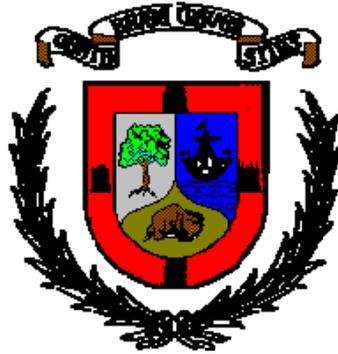


UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones



TESIS DOCTORAL

**Caracterización y Modelado de Dispositivos
Semiconductores Para Uso en Sistemas de
Telecomunicaciones a Frecuencias de
Terahercios**

Kaoutar Zeljami

Santander, Junio 2013

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones



TESIS DOCTORAL

**Caracterización y Modelado de Dispositivos
Semiconductores Para Uso en Sistemas de
Telecomunicaciones a Frecuencias de
Terahercios**

Autora: **Kaoutar Zeljami**

Directores: **Tomás Fernández Ibáñez**
Juan Pablo Pascual Gutiérrez

Tesis doctoral para la obtención del título de Doctora por la
Universidad de Cantabria en Tecnologías de la Información y
Comunicaciones en Redes Móviles

Santander, Junio de 2013

Certificado de los Directores de la Tesis

D. **Tomás Fernández Ibáñez**, Profesor Titular de Universidad del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria.

D. **Juan Pablo Pascual Gutiérrez**, Profesor Titular de Universidad del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria.

HACEN CONSTAR:

Que el trabajo titulado “*Caracterización y Modelado de Dispositivos Semiconductores Para Uso en Sistemas de Telecomunicaciones a Frecuencias de Terahercios*” presentado por Dña. Kaoutar Zeljami, para optar al título de Doctora por la Universidad de Cantabria, Doctorado en Tecnologías de la Información y Comunicaciones en Redes Móviles, ha sido realizado en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria bajo su dirección y que reúne las condiciones exigidas a los trabajos de Doctorado.

Santander, Abril de 2013.

Fdo. : **Tomás Fernández Ibáñez**

Fdo. : **Juan Pablo Pascual Gutiérrez**

*A mi familia.
A mi querida madre.
A mis abuelos.
A mi marido Mohaouia Azzouz.*

Agradecimientos

*Primero y antes que nada, quiero dar las gracias a **Dios**, por estar conmigo en cada paso que doy y en cada momento, Por haberme permitido llegar hasta este punto y haberme dado salud para lograr mis objetivos, por fortalecer mi corazón e iluminar mi mente y por haber puesto en mi camino a aquellas personas que han sido mi soporte y compañía durante todo el periodo de mis estudios.*

Estos últimos años han sido para mí unos de los más importantes, intensos y fascinantes de mi trayectoria profesional e in mi vida personal. En este tiempo he tenido la suerte y satisfacción de conocer y de trabajar con personas que me han ayudado de una forma u otra en la consecución de un esfuerzo de investigación, que se recoge en el presente documento de mi tesis doctoral, y a las que les estoy profundamente agradecida. Aunque el hecho de exponer una lista de personas siempre supone un riesgo de olvidar a alguna de ellas, muchas de las cuales han sido un soporte muy fuerte, si quisiera hacer una especial mención de agradecimiento para las siguientes:

*En primer lugar me gustaría expresar mi gratitud a la Universidad de Cantabria a través del los profesores **Ángel Mediavilla** y **Antonio Tazón Puente** por darme la oportunidad de entrar al Departamento de Ingeniería de Comunicaciones y formar parte del grupo de microondas, por su ayuda, buenos consejos, apoyo y por la confianza depositada en mi persona, que me han permitido desarrollar este trabajo de investigación. También agradecer al profesor Antonio Tazón, la oportunidad que me ha brindado para trabajar en el proyecto **TERASENSE**, así como el apoyo que me ha ofrecido en el desarrollo del mismo. Gracias a la experiencia y conocimientos, estoy aprendiendo y formándome todo lo que puedo.*

