente despreciables en comparación con la concentración de impurezas de esta región.

En el funcionamiento de la unión $p-n$ una de las caras externas de la estructura es expuesta a la radiación, procurando que el coeficiente de reflexión de la discontinuidad aire-semiconductor sea pequeño a la longitud de onda, la mayor parte de la potencia óptica incidente penetrará en el detector. Si los fotones tienen una energía $h\nu > E_g$, donde E_g es la anchura de la banda prohibida del material, cada uno de ellos podrá ser absorbido a costa de ceder su energía a un electrón del borde de la banda de valencia, que ascenderá a la de conducción.

Los fotodiodos pin son los más utilizados debido a su alta velocidad y buena sensibilidad.

2.4.2. Fotodiodos de Avalancha

También conocidos como APD (Avalanche Photodiode), su estructura es similar a la del pin, con la diferencia de que ahora el dispositivo tiene dos capas externas n^+ y p^+ , entre las que aparecen ahora dos zonas con dopajes distintos, una primera de características casi intrínsecas o con un dopaje muy leve y de dimensión mayor a otras zonas, donde se produce la absorción de fotones y una segunda zona en la que aparece un campo intenso y que tiene una resistividad muy alta, donde los portadores son fuertemente acelerados por el campo creado. La luz que llega al dispositivo atraviesa la región p^+ y es absorbida en la intrínseca, que funciona como zona de recolección de los portadores generados por la radiación luminosa. El campo de esta última región separa los electrones de los huecos. Los primeros alcanzan la unión pn^+ y el alto campo existente les proporciona la suficiente energía como para alcanzar el fenómeno de la multiplicación.

3. ILUMINACIÓN ÓPTICA EN EL TRANSISTOR

3.1. El transistor como fotodetector

Debido a las propiedades de alta movilidad de los electrones y los efectos inducidos por la iluminación óptica sobre las características de continua y de microondas los transistores suelen emplearse como fotodetectores.

La sensibilidad de los transistores a la iluminación óptica, su ganancia y sus propiedades no lineales hacen que el FET pueda generar funciones de detección, generación de armónicos y mezclado de señales ópticas y de microondas, aparte de generar señales autooscilantes y de emplear la señal óptica para controlar circuitos de microondas.

En términos de DC la luz incrementa la corriente de Drain del dispositivo, siendo este incremento más evidente en la zona de pinch-off que en la zona lineal o en la zona de saturación. La resistencia de salida R_{ds} disminuye al iluminar el transistor y la transconductancia aumenta cuando el dispositivo se polariza en zona cercana al corte, y crece para valores superiores de la tensión de Gate.

En términos de RF, la resistencia de salida R_{ds} y la capacidad de entrada C_{gs} aumentan y la transconductancia describe el mismo comportamiento que en DC.

Si utilizamos fuentes de luz modulada la corriente de DC I_{ds} sufre un aumento significativo mientras que el resto de elementos se comportan de forma análoga a la utilización de luz no modulada.

Ventajas del uso de los transistores de microondas como fotodetectores:

- La señal detectada se amplifica en el interior debido a la transconductancia intrínseca del dispositivo, lo que implica menos amplificación en la etapa de salida del receptor.
- Se introducen menos parásitos ya que no se necesita circuitería adicional para procesar la señal detectada antes de la amplificación.
- Se consigue una mejor relación señal a ruido en los HEMT.
- La posibilidad de utilizar distintos materiales de alta movilidad electrónica para formar la heterounión en los HEMT permite ajustar su energía de banda prohibida con el fin de hacerlos sensibles a una particular longitud de onda, lo que consigue mejorar la eficiencia del fotodetector.
- No se necesitan introducir nuevos materiales en la fabricación para incluir el fotodetector en la misma oblea ya que los FETs son componentes de tecnología monolítica de microondas.

Desventajas del uso de los transistores de microondas como fotodetectores:

- Es necesario adecuar la longitud de onda de la radiación luminosa a la composición de los transistores microondas, o viceversa, para conseguir un proceso de absorción óptica eficaz.
- El tamaño reducido y la complejidad de los circuitos microondas hace que sea necesario conocer con precisión la posición del fototransistor a ser iluminado.
- La respuesta óptica frente a radiaciones luminosas moduladas a altas frecuencias (GHz) es inferior a la del fotodiodo PIN.

3.2. Comportamiento del transistor MESFET y HEMT bajo iluminación óptica

Las propiedades estáticas y dinámicas de los transistores iluminados se estiman en función de los efectos fotovoltaicos y fotoconductorivos inducidos por la radiación óptica.

Los efectos fotovoltaicos se generan a partir de la absorción óptica en las regiones de deplexión, mientras que los efectos fotoconductorivos se producen por la absorción en regiones dopadas o intrínsecas.

3.2.1. Efectos inducidos por la iluminación en el MESFET

- **Efecto fotoconductorivo**
Se produce un aumento de portadores debido a que la absorción de fotones entre la capa tipo-n y el sustrato semiaislante genera la producción de pares electrón-hueco. Esta corriente fotoconductoriva se añade a la corriente de drenador.
- **Efecto fotovoltaico interno**
Como consecuencia de la diferencia de dopaje entre la capa epitaxial tipo-n y el sustrato de semi-aislamiento existe en su interfase una barrera de potencial al igual que en una unión p-n. Al ser iluminado se absorben fotones en la barrera entre la capa epitaxial y el sustrato, generándose un fotovoltaje que reduce la altura de la barrera de potencial. Esta reducción supone un aumento de la anchura efectiva del canal sobre las zonas iluminadas, lo que se traduce en un aumento de la corriente de drenador.
- **Efecto fotovoltaico externo**
Si se carga el terminal de puerta del transistor con una alta resistencia en serie el fotovoltaje desarrollado a través de esta resistencia externa equivale a una polarización directa de la puerta del transistor que se superpone a la polarización inversa existente.
- **Efecto de borde**
Se produce cuando se crean nuevos portadores debido a que la iluminación incide sobre el borde del transistor, es decir, la región de deplexión creada en la frontera existente entre el pozo de difusión de la capa activa y el exterior del transistor

(substrato). Estos nuevos portadores también pueden alcanzar la puerta del transistor lo que incrementa la fotocorriente en este terminal.

3.2.2. Efectos inducidos por la iluminación en el HEMT

- Efecto fotoconductor
Se produce un aumento de la conductancia de salida y de la corriente I_{ds} debido a que los electrones generados por el efecto de la iluminación producen un aumento de electrones en el canal.
- Efecto fotovoltaico interno
Similar al efecto fotovoltaico interno presentado en MESFET
- Efecto fotovoltaico externo
Similar al efecto fotovoltaico interno presentado en MESFET

Todos estos efectos modifican tanto las corrientes que circulan por los terminales de los transistores como los parámetros del modelo equivalente del dispositivo. Las variaciones de estos parámetros pueden emplearse en diversas aplicaciones entre las que destacan el control óptico de ganancia de amplificadores FET, la sintonización de frecuencia y en fase de osciladores FET, control de mezcladores, etc.

3.3. Respuesta óptica

Uno de los parámetros utilizados para definir la sensibilidad de un dispositivo a la radiación luminosa es la denominada *Responsivity* (R) o eficiencia, que se define como el cociente entre la fotocorriente inducida en el detector óptico y la intensidad de potencia óptica incidente en el mismo. De esta forma, se tiene que:

$$R = \frac{I_{ph} [A]}{PL [W]}$$

Aplicando esta fórmula se observa como los transistores manifiestan una alta ganancia óptica a bajas intensidades de iluminación en comparación con un fotodiodo PIN. Incluso para potencias ópticas tan elevadas como 1mW la responsivity de los transistores es de un orden de magnitud superior a la del fotodiodo mencionado.

La comparación entre ambos transistores pone de manifiesto que los transistores HEMT son ligeramente más sensibles a la iluminación que los MESFET, siendo ambos casos muy superior a la máxima obtenible para los fotodiodos PIN.

4. LENGUAJE VERILOG-A

El lenguaje de descripción hardware Verilog-A es un lenguaje de alto nivel derivado del IEEE 1364-1995 Verilog HDL.

El lenguaje Verilog-A define completamente el comportamiento de un sistema analógico y crea los circuitos que lo integran y sus módulos. A su vez, el comportamiento de cada módulo puede ser descrito matemáticamente en términos de cada puerto y en función de los parámetros externos que se quieran aplicar. También podemos definir la estructura de cada componente como interconexión de sub-componentes. Estas descripciones pueden usarse en multitud de disciplinas como la eléctrica, mecánica, dinámica de fluidos y termodinámica.

Cada componente, finalizado en sus puertos, se conecta a otros componentes a través de nodos. Con el lenguaje Verilog-A definiremos el comportamiento en término de valores para cada nodo, indicando la relación entre las entradas y las salidas para que pueda llevarse a cabo la simulación.

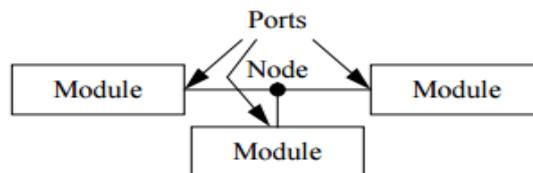


Fig. 4.1: Jerarquía de componentes en Verilog-A.