*Un sincero y especial agradecimiento va dirigido a mis directores de tesis, los profesores **Tomás Fernández Ibáñez** y **Juan Pablo Pascual Gutiérrez**, quien a pesar de sus otras muchas ocupaciones y dificultades se comprometieron y trabajaron intensamente para sacar esta tesis adelante, por sus comentarios y sus consejos, por su paciencia para corregir la memoria de la tesis, por prestarme toda la ayuda y atención, siempre rebotante de buen humor y de generosidad. Ya que sin todo ello esta tesis no podría haber sido realizada. Quiero también agradecerles su tiempo, su cercanía y sus cualidades humanas que en los momentos duros y de desánimo me sirvieron para mirar hacia delante con optimismo, así como por el respaldo y la amistad que me han otorgado a lo largo de estos años. Con vuestra compañía y sentido del humor hacéis que todo sea más fácil. Finalmente, de verdad, que es un gran placer trabajar con vosotros. Gracias por vuestra atención y por permitirme aprender de vuestra experiencia y conocimientos. Muchas gracias por todo.*

*Al mismo tiempo mi sincero agradecimiento al profesor **Mohamed Boussonis** por ofrecerme la oportunidad de estar en esta Universidad, por su ayuda, sus consejos y su confianza.*

*Quiero expresar mi agradecimiento a todos los profesores del grupo de microondas especialmente; Luisa, Alicia, José ángel, Constantino, Eduardo...y a mis compañeras (os) del departamento de Ingeniería de Comunicaciones, especialmente **Jessica**, mi compañera y mi amiga, por su ayuda indiscutible su apoyo, siempre recordaré las largas horas invertidas en de laboratorio en las que trabajamos codo con codo y las dificultades que surgieron que resolvimos en equipo. Por su disposición incondicional para ayudarme en cualquier momento, así como por todos esos buenos momentos que hemos tenido juntas, Agradezco profundamente su ayuda y me quedo con la simpatía y humildad de una persona excepcional y una gran investigadora. Agradezco a mis compañeros Nieves, Reinel, Juan luís, Enrique, Beatriz, Vicente, Maria, David, leysi, caren y mi antiguos compañeros, Naima, Asmae, Latifa, Mohamed, Abdelwahid, Teofil, Carmen, Yulanda, Maria Isabel, elena, por haberme soportado durante tanto tiempo.*

Continuando el recorrido por el departamento, agradezco a Sandra Pana, Eva Cuerno y Ana Pérez del Laboratorio de Tecnología del Departamento por su trabajo y tiempo dedicados en los montajes presentados en este trabajo, también a Santiago, Yolanda, Justo y Guillermina por sus ayudas.

Queremos hacer constar nuestro agradecimiento a los profesores José Antonio Casado del Prado y Jesús Setián Marquín del Departamento Ciencia e Ingeniería del terreno y los materiales de la Universidad de Canabria, por la ayuda prestada en la toma de las imágenes SEM y el análisis del material de los dispositivos estudiados en esta tesis.

Quiero expresar también mi agradecimiento a todas mis amigas (os) especialmente, Naima, Hala, Mohamed, Soraya, Stefanie, Fátima zahra, asmae, abdelaziz a los que también considero parte de mi familia, por todo el cariño, el apoyo. Gracias a vosotras he tenido momentos muy especiales e inolvidables durante todo este tiempo.

*Quiero agradecer a la Agencia Española de Cooperación Internacional Para el Desarrollo (**AECID**) por la concesión de la Beca que me ha brindado la posibilidad de trabajar en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones para desarrollar esta tesis. Así como el proyecto **TERASENSE** en el que se ha desarrollado este trabajo.*

Me gustaría agradecer a mi familia, especialmente a mi madre por su infinito amor que siempre me ha impulsado a salir adelante y quien me ha regalado su incondicional apoyo en cada tarea de mi vida. A mi padre, mis hermanos, mi hermana Nissrin, mi tía Zanouba y a toda mi familia por su incondicional apoyo durante estos años, nada fáciles ni para mí ni para ellos debido a la distancia, pero ha sido determinante para poder realizarla en este periodo de tiempo. Por todo el esfuerzo realizado y porque sin vuestro apoyo durante todos estos años, todo esto no hubiera sido posible.