4.1. Leyes de Kirchhoff

Los sistemas implementados en Verilog-A deben ser conservativos, es decir, deben cumplir las condiciones de las Leyes de Kirchhoff:

- La suma de las corrientes instantáneas de todas las ramas que llegan a un nodo debe ser cero, es decir, la suma de las corrientes entrantes a un nodo es igual a la suma de las corrientes salientes. (Ley de flujo de Kirchhoff – KFL).
- Las tensiones instantáneas en cualquier lazo cerrado debe sumar cero. (Ley potencial de Kirchhoff – KPL)

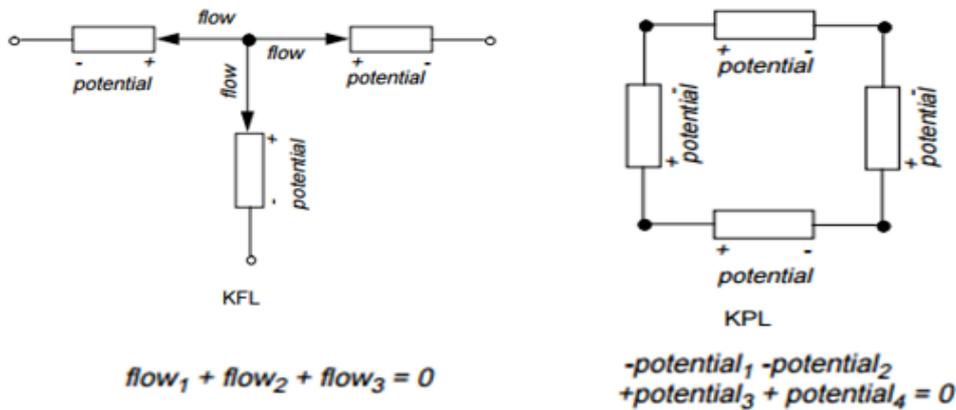


Fig. 4.2: Ley potencial Kirchoof (KFL y KPL) en Verilog-A.

La dirección que utilizará Verilog-A tanto para tensión como para la corriente será aquella que entra por el terminal positivo y sale por el negativo.

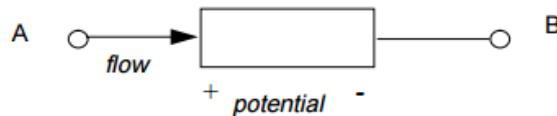


Fig. 4.3: Ejemplo de rama en Verilog-A

4.2. Arquitectura Verilog-A

Verilog-A, que tiene una construcción similar al lenguaje de programación C, proporciona de forma sencilla la descripción del comportamiento del modelo para que sea analizado por el simulador.

La gran ventaja del uso de este lenguaje de descripción es que una vez descrito el comportamiento del modelo este puede ser modificado fácilmente, lo que permite realizar los cambios que se consideren necesarios según el análisis de interés.

Para definir un sistema o componente en Verilog-A necesitamos relacionar las entradas y salidas, definir los nombres de los parámetros y sus respectivos rangos e introducir las expresiones matemáticas necesarias.

Una vez generado el código en Verilog-A (archivo .va) podemos compilarlo y simularlo en multitud de plataformas (ADS, Genesys, Microwave Office,...) esto es lo que hace de Verilog-A una importante y a su vez sencilla herramienta de descripción de dispositivos.

Los dispositivos implementados en Verilog-A pueden someterse a cualquier tipo de análisis:

- Análisis en DC: Determina el punto de funcionamiento DC del circuito.
- Análisis armónico: Comprueba el rendimiento del estado estacionario de circuitos no lineales y osciladores con una excelente resolución de frecuencia.
- Análisis Lineal: Calcula los parámetros S y parámetros de ruido de un circuito.
- Análisis Planar en 3D: Realiza un análisis lineal basado en un diseño utilizando una simulación electromagnética.
- Análisis del sistema RF: Realiza un análisis no lineal a nivel de bloque del sistema para determinar si se cumplen todos los requisitos a nivel sistema.
- Testlink: Se introducen datos de instrumentos para permitir medidas y compararlas con modelos usados para desarrollar la red que se está simulando.
- Análisis transitorio: Calcula la respuesta del circuito utilizando el método de tiempo de SPICE

4.3. Módulos Verilog-A

La declaración del módulo proporciona al simulador el nombre del módulo, los puertos de entrada y de salida, información sobre los parámetros utilizados y la descripción del comportamiento del modelo.

Requisitos para definir un módulo:

4.3.1. Definición de librerías

En esta parte se definen las librerías utilizadas para el funcionamiento del módulo.

4.3.2. Declaración del módulo

El *nombre del modulo*, al que añadiremos los puertos que lo forman entre paréntesis, teniendo poniendo atención en que el nombre puesto no pertenece a ningún otro componente creado.

Puertos de entrada y salida, estos puertos pueden conectar el modulo a otros módulos o componentes, podemos indicar si la naturaleza del modulo es eléctrica y si los puertos son de entrada (in), de salida (out) o bidireccionales (inout)

Información de los parámetros, son las constantes que utiliza el modelo y pueden ser modificadas en cualquier momento, incluso después de la simulación para ajustar convenientemente dichos parámetros al modelo. También podemos indicar si pertenecen a un rango específico.

4.3.3. Comportamiento del modelo

Aquí se describe el funcionamiento del modelo y las ecuaciones a las que responde, puede llevar variables locales asociadas que son utilizadas en los cálculos dentro del modelo. En el bloque analógico, que empieza con “*begin*” y termina con “*end*”, se define el comportamiento del modelo.

El módulo debe de estar siempre cerrado con un “*endmodule*”

Ejemplo del tipo de archivo en Verilog-A:

```
// Inserción de los archivos .vams

//Comienza la declaración de la interfaz del módulo

    //Nombre del módulo (module nombre(puerto1,...))
    //Definición de puertos
    //Parámetros

//Descripción del comportamiento del modelo

    //Variables locales

//Comienza el Bloque Analógico (analog begin)

    //Se definen las ecuaciones del modelo
    //Se describen las relaciones existentes entre las tensiones e intensidades del
    //circuito mediante las asignaciones correspondientes

//Se cierra el Bloque Analógico (end)

//Se cierra el archivo, y por tanto el módulo (endmodule)
```

Ejemplo de descripción de modulo en Verilog-A para el caso de una resistencia:

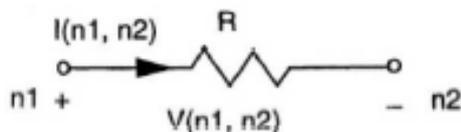


Fig. 4.4: Ejemplo de módulo para una resistencia en Verilog-A

```

`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module resist(n1,n2);

    input n1;
    output n2;
    electrical n1,n2;

    parameter real r=50 from (0:inf);

analog begin

    V(n1,n2) <+ r*I(n1,n2);

end
endmodule

```

4.4. Compilación Verilog-A

La compilación de Verilog-A se realiza en dos partes:

- 1) **Compilador:** Es el encargado de introducir el módulo .va en la librería del simulador para ello crea un archivo compilado .cml que puede ser implementado por diferentes simuladores.
- 2) **RTE (Tiempo de ejecución):** Este tiempo de ejecución cambia para cada simulador y es el que se encarga de ejecutar el módulo lo antes posible.

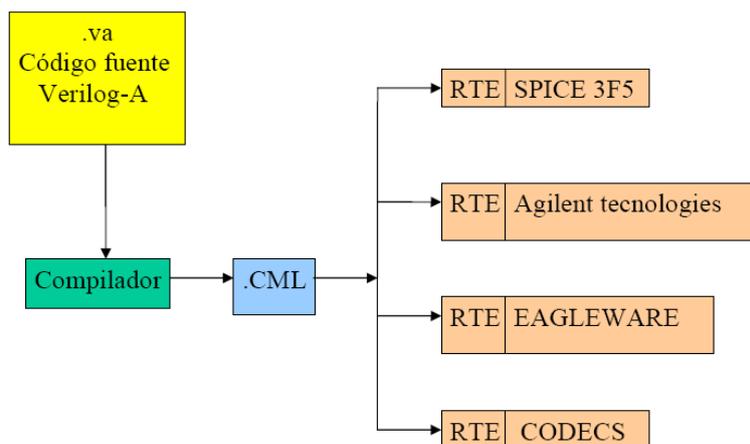


Fig. 4.5: Arquitectura Verilog-A

Un módulo creado con Verilog-A se comporta igual que un componente creado internamente en cada simulador.

Genesys, que es el simulador elegido utiliza como software para implementar el lenguaje Verilog-A un compilador desarrollado por Tiburón Design Automation.

En la plantilla de un esquemático se selecciona y se coloca un dispositivo cualquiera que es el que va a ser modificado para convertirse en el modelo definido por el archivo Verilog-A.

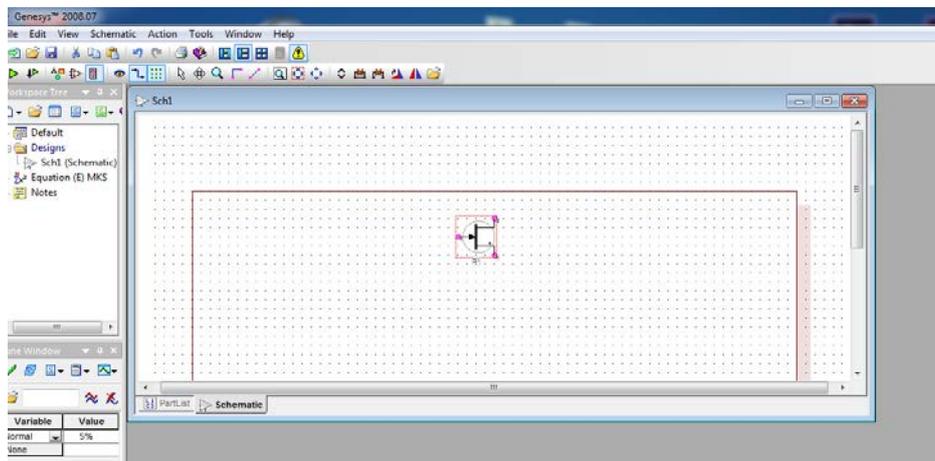


Fig. 4.6: Dispositivo en el esquemático

Accediendo a las propiedades del dispositivo que haya sido seleccionado se marca la pestaña de cambiar de modelo y aparecerá un menú en el que se permite editar el nombre del modelo.

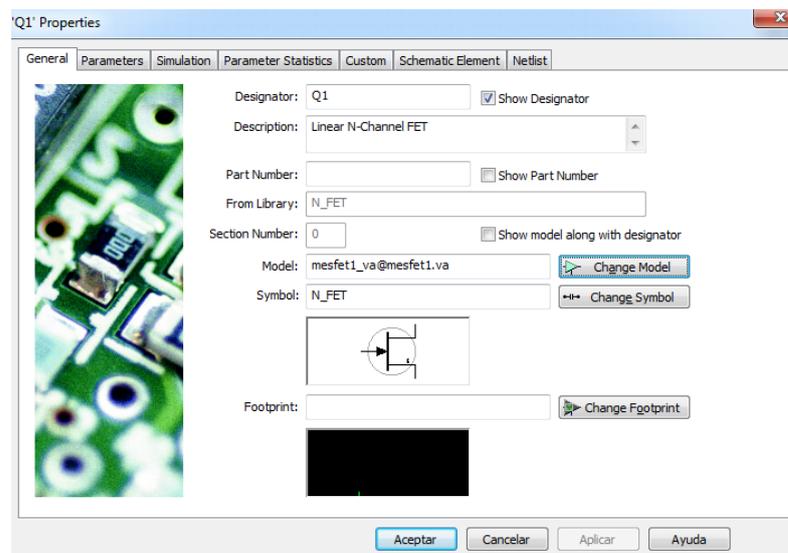


Fig. 4.7: Pantalla de propiedades del dispositivo – General

El cambio del nombre del modelo se completa como indica la siguiente estructura: en la primera parte se muestra el nombre del módulo (el que tiene interno el fichero Verilog-A) y seguido de “@” se escribe el nombre del fichero.

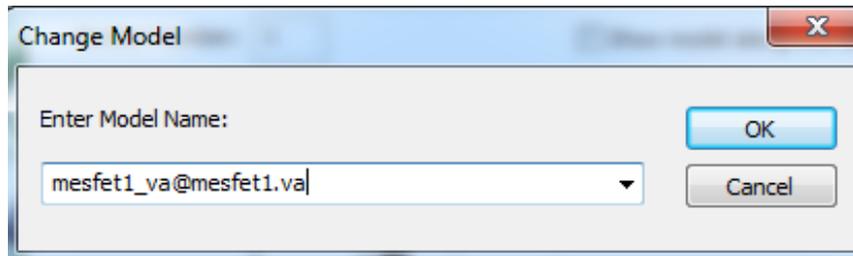


Fig. 4.8: Pantalla de cambio de modelo

Una vez realizados estos pasos, el modelo definido por el fichero Verilog-A estaría compilado y como símbolo tendría el del modelo que se ha utilizado para su compilación. Una vez llegado a este punto se pueden variar libremente los valores de los parámetros internos del fichero desde el mismo programa o bien emplear los que estaban definidos por defecto.

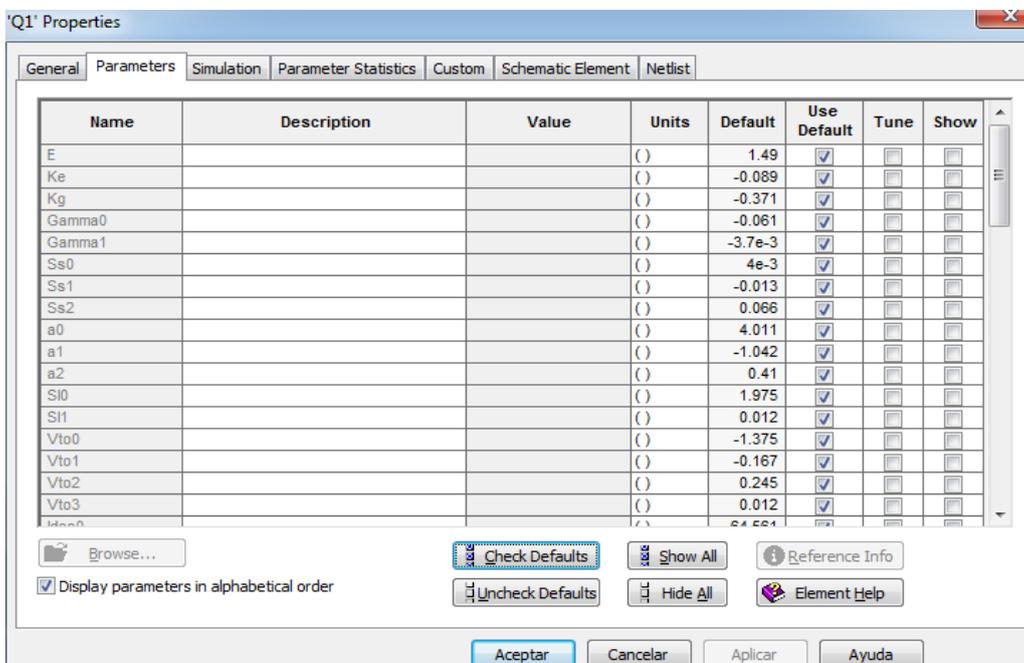


Fig. 4.9: Pantalla de propiedades del dispositivo - Parámetros

La primera vez que se compile un fichero, se creará automáticamente una carpeta llamada “compiled” en la cual quedan recogidos tanto el fichero .cml como el .xml. Estos archivos son los que usará el simulador cada vez que se ejecute un componente que contenga dicho fichero .va. Además, estos archivos podrán ser utilizados en diferentes simuladores.

5. IMPLEMENTACIÓN DE MODELOS DE RF UTILIZANDO LENGUAJE VERILOG-A

En este apartado se verá la implementación en Verilog-A de los modelos MESFET y PHEMT y su simulación.

Análisis en continua (DC): veremos el funcionamiento de los dispositivos en continua, para ello partiendo de un punto de operación en reposo se llevarán a cabo los barridos de las fuentes necesarias para poder extraer las curvas I-V de los modelos. En este análisis las bobinas van a comportarse como cortocircuitos y los condensadores como circuitos abiertos.

Análisis de Scattering (S): se verá el funcionamiento de los dispositivos en alterna (AC) de pequeña señal. Se debe de polarizar el dispositivo a una determinada tensión y con posterioridad se realiza un barrido en frecuencia que expondrá el comportamiento del modelo variando con la frecuencia de operación. Se utilizará para establecer las características de los componentes en pequeña señal.

Para la simulación utilizaremos, como se ha indicado en el anterior capítulo el Simulador Genesys.

5.1. MESFET F20 GEC MARCONI (6*50)

Modelo eléctrico no lineal que utilizaremos del transistor:

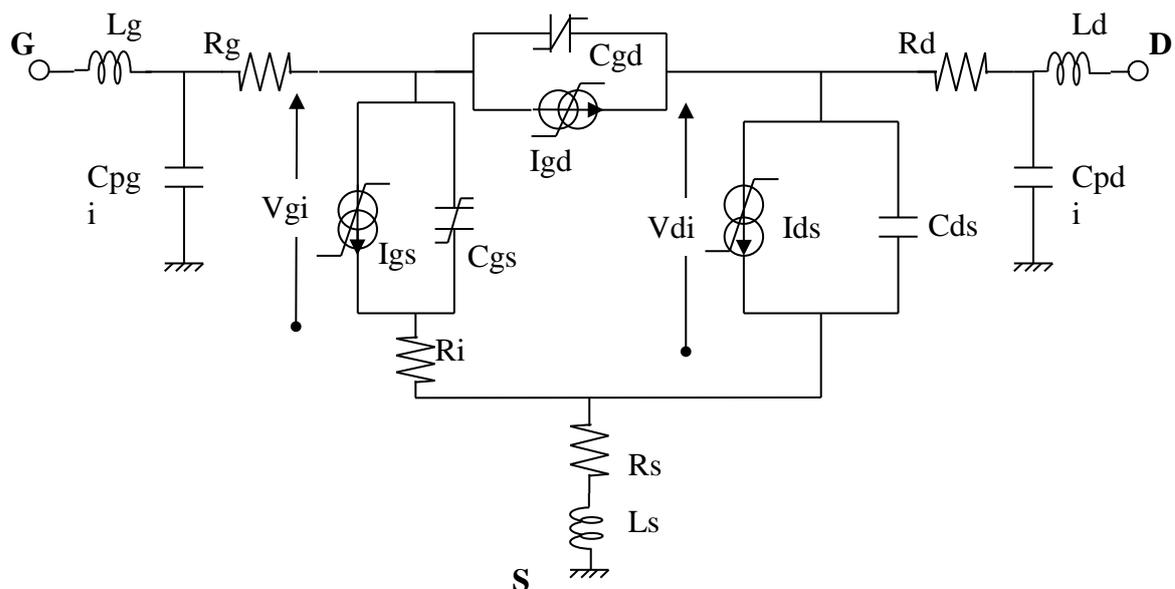


Fig. 5.1: Modelo eléctrico no lineal equivalente del transistor

5.1.1. Ecuación que modela la fuente Ids

Modo DC:

$$I_{ds} = I_{dss} \left\{ \frac{1}{2a|V_t|} * [a(V_{gi} - V_t) + \log\{2 * \cosh[a(V_{gi} - V_t)]\}] \right\}^{(E+KeV_{gi})} * (1 + S_s V_{di}) * \tanh\left(\frac{S_l V_{di}}{1 - K_g V_{gi}}\right)$$