Mis agradecimientos más especiales a mi marido Mokaouia por estar a mi lado, por tu amor tu confianza y tus palabras de aliento, ayudándome a superar las etapas difíciles y seguir a delante. Gracias cariño por tu infinita paciencia, por tu tierna compañía y tu inagotable apoyo, gracias por compartir mi vida y mis logros, esta tesis también es tuya, te quiero mucho.

Finalmente no quiero olvidar todas las compañeras que durante estos años han compartido piso conmigo, porque habéis compartido mucho más que un simple piso, y ya sois parte de mi vida. Y Todos aquellos amigos que no recordé al momento de escribir esto. Ustedes saben quiénes son.

Muchas gracias a todos

RESUMEN

La Tecnología de los dispositivos a semiconductores se basa en gran parte en uniones metal-semiconductor; entre estos dispositivos electrónicos, uno de los dispositivos electrónicos más importantes es el diodo Schottky. Los diodos Schottky han sido ampliamente aceptados como una solución útil para las aplicaciones de los Terahercios (THz). Se utilizan para el diseño de detectores, mezcladores y multiplicadores de frecuencia en longitudes de onda milimétricas y submilimétricas. Además, el diodo Schottky en su versión planar, como un componente de dos puertos coincidentes con los contactos “Pads”, ofrece una facilidad de montaje interesante y ha abierto la posibilidad de la integración de circuitos y de la realización de estructuras como mezcladores a diodo en chip que antes no hubieran sido posibles con diodos de tipo whisker.

Las principales ventajas de los diodos Schottky de Arseniuro de Galio (GaAs) incluyen, entre otras, la operación monopolar, alta movilidad y el bajo ruido que introducen a temperatura ambiente. Actualmente la tecnología de fabricación de estos diodos se considera como más madura, pero siguen siendo objeto de investigación en todo lo relativo a su optimización. Para el funcionamiento en longitudes de onda milimétricas y submilimétricas y para aplicaciones de alta frecuencia, el arseniuro de galio dopado (n-doped GaAs) es el semiconductor típico utilizado en la formación de las uniones metal-semiconductor, sin embargo el rendimiento de un diodo Schottky de GaAs todavía está limitado por sus elementos parásitos, y las pérdidas debidas al efecto “skin”. Además, la geométrica de los diodos Schottky es un factor muy importante en la determinación del rendimiento del dispositivo; así, el estudio y la determinación de los elementos parásitos del diodo Schottky dependen en gran medida de la geometría de estos diodos de tal forma que las pérdidas y acoplos en alta frecuencia juegan un papel crucial en el proceso de obtención de modelos fiables para estos diodos.

El objetivo principal de esta tesis ha sido el estudio, la caracterización y el modelado de diodos Schottky, desde continua (DC) hasta la banda de frecuencia W (75-

110GHz). Se trata en particular de diodos comerciales que se han desarrollado en Virginia Diodes Inc. (VDI): un diodo Schottky de ánodo simple (Single Anode: SA), un diodo Zero Bias (ZBD) y una configuración de dos diodos en antiparalelo. Se han realizado diferentes medidas para obtener un modelo completo (de tipo de circuito eléctrico equivalente) en gran señal indicado para estos dispositivos hasta 110 GHz, y para su integración en circuitos planares.

El modelado se ha realizado mediante una combinación de medidas en continua (DC), medidas en baja frecuencia, medidas de los parámetros de scattering para dos rangos frecuenciales (DC-50GHz, 75-110GHz), medidas Pin/Pout, y medidas del montaje de un conjunto de transiciones de coplanar a microstrip (CPW-microstrip), unidas mediante hilos de “bonding”; dicho montaje se ha utilizado para llevar a cabo el proceso de obtención de los parámetros de los diodos y lograr sus modelos completos finales hasta 110GHz. Una estructura de prueba, para la caracterización en oblea de los parámetros de scattering del montaje, ha sido desarrollada para obtener un circuito equivalente de las transiciones coplanar a microstrip (CPW-microstrip), validado posteriormente con simulaciones electromagnéticas (EM), para demostrar la viabilidad del modelo propuesto. Finalmente se ha utilizado el modelo para el “de-embedding” de las transiciones en las medidas de los dispositivos en la banda W.