Ecuación que modela la fuente Ids

$$I_{ds} = I_{dss} \left\{ \frac{1}{2a|V_t|} * [a(V_{gi} - V_t) + \log\{2 * \cosh[a(V_{gi} - V_t)]\}] \right\}^{(E+KeV_{gi})} * (1 + S_s V_{di}) * \tanh\left(\frac{S_l V_{di}}{1 - K_g V_{gi}}\right) + C * V_{di}$$

Donde:

$$V_t = V_{t0} + \gamma V_{di}$$

$$\gamma = \gamma_0 + \gamma_1 \cdot PL$$

$$S_s = S_{s0} + S_{s1} \cdot PL^{S_{s2}}$$

$$a = a_0 + a_1 \cdot PL^{a_2}$$

$$S_l = S_{l0} + S_{l1} \cdot PL$$

$$V_{t0} = V_{t0_0} + V_{t0_1} \cdot PL^{V_{t0_2}} + V_{t0_3} \cdot PL$$

$$I_{dss} = I_{dss_0} + I_{dss_1} \cdot PL^{I_{dss_2}}$$

$$C = C_1 \cdot PL$$

Valor de las constantes que aplicaremos:

$E = 1.490$		
$Ke = -0.089$		
$Kg = -0.3708$		
$\gamma_0 = -0.0610$	$\gamma_1 = -0.0037$	
$Ss_0 = -0.0040$	$Ss_1 = -0.0127$	$Ss_2 = 0.0657$
$a_0 = 4.0113$	$a_1 = -1.0424$	$a_2 = 0.4105$
$Sl_0 = 1.9753$	$Sl_1 = 0.0120$	

$Vt0_0 = -1.3755$	$Vt0_1 = -0.1671$	$Vt0_2 = 0.2445$	$Vt0_3 = 0.0115$
$Idss_0 = 64.5613$	$Idss_1 = 7.2331$	$Idss_2 = 0.2577$	

Significado de las constantes utilizadas:

- E Parámetro que describe la variación de la corriente de drenador en saturación.
- Ke Parámetro que describe la variación de la corriente de drenador en saturación.
- Kg Parámetro que describe la zona lineal
- γ Parámetro de ajuste de la tensión umbral.
- Ss Pendiente de la corriente de drenador en saturación
- a Parámetro de ajuste de la corriente de drenador.
- Sl Pendiente de la corriente de drenador en la zona lineal para $V_{gi}=0V$.
- Vto Tensión de estrangulamiento de canal.
- $Idss$ Corriente de saturación del drenador para $V_{gs}=0V$.
- Vpf Tensión a partir de la cual comienza a degradarse la transconductancia
- δ Parámetro de ajuste de la transconductancia.
- C Parámetro de corrección de la corriente de drenador.

5.1.2. Ecuación que modela la fuente I_{gs}

$$I_{gs} = I_{gs_0} (e^{I_{gs_1} \cdot V_{gi}} - 1) + g_0 [\log(g_1 \cdot V_{gi} + (g_2 + g_3 \cdot V_{di}) - 1)]$$

Donde:

$$g_0 = g_{00} \cdot PL$$

$$g_1 = g_{10} + g_{11} \cdot \tanh(g_{12} \cdot PL)$$

$$g_2 = g_{20} + g_{21} \cdot PL^{g_{22}} + g_{23} \cdot PL$$

$$g_3 = g_{30} + g_{31} \cdot PL^{g_{32}}$$

Constantes utilizadas:

$I_{gs0} = 9.03 \cdot 10^{-6}$	$I_{gs1} = 16.3201$		
$g_{00} = 0.0209$			
$g_{10} = -0.1232$	$g_{11} = 0.8498$	$g_{12} = 2.0315$	
$g_{20} = 1.8054$	$g_{21} = 0.0921$	$g_{22} = -2.0508$	$g_{23} = 0.0061$
$g_{30} = 0.0397$	$g_{31} = -0.0171$	$g_{32} = -0.6072$	

5.1.3. Ecuación que modela la fuente Igd

$$I_{gd} = g_{dd} \cdot V_{gdi}$$

Donde:

$$g_{dd} = 1/R_{dsi}$$

5.1.4. Ecuaciones de la capacidad Cgs

$$C_{gs} = C_{gs0} \left[1 + C_f \tanh \left(S_g \left[V_{GS} - D_c \tanh(D_k V_{GD}) \right] \right) \right]$$

Donde:

$$C_{gs0} = C_0 + \frac{C_1 \cdot PL + C_2 \cdot PL^2}{1 + C_3 \cdot PL^4}$$

$$C_f = C_{f0} + \frac{C_{f1} \cdot PL}{1 + C_{f2} \cdot PL^{C_{f3}}}$$

$$D_c = D_{c0} + D_{c1} \cdot PL$$

Constantes utilizadas:

$S_g = 0.6903$				
$D_k = 0.0167$				
$C_0 = 0.3351$	$C_1 = 5.13E4$	$C_2 = 2.28E3$	$C_3 = 4.63E6$	$C_4 = 0.6806$
$C_{f0} = 0.8100$	$C_{f1} = -5.27E5$	$C_{f2} = 2.23E7$	$C_{f3} = 0.7129$	
$D_{c0} = 2.2365$	$D_{c1} = -0.0854$			

5.1.5. Ecuaciones de la capacidad Cds

$$Cds = Cds0 + Cds1 \cdot PL^{Cds2}$$

Constantes utilizadas:

$Cds0 = 0.154$
$Cds1 = 4.25e-3$
$Cds2 = 0.6982$

5.1.6. Ecuaciones de la capacidad Cgd

$$Cgd = Cgd0 + Cgd1 \cdot PL$$

Constantes utilizadas:

$Cgd0 = 0.0145$
$Cgd1 = -0.3167e-3$

5.1.7. Elementos extrínsecos:

Los valores asignados a los componentes extrínsecos son los siguientes:

Rg	1.41
Rd	1.04
Rs	4.72
Lg	0.0525
Ld	0.0279
Ls	0.0037
Cpg	0.0001
Cpd	0.0401

5.1.8. Fichero .va

Se muestra a continuación la descripción del fichero .va necesario para la simulación:

```
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

//mesfet1_va@mesfet1.va

module mesfet1_va(d, g, s);

//Modelo de transistor MESFET F20 GEC MARCONI(6*50)

//Parámetros de ajuste de las ecuaciones de Ids

parameter real E = 1.490;
parameter real Ke = -0.089;
parameter real Kg = -0.3708;
parameter real Gamma0 = -0.0610;
parameter real Gamma1 = -0.0037;
parameter real Ss0 = 0.0040;
parameter real Ss1 = -0.0127;
parameter real Ss2 = 0.0657;
parameter real a0 = 4.0113;
parameter real a1 = -1.0424;
parameter real a2 = 0.4105;
parameter real S10 = 1.9753;
parameter real S11 = 0.0120;
parameter real Vto0 = -1.3755;
parameter real Vto1 = -0.1671;
parameter real Vto2 = 0.2445;
parameter real Vto3 = 0.0115;
parameter real Idss0 = 64.5613;
parameter real Idss1 = 7.2331;
parameter real Idss2 = 0.2577;

//Parámetros de ajuste de las ecuaciones de Igs

parameter real Igs0 = 9.03e-6;
parameter real Igs1 = 16.3201;
parameter real g00 = 0.0209;
parameter real g10 = -0.1232;
parameter real g11 = 0.8498;
parameter real g12 = 2.0315;
parameter real g20 = 1.8054;
parameter real g21 = 0.0921;
parameter real g22 = -2.0508;
parameter real g23 = 0.0061;
parameter real g30 = 0.0397;
parameter real g31 = -0.0171;
parameter real g32 = -0.6072;

//Parámetros de ajuste de las ecuaciones de Igd
```

```
parameter real Rdsi = 1000;
```

```
//Parámetros de ajuste de las ecuaciones de Cgs
```

```
parameter real Sg = 0.6903;  
parameter real Dk = 0.0167;  
parameter real C0 = 0.3351;  
parameter real C1 = 5.13e4;  
parameter real C2 = 2.28e3;  
parameter real C3 = 4.63e6;  
parameter real C4 = 0.6806;  
parameter real Cf0 = 0.81;  
parameter real Cf1 = -5.27e5;  
parameter real Cf2 = 2.23e7;  
parameter real Cf3 = 0.7129;  
parameter real Dc0 = 2.2365;  
parameter real Dc1 = -0.0854;
```

```
//Parametros de ajuste de las ecuaciones Cds
```

```
parameter real Cds0 = 0.154;  
parameter real Cds1 = 4.25e-3;  
parameter real Cds2 = 0.6982;
```

```
//Parámetros de ajuste de las ecuaciones de Cgd
```

```
parameter real Cgd0 = 0.0145;  
parameter real Cgd1 = -0.3167e-3;
```

```
//Parámetros de los elementos parásitos
```

```
parameter real Rg = 1.41;  
parameter real Rd = 1.04;  
parameter real Rs = 4.72;  
parameter real Lg = 0.0525;  
parameter real Ld = 0.0279;  
parameter real Ls = 0.0037;  
parameter real Cpg = 0.0001;  
parameter real Cpd = 0.0401;
```

```
//Parámetro de potencia óptica
```

```
parameter real PL = 0;
```

```
//Puertos
```

```
inout d, g, s;  
electrical d, g, s, di, gi, si;
```

```
//Variables locales
```

```
real Vgsi, Vgdi, Vdsi, Vgs, Vgd;  
real Idss, Ids1, Ids2, Ids, VT, Vto, Ss, Sl, a, Gamma;
```

```

real g0, g1, g2, g3, Igs;
real gdd, Igd;
real Cgs0, Cf, Dc, Cgs;
real Cds;
real Cgd;

analog begin

//Tensiones en los nudos

Vgsi=V(gi,si);
Vgdi=V(gi,di);
Vdsi=V(di,si);
Vgs=V(g,s);
Vgd=V(g,d);

//Ecuaciones de Ids

Idss=Idss0+Idss1*pow(PL,Idss2);
Vto=Vto0+Vto1*pow(PL,Vto2)+Vto3*PL;
SI=SI0+SI1*PL;
a=a0+a1*pow(PL,a2);
Ss=Ss0+Ss1*pow(PL,Ss2);
Gamma=Gamma0+Gamma1*PL;
VT=Vto+Gamma*Vdsi;
Ids1=(a*(Vgsi-VT)+log(2*cosh(a*(Vgsi-VT))))/(2*a*abs(VT));
Ids2=(1+Ss*Vdsi)*tanh((SI*Vdsi)/(1-Kg*Vgsi));
Ids=Idss*pow(Ids1,(E+Ke*Vgsi))*Ids2;

//Ecuaciones de Igs

g0=g00*PL;
g1=g10+g11*tanh(g12*PL);
g2=g20+g21*pow(PL,g22)+g23*PL;
g3=g30+g31*pow(PL,g32);
Igs=Igs0*(exp(Igs1*Vgsi)-1)+g0*(log(g1*Vgsi+(g2+g3*Vdsi)-1));

//Ecuaciones de Igd

gdd=1/Rdsi;
Igd=gdd*Vgdi;

//Ecuaciones de Cgs

Cgs0=C0+((C1*PL+C2*pow(PL,2))/(1+C3*pow(PL,C4)));
Cf=Cf0+((Cf1*PL)/(1+Cf2*pow(PL,Cf3)));
Dc=Dc0+Dc1*PL;
Cgs=Cgs0*(1+Cf*tanh(Sg*(Vgs-Dc*tanh(Dk*Vgd))));

//Ecuaciones de Cds

Cds=Cds0+Cds1*pow(PL,Cds2);

//Ecuaciones de Cgd

Cgd=Cgd0+Cgd1*PL;

```


Resultados obtenidos en la curva característica I-V

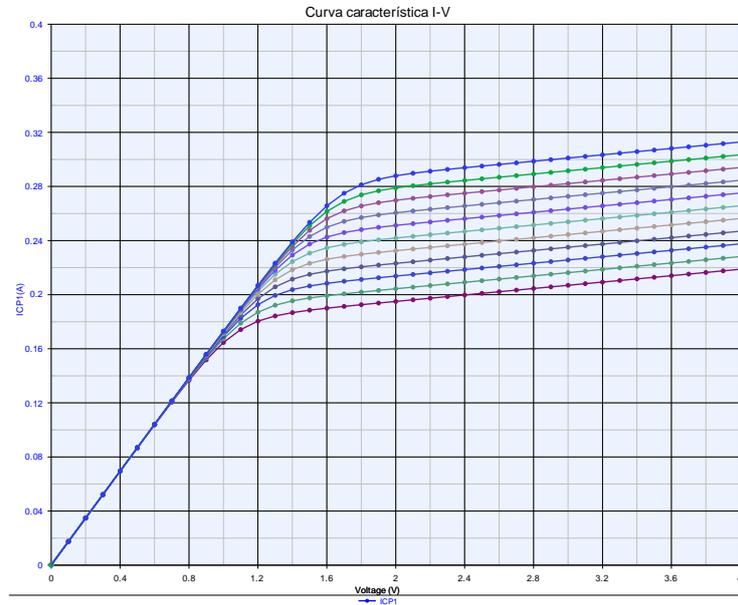


Fig. 5.3: Curva característica I-V MESFET

Como se observa, el ajuste a multibias no es el esperado ya que al no disponer de las medias reales realizadas en el laboratorio para este modelo no se han podido ajustar bien las constantes que forman parte de las ecuaciones del modelo.

5.1.9.2. Análisis parámetros S

El esquemático utilizado para realizar el análisis de los parámetros de Scattering se muestra a continuación:

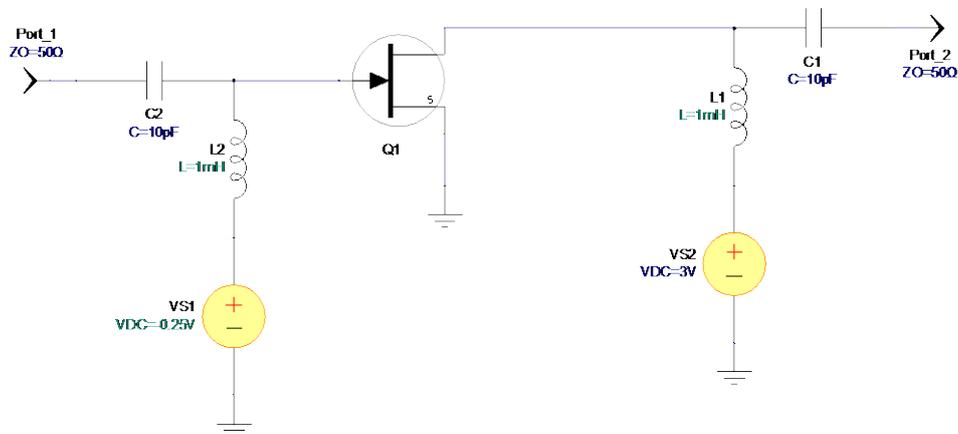


Fig. 5.4: Esquemático para análisis de Scattering

Los parámetros de Scattering son los siguientes:

- **S11** es el coeficiente de reflexión a la entrada, con la salida terminada en carga adaptada.
- **S22** es el coeficiente de reflexión a la salida con la entrada terminada en carga adaptada.
- **S12** es la ganancia de transmisión directa con la salida terminada en carga adaptada.
- **S21** es la ganancia de transmisión inversa, con la entrada terminada en carga adaptada.

Resultado obtenido de los parámetros de Scattering:

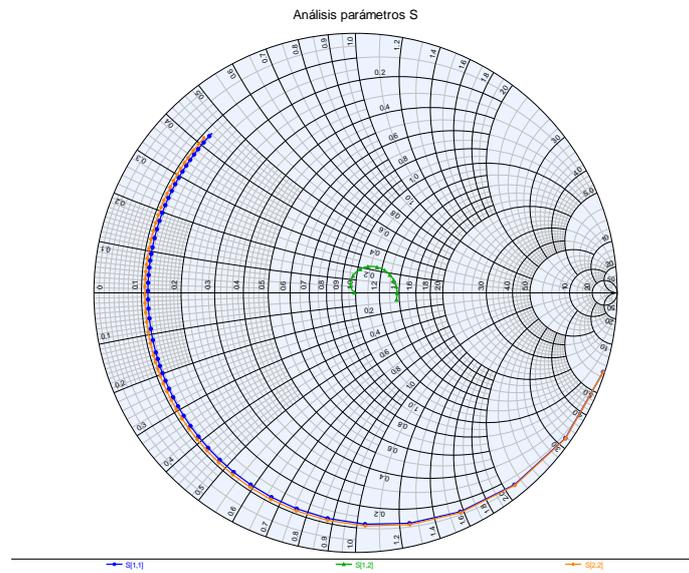


Fig. 5.5: Parámetros $S[1,1]$, $S[1,2]$ y $S[2,2]$

Ganancia obtenida:

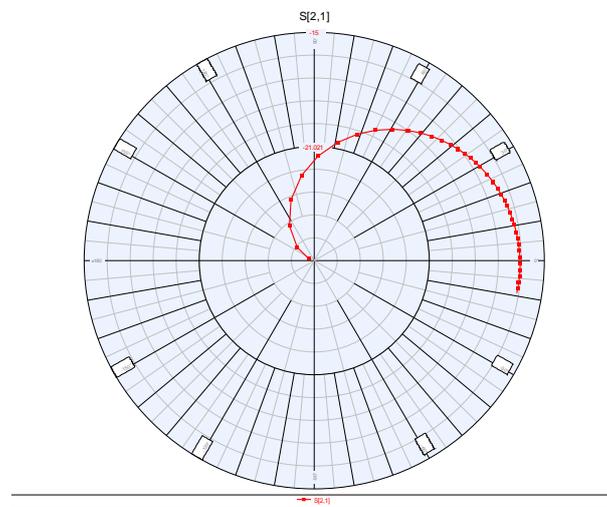


Fig. 5.6: Parámetro $S[2,1]$ en forma polar

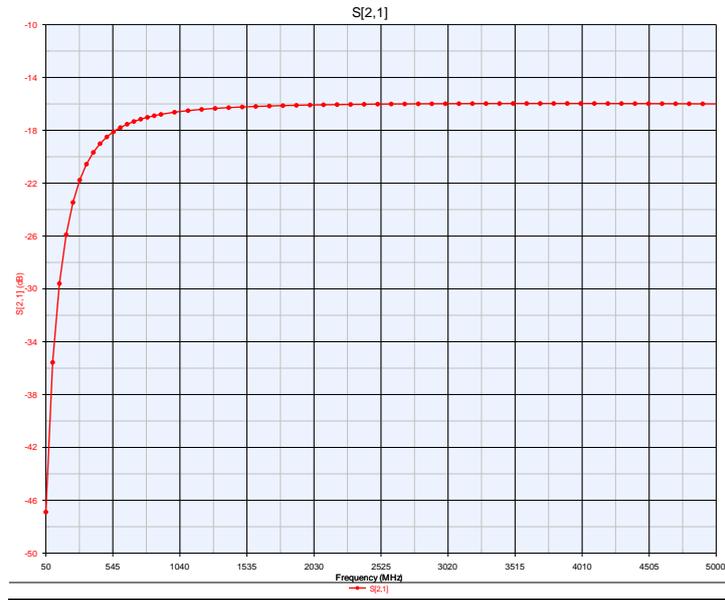


Fig. 5.7: Parámetro S[2,1]

Como hemos comentado en la gráfica de la curva $I-V$, al no disponer de las medidas reales de este transistor no podemos comparar el resultado de la simulación con el resultado del laboratorio, pero observamos que las curvas siguen el patrón esperado.

5.2. P-HEMT D02AH (4*30)

Utilizaremos el mismo modelo eléctrico no lineal, lo que cambia en este transistor son las ecuaciones que lo definen:

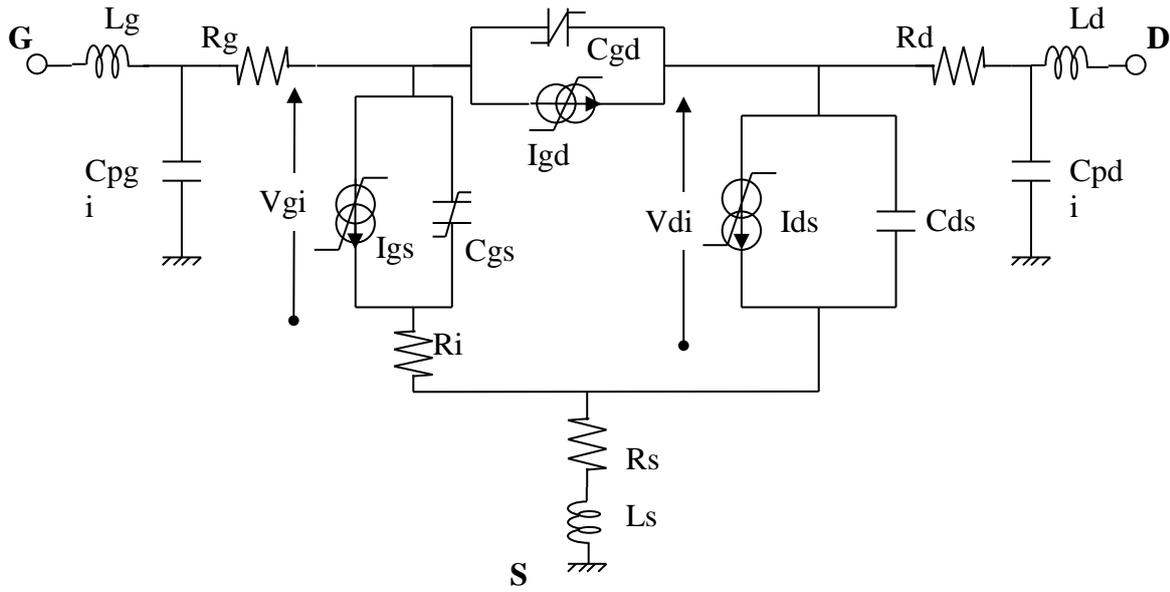


Fig. 5.8: Modelo eléctrico no lineal equivalente del transistor

5.2.1. Ecuación que modela la fuente Ids

Modo DC:

$$I_{ds} = I_{dss} \left\{ \frac{1}{2b|V_t|} * [a(V_{gi} - V_t) + \log\{2 * \cosh[a(V_{gi} - V_t)]\}] \right\}^{(E+KeV_{gi})} * (1 + S_s V_{di}) * \tanh\left(\frac{S_l V_{di}}{1 - K_g V_{gi}}\right)$$

Ecuación que modela la fuente Ids

$$I_{ds} = I_{dss} \left\{ \frac{1}{2b|V_t|} * [a(V_{gi} - V_t) + \log\{2 * \cosh[a(V_{gi} - V_t)]\}] \right\}^{(E+KeV_{gi})} * (1 + S_s V_{di}) * \tanh\left(\frac{S_l V_{di}}{1 - K_g V_{gi}}\right) + C * V_{di}$$

Donde:

$$V_t = V_{t0} + \gamma V_{di}$$

$$K_e = K_{e0} + K_{e1} \cdot PL$$

$$S_s = S_{s0} + S_{s1} \cdot PL^{S_{s2}}$$

$$Vt0 = Vt0_0 + Vt0_1 \cdot PL^{Vt0_2} + Vt0_3 \cdot PL$$

$$Idss = Idss_0 + Idss_1 \cdot PL^{Idss_2}$$

$$C = C_1 \cdot PL$$

Valor de las constantes que aplicaremos:

$\gamma = -0.0689$			
$E = 1.7999$			
$Sl = 3.8200$			
$Kg = -1.3173$			
$a = 15.8857$			
$b = 4.5598$			
$Ke_0 = -0.2986$	$Ke_1 = 0.0021$		
$Ss_0 = 0.1244$	$Ss_1 = -0.0203$	$Ss_2 = 0.1884$	
$Vt0_0 = -0.4783$	$Vt0_1 = -0.0194$	$Vt0_2 = 0.0248$	$Vt0_3 = -0.0053$
$Idss_0 = 1.9230$	$Idss_1 = 0.1488$	$Idss_2 = 0.1501$	$Idss_3 = 0.0122$

5.2.2. Ecuación que modela la fuente Igs

$$Igs = Igs_0 \cdot (e^{Igs_1 \cdot Vgi} - 1) + g_1 \cdot e^{g_2 \cdot Vgi} \cdot \left(1 + \frac{g_3 \cdot e^{g_4 \cdot Vgi}}{1 + g_5 \cdot e^{Vdi}}\right)$$

Donde

$$g1 = g1_1 \cdot PL + g1_2 \cdot PL^2 + g1_3 \cdot PL^3$$

$$g4 = g4_0 + g4_1 \cdot PL^{g4_2}$$

$$g5 = g5_0 + g5_1 \cdot PL^{g5_2}$$

Constantes utilizadas:

$Igs_0 = 1.0504 \cdot 10^{-21}$	$Igs_1 = 65.5714$	$g_2 = -1.0863$	$g_3 = 0.4025$
$g1_1 = -2.45e-3$	$g1_2 = -5.84e-4$	$g1_3 = 4.42e-5$	
$g4_0 = 0.1387$	$g4_1 = -1.8603$	$g4_2 = -0.5945$	
$g5_0 = 0.5554$	$g5_1 = 10.1393$	$g5_2 = -3.8497$	

5.2.3. Ecuación que modela la fuente Igd

$$Igd = ggd \cdot Vgdi$$

Donde:

$$ggd = 1/Rdsi$$

5.2.4. Ecuaciones de la capacidad Cgs

$$C_{gs} = C_{gs0} \left[1 + C_f \tanh \left(S_g \left[V_{GS} - D_c \tanh(D_k V_{GD}) \right] \right) \right]$$

Donde:

$$C_{gs0} = C_0 + \frac{C_1 \cdot PL + C_2 \cdot PL^2}{1 + C_3 \cdot PL^4}$$

$$C_f = C_{f0} + \frac{C_{f1} \cdot PL}{1 + C_{f2} \cdot PL^{C_{f3}}}$$

$$D_c = D_{c0} + D_{c1} \cdot PL$$

Constantes utilizadas:

Sg = 0.7818				
Dk = 0.9599				
C0 = 0.0326	C1 = -0.0046	C2 = -0.0013	C3 = 4.2904	C4 = 1.1795
Cf0 = 1.4136	Cf1 = 9.4644e5	Cf2 = 1.5826e7	Cf3 = 0.5453	
Dc0 = 1.0645	Dc1 = 0.0123			

5.2.5. Ecuaciones de la capacidad Cgd

$$Cgd = Cgd0 \cdot (1 + C_f \cdot \tanh(S_g \cdot (Vgd - DC \cdot \tanh(Dk \cdot Vgs)))) + m \cdot PL$$

Constantes utilizadas:

Cgd0 = 0.0145
Cf = 1
m = -0.3167e-3

5.2.6. Elementos extrínsecos:

Los valores que asignaremos a los componentes extrínsecos son los siguientes:

Rg	2.13
Rd	5.97
Rs	1.64
Lg	0.0131
Ld	0.0040
Ls	0.0001
Cpg	0.0001
Cpd	0.0093

5.2.7. Fichero .va

Se muestra a continuación la descripción del fichero .va necesario para la simulación:

```
`include "disciplines.vams"  
`include "constants.vams"  
`include "compact.vams"  
  
//phemt1_va@phemt1.va  
  
module phemt1_va(d, g, s);  
  
//Modelo de transistor P-HEMT OMMIC(4*30)  
//Parámetros de ajuste de las ecuaciones de Ids  
  
parameter real Gamma = -0.0689;  
parameter real E = 1.7999;  
parameter real Sl = 3.8200;  
parameter real Kg = -1.3173;  
parameter real a = 15.8857;  
parameter real b = 4.5598;  
parameter real Ke0 = -0.2986;  
parameter real Ke1 = 0.0021;  
parameter real Ss0 = 0.1244;  
parameter real Ss1 = -0.0203;  
parameter real Ss2 = 0.1884;  
parameter real Vto0 = -0.4783;  
parameter real Vto1 = -0.0194;  
parameter real Vto2 = 0.0248;  
parameter real Vto3 = -0.0053;  
parameter real Idss0 = 1.9230;  
parameter real Idss1 = 0.1488;  
parameter real Idss2 = 0.1501;  
parameter real Idss3 = 0.0122;
```

```

//Parámetros de ajuste de las ecuaciones de Igs
parameter real  Igs0      =    1.05e-21;
parameter real  Igs1      =    65.57;
parameter real  g2        =   -1.0863;
parameter real  g3        =    0.4025;
parameter real  g11       =   -2.45e-3;
parameter real  g12       =   -5.84e-4;
parameter real  g13       =    4.42e-5;
parameter real  g40       =    0.1387;
parameter real  g41       =   -1.860;
parameter real  g42       =   -0.5945;
parameter real  g50       =    0.5554;
parameter real  g51       =    10.139;
parameter real  g52       =   -3.8497;

//Parametros de ajuste de las ecuaciones de Igd
parameter real  Rdsi      =    1000;

//Parámetros de ajuste de las ecuaciones de Cgs
parameter real  C0        =    0.0326;
parameter real  Sg        =    0.7818;
parameter real  Dk        =    0.9599;
parameter real  C1        =   -0.0046;
parameter real  C2        =   -0.0013;
parameter real  C3        =    4.2904;
parameter real  C4        =    1.1795;
parameter real  Cf0       =    1.414;
parameter real  Cf1       =    9.46e5;
parameter real  Cf2       =    1.583e7;
parameter real  Cf3       =    0.5453;
parameter real  Dc0       =    1.064;
parameter real  Dc1       =    0.0123;

//Parámetros de ajuste de las ecuaciones de Cgd
parameter real  Cf        =    1;
parameter real  Cgd0      =    0.0145;
parameter real  m        =   -0.3167e-3;

//Parámetros de los elementos parásitos
parameter real  Rg        =    2.13;
parameter real  Rd        =    5.97;
parameter real  Rs        =    1.64;
parameter real  Lg        =    0.0131;
parameter real  Ld        =    0.0040;
parameter real  Ls        =    0.0001;

//Parámetro de potencia óptica
parameter real  PL        =    0;

//Puertos

```

```

inout      d, g, s;
electrical d, g, s, di, gi, si;

//Variables locales

real Vgsi, Vgdi, Vdsi, Vgs, Vgd;
real Idss, Ids1, Ids2, Ids, VT, Vto, Ss, Ke, C;
real g1, g4, g5, Igs;
real gdd, Igd;
real Cgs0, Cfgs, Dc, Cgs;
real Cgd;

analog begin

//Tensiones en los nudos

Vgsi=V(gi,si);
Vgdi=V(gi,di);
Vdsi=V(di,si);
Vgs=V(g,s);
Vgd=V(g,d);

//Ecuaciones de Ids

Idss=Idss0+Idss1*pow(PL,Idss2)+Idss3*PL;
Vto=Vto0+Vto1*pow(PL,Vto2)+Vto3*PL;
Ss=Ss0+Ss1*pow(PL,Ss2);
Ke=Ke0+Ke1*PL;
VT=Vto+Gamma*Vdsi;
Ids1=(a*(Vgsi-VT)+log(2*cosh(a*(Vgsi-VT))))/(2*b*abs(VT));
Ids2=(1+Ss*Vdsi)*tanh((S1*Vdsi)/(1-Kg*Vgsi));
Ids=Idss*pow(Ids1,(E+Ke*Vgsi))*Ids2+C*Vdsi;

//Ecuaciones de Igs

g1=g11*PL+g12*pow(PL,2)+g13*pow(PL,3);
g4=g40+g41*pow(PL,g42);
g5=g50+g51*pow(PL,g52);
Igs=Igs0*(exp(Igs1*Vgsi)-1)+g1*exp(g2*Vgsi)*(1+(g3*exp(g4*Vgsi))/(1+g5*exp(Vdsi)));

//Ecuaciones de Igd

gdd=1/Rdsi;
Igd=gdd*Vgdi

//Ecuaciones de Cgs

Cgs0=C0+((C1*PL+C2*pow(PL,2))/(1+C3*pow(PL,C4)));
Cfgs=Cf0+((Cf1*PL)/(1+Cf2*pow(PL,Cf3)));
Dc=Dc0+Dc1*PL;
Cgs=Cgs0*(1+Cfgs*tanh(Sg*(Vgs-Dc*tanh(Dk*Vgd))));

//Ecuaciones de Cgd

Cgd=Cgd0*(1+Cf*tanh(Sg*(Vgd-Dc*tanh(Dk*Vgs))))+m*PL;

```

```
//Relaciones entre las tensiones y las corrientes del modelo
```

```
I(di,si) <+ Ids;  
I(gi,si) <+ Igs;  
I(gi,di) <+ Cgd*ddt(Vgdi);  
I(di,si) <+ Cds*ddt(Vdsi);  
I(gi,si) <+ Cgs*ddt(Vgsi);  
V(si,s) <+ I(si,s)*Rs+Ls*ddt(I(si,s));  
V(gi,g) <+ I(gi,g)*Rg+Lg*ddt(I(g,gi));  
V(d,di) <+ I(d,di)*Rd+Ld*ddt(I(d,di));
```

```
end
```

```
endmodule
```

5.2.8. Simulación

5.2.8.1. Análisis DC

El esquemático utilizado para realizar el análisis DC se muestra a continuación:

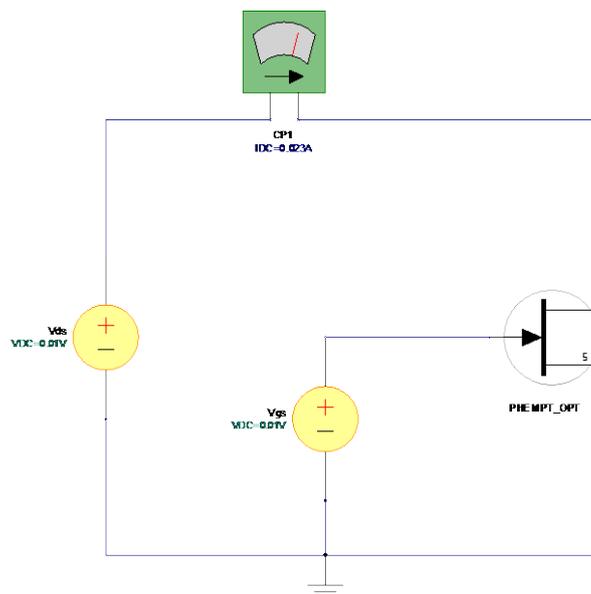


Fig. 5.9: Esquemático para análisis DC

Resultados obtenidos en la curva característica I-V

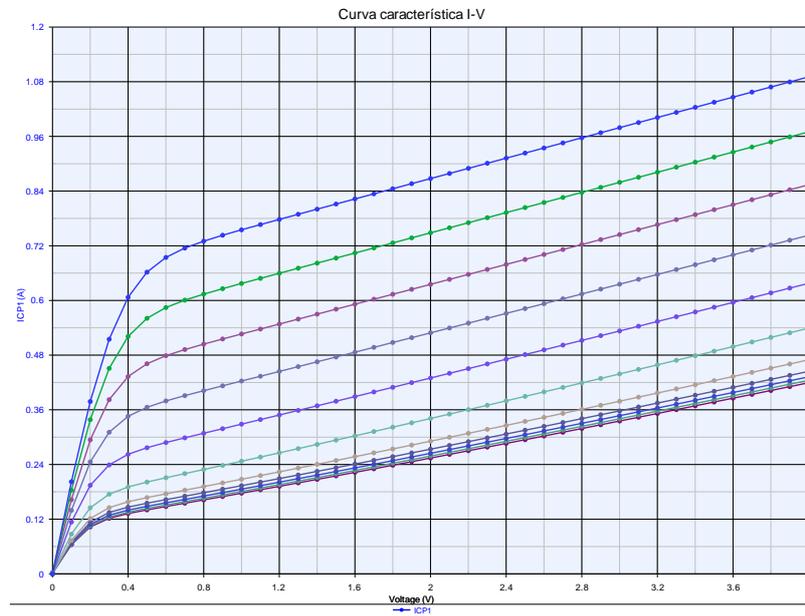
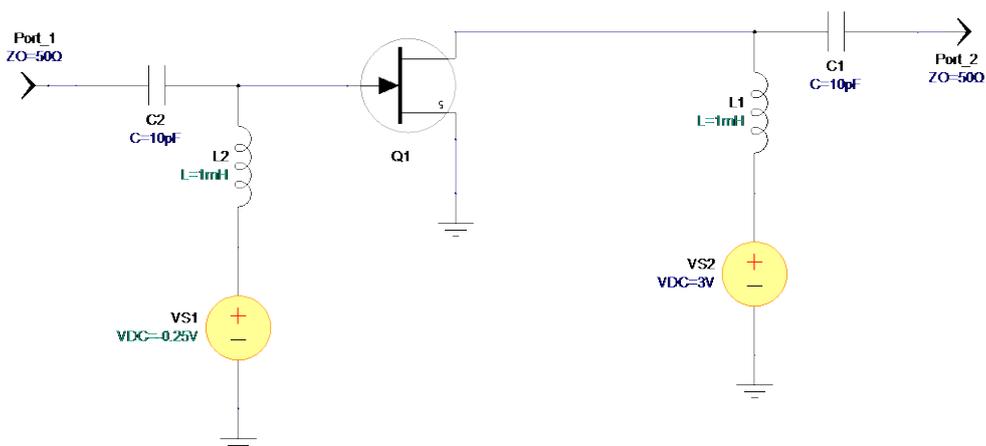