También hemos realizado medidas directas sobre el diodo utilizando puntas de prueba coplanares en los contactos del ánodo y el cátodo de los diodos, para verificar que la coherencia del modelo no se ve afectada por los efectos parásitos asociados a los hilos de “bonding”, y a las transiciones coplanar a microstrip (CPW-M).

Respecto a los equipos de medidas hay que indicar que las medidas se llevaron a cabo en dos rangos de frecuencia: por un lado en banda de DC hasta 50 GHz y por otro en la banda W (75-110GHz).

El modelo descrito ha sido implementado en el simulador ADS (Advanced Design System). La validez del modelo ha sido demostrada mediante la comparación de las medidas y simulaciones en continua (DC), parámetros de Scattering y Balance Armónico. Los resultados muestran que el método propuesto es adecuado para

determinar los parámetros del modelo de los diodos considerados, con un ajuste excelente a las medidas. Algunos fenómenos, como la dependencia de la resistencia parásita de los hilos de “bonding” con la frecuencia han sido caracterizados. Utilizando este modelo se han desarrollado también modelos para los diodos Zero Bias (ZBD) y la configuración de dos diodos en antiparalelo. Las comparaciones con las medidas ponen de manifiesto la validez de los modelos presentados de dichos diodos hasta 110GHz.

Se ha comprobado el modelo obtenido de los diodos en varios puntos de polarización en inversa, y los resultados se compararon con los datos medidos. En todos los casos y con los tres tipos de diodos considerados, el grado de acuerdo entre las medidas y los resultados generados por el modelo demuestra la validez de los modelos obtenidos.

Un factor importante a considerar la hora de modelar los diodos Schottky, especialmente para ciertas aplicaciones, es el ruido, que puede tener distinta procedencia, tal como ruido térmico, ruido shot, ruido por generación-recombinación, y ruido $1/f$ o flicker. La caracterización completa de estos diodos requiere la medida de las propiedades de sus ruido de baja frecuencia, por lo tanto, se ha estudiado también el ruido en baja frecuencia de los diodos Schottky considerados de Virginia Diodes para completar el desarrollo de modelos precisos, validos para el análisis y el diseño de componentes MIC. En este sentido se ha realizado un análisis completo del ruido de los diodos que incluye caracterización, medidas, modelado y simulación, para examinar las propiedades de ruido en baja frecuencia de los diodos Schottky de GaAs.

ABSTRACT

“Characterization and Modeling of Semiconductor Devices for Use in Telecommunications Systems at Terahertz Frequencies”

Semiconductor device technology largely relies on metal/semiconductor junctions, being the Schottky diode one of the most important. These kinds of diodes have been widely accepted as a useful solution for Terahertz (THz) applications. Schottky diodes components are used in the design of detectors, mixers and frequency multipliers in sub-millimeter wavelengths. Besides, the planar Schottky diode, considered as a two port network with the access port located in the contact pads, opens up the possibility of diode circuit integration, not possible formerly using whisker diodes. Main advantages of GaAs Schottky diodes include monopolar operation, high electron mobility and low noise figures at room temperature. At present, they are considered as mature devices, but they are still subject of investigation in terms of electrical behaviour optimization. For operation in millimeter and sub-millimeter wavelength bands, and for high-frequency applications, n-doped GaAs is the typical semiconductor used in the metal- semiconductor junctions, being the performance of a GaAs Schottky diodes still limited due to the parasitic elements, as well as to the losses as a result of the skin effect. Moreover, the geometrical design of Schottky diodes is a very critical point when determining the device performance. In this sense, systematic studies of the Schottky diode's parasitic elements and high-frequency losses are very crucial in achieving the reliable models of those diodes.

The main goal of this thesis has been the study, discussion, characterization and modeling of a wideband Schottky diode, from Direct Current (DC) to W band, for three type of Schottky diode that have been developed at Virginia Diodes, Inc.: a single Anode Schottky Diode, Zero Bias Diode (ZBD) and configuration of antiparalel Diode based on a commercial VDI chip. Different measurements have been done to obtain a complete large-signal equivalent circuit model suitable for those devices under consideration up to 110 GHz, and for its integration in planar circuits. The modelling

has been done using a combination of DC measurements, capacitance measurements, RF Scattering measurements, and measurements of the assembly of Coplanar to Microstrip bonded transitions (CPW-Microstrip) has been performed and used to achieve the complete final diode model up to 110 GHz. The test structure for on-wafer Scattering parameter characterization has been developed to obtain an equivalent circuit for Coplanar to Microstrip (CPW-Microstrip) transitions, then verified with 3D Electromagnetic (EM) tools, to demonstrate the feasibility of the proposed model used for de-embedding, and finally used to de-embed device measurements from empirical data results in W band. Also, on chip (direct) measurements were done by placing a couple of probe tips on the anode and cathode pads of diodes to verify that the coherence of the model is not affected by the surrounding parasitic effects associated with wire bonding and transitions.

In accordance with the measurement equipment facilities at our laboratories, the measurements were carried out in two frequency ranges: DC-50 GHz and 75-110 GHz.

The described model has been implemented into ADS (advanced Design System) simulator. The approach validity is verified through comparisons between simulations and measurement of DC, Scattering parameters, and Harmonic Balance (Pin/Pout). The simulated results show that the proposed method is suitable to determine parameters of the diode model with an excellent fit with measurements. Some anomalous phenomena such as parasitic resistance dependence on frequency have been found. Using this model, the degree of agreement between measurements and simulations, for different diodes, validated the accuracy of the proposed approach. Simulated performance for the Zero Bias Diode (ZBD) and antiparalel diodes configuration structures provides accurate predictions of the device performance up to 110 GHz.

The model was tested under various bias points and results were compared with the measured data. In all cases, considering the three different types of diodes, simulated results shows a very good agreement with the measured data. Finally, it is worth of note that the model can be easily implemented in any other circuit simulator.

An important factor when considering the usefulness of Schottky diodes is the excess noise sources such as thermal noise, shot noise, generation recombination noise, and $1/f$ or flicker noise. Thus, the complete characterization of these diodes requires measurement of the diode's noise properties. In this sense, it has been also studied the noise properties of those Schottky diodes to enable the development of accurate models useful in the analysis and design of MIC components. A complete characterization, analysis, simulation and modeling of noise will be presented, to examine for the low-frequency noise properties of VDI's GaAs Schottky diodes.

ÍNDICE GENERAL

Certificado de los Directores de la Tesis	III
Agradecimientos	V
Resumen	IX
Abstract	XIII
Índice general.....	XVII
Índice de Figuras	XXII
Índice de Tablas.....	XXV

Capítulo I: Introducción general

I.1 Introducción THz	1
I.2 Aspectos de diseño en longitudes de onda milimétricas	3
I.2.1 Atenuación atmosférica	4
I.2.2 Aplicaciones de THz	5
I.2.3 Estructura de diodos Schottky planares	12
I.2.4 Caracterización no lineal de los dispositivos	13
I.2.4.1 Los modelos de aproximación física	13
I.2.4.2 Modelos de aproximación semi-empírica	14
I.2.4.3 Modelo de tipo eléctrico.....	15
I.2.5 Herramientas de simulación.....	17
I.3 Motivación y resultados	18
I.4 Estructura / Contenidos de la tesis.....	19
I.5 Referencias	21

Capítulo II: Unión Schottky

II.1 Introducción	25
II.2 Fundamentos del diodo Schottky	26
II.2.1 Propiedades físicas de Arseniuro de Galio	26
II.2.1.1 Propiedades de Arseniuro de Galio.....	26
II.2.1.2 Aplicaciones de Arseniuro de Galio (GaAs).....	27

II.2.2 Unión metal-semiconductor	28
II.2.2.1 Contacto rectificador	29
II.2.2.2 Contacto óhmico	32
II.2.2.3 Barrera de potencial.....	35
II.3 Física del diodo Schottky, aplicaciones estructura y principio.....	38
II.3.1 Histórica de los diodos Schottky	38
II.3.2 Aplicaciones	41
II.3.3 Mecanismos de transporte de corriente a través del contacto Schottky	41
II.3.3.1 Componentes de corriente termoiónica	43
II.3.3.2 Componentes de corriente túnel o de emisión de campo.....	44
II.3.3.3 La recombinación en la zona de carga espacial.....	46
II.3.3.4 La inyección de huecos	46
II.4 Referencias.....	47