Fig. 5.10: Curva característica I-V

5.2.8.2. Análisis parámetros S

El esquemático utilizado para realizar el análisis de los parámetros de Scattering se muestra a continuación:



5.11: Esquemático para análisis de Scattering

Resultado obtenido de los parámetros de Scattering:

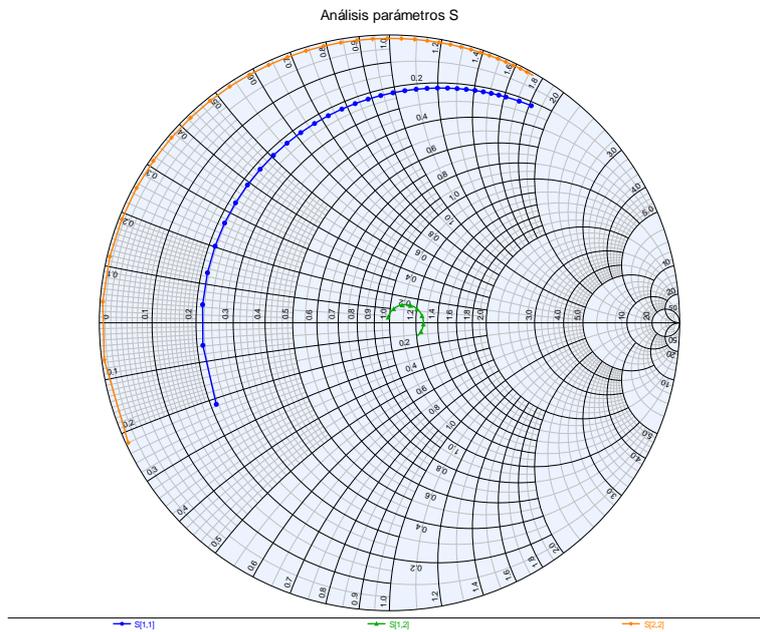


Fig. 5.12: Parámetros $S[1,1]$, $S[1,2]$ y $S[2,2]$

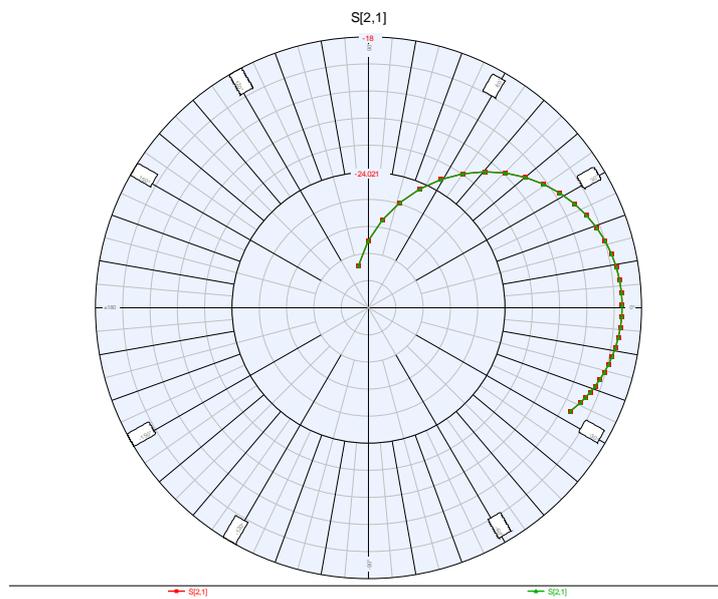


Fig. 5.13: Parámetro $S[2,1]$

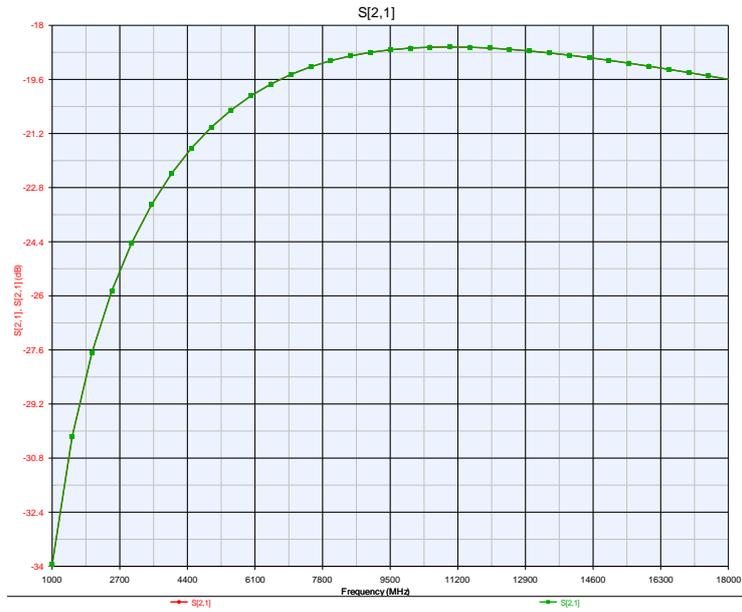


Fig. 5.14: Parámetro $S[2,1]$

En el caso del modelo de transistor P-HEMT D02AH (4*30) si disponemos de las medidas realizadas en el laboratorio y según se muestra en la gráfica comparativa los resultados son los mismos, porque hemos podido ajustar las constantes, luego podemos concluir que la descripción del modelo utilizando código Verilog-A ha sido satisfactoria.

6. CONCLUSIONES

Una vez finalizado el presente proyecto podemos extraer las siguientes conclusiones:

- Los transistores de microondas son excelentes sensores ópticos en baja frecuencia y más sensibles a la iluminación que los fotodiodos PIN.
- Los niveles de corriente inducidos son igualmente dependientes del punto de polarización del transistor, mostrando máximos de variación en las proximidades de la condición de pinch-off.
- El control de funciones microondas haciendo uso de medios ópticos implica la posibilidad de beneficiarnos de las ventajas inherentes a los sistemas de comunicación por fibra óptica, tales como su alta fiabilidad, su inmunidad a interferencias electromagnéticas, su baja atenuación y gran ancho de banda, su pequeño tamaño, poco peso y gran flexibilidad
- Dado que los FETs son ya componentes de tecnología monolítica de microondas, no se precisa introducir nuevos materiales ni procesos adicionales de fabricación para la inclusión del fotodetector en la misma oblea. Se elimina el fotodetector externo como tal y, por tanto, se posibilita un mayor grado de integración de circuitos.
- El modelado llevado a cabo para los dispositivos con los que se ha trabajado produjo resultados similares a los modelos reales en los que están basados, todo ello mediante una serie de ecuaciones sencillas.
- Verilog-A es un lenguaje de programación que, al ser soportado por diferentes simuladores, permite la creación de modelos para su inclusión en distintas plataformas software, evitando el problema de tener que conocer los rasgos distintivos de cada simulador para introducir nuevos modelos de dispositivos.

7. REFERENCIAS

- [1] J. M. Zamanillo, "Metodología para la extracción lineal y no-lineal de modelos circuitales para dispositivos MESFET y HEMT de media / alta potencia".
- [2] C. Navarro, "Caracterización y Modelado de Transistores Microondas (MESFET/HEMT) bajo Iluminación Láser"
- [3] J. M. Zamanillo, H. Ingelmo, C. Pérez-Vega y A. Mediavilla, "Modelado electro-optico de transistores MESFET y P-HEMT en SPICE"
- [4] C. Navarro, Thierry Lou, M. Lomer, A. Mediavilla, J.M. López Higuera, J. L. García, "Interacción Óptica-Microondas: Variación de la característica y Extracción de los parámetros del circuito equivalente del MESFET bajo los efectos de la Iluminación"
- [5] S. Rivera, "Modelado de dispositivos activos de microondas utilizando código Verilog-A"
- [6] Verilog-A Language Reference Manual Version 1.0, August 1, 1996
- [7] Agilent Technologies, "Using Verilog-A in Advanced Design System"
- [8] J. Capmany, J. Fraile-Peláez, J. Martí, "Fundamentos de Comunicaciones Ópticas"