Capítulo III: Modelado en DC y en baja frecuencia

III.1 Introducción.....	51
III.2 Descripción general de las propiedades del diodo Schottky	52
III.2.1 Característica corriente tensión (I-V).....	52
III.2.2 Característica capacidad-tensión (C-V).....	57
III.2.3 Resistencias serie del diodo Schottky	59
III.2.3.1 Resistencia epitaxial “Epilayer resistance”	60
III.2.3.2 Resistencia de disipación “Buffer-layer spreading resistance”	60
III.2.3.3 Resistencia de contacto óhmico	61
III.3 Frecuencia de conversión	61
III.4 Caracterización continua (DC) de los diodos Schottky.....	62
III.4.1 Extracción de los parámetros (I-V)	62
III.4.2 Extracción de corriente de saturación y del factor de idealidad	64
III.4.3 Extracción de la resistencia serie del diodo Schottky	67
III.4.4 Cálculo de la resistencia de vídeo del diodo.....	71
III.5 Caracterización en baja frecuencia - Extracción de los parámetros (C-V)	74
III.5.1 Medidas de la capacidad total del diodo mediante medidor LCR (LCR meter)	75
III.5.2 Extracción de la capacidad total del diodo mediante los parámetros $[S]$	78
III.5.3 Resultados de la aplicación del método de los parámetros $[S]$ a los diodos de configuración Antiparalelo y Zero Bias (ZBD).....	81

III.6 Conclusiones	83
III.7 Referencias	84

Capítulo IV: Propiedades de alta frecuencia y estimación de los parasitos del diodo Schottky planar

IV.1 Introducción	89
IV.2 Fenómenos y propiedades de alta frecuencia.....	90
IV.2.1 Efecto “skin”	90
IV.2.2 Dependencia de la resistencia serie con la frecuencia	91
IV.2.3 Dependencia de la potencia con la temperatura de funcionamiento.....	91
IV.2.4 Corriente de saturación (frecuencia/potencia).....	92
IV.3 Modelado de los Diodos Schottky	93
IV.3.1 Modelado de la unión Schottky.....	93
IV.3.2 Estructura física del diodo Schottky planar	94
IV.3.2.1 Análisis cuantitativo de las capas de los diodos planares	94
IV.3.2.2 Dependencia de los parásitos con la geometría del diodo	99
IV.4 Caracterización de los efectos parásitos.....	103
IV.4.1 Estimación de los valores iniciales de los parásitos de la estructura del diodo mediante simulaciones electromagnéticas para su posterior optimización	104
IV.4.2 Estimación mediante un circuito equivalente de los parásitos introducidos por los hilos de “bonding”	108
IV.5 Conclusiones.....	113
IV.6 Referencias	114

Capítulo V: Resultado del modelado de los diodos Schottky

V.1 Introducción	119
V.2 Caracterización de los diodos: Descripción del Método de optimización.....	120
V.3 Circuito equivalente de los Diodos Schottky	122
V.3.1 Circuito equivalente del diodo simple válido para las bandas 2-50 GHz y 75-110GHz.....	122
V.3.2 Medidas y modelado en la banda de frecuencia (1-50GHz).....	124
V.3.2.1 Método de medida de los parámetros de Scattering	124
V.3.2.2 Resultados	126
V.3.3 Medidas y modelo en banda W (75-110GHz).....	130
V.3.3.1 Método de medida de los parámetros de Scattering	130

V.3.3.2 Resultados	134
V.4 Caracterización de las Transiciones Coplanar-Microstrip	136
V.4.1 Montaje de las dos transiciones CPW-M.hilo.CPW-M	137
V.4.2 Resultados experimentales	138
V.4.3 Simulaciones.....	139
V.4.3.1 Modelo circuital obtenido del montaje (ADS).....	139
V.4.3.2 Modelo electromagnético 3D obtenido del montaje (HFSS).....	141
V.5 Resultados y Aplicación del proceso de de-embedding de las transiciones Coplanar-Microstrip (CPW-M) a las medidas del diodo simple en banda W	143
V.6 Validación del modelo gran señal de los diodos-Medidas de Potencia.....	149
V.7 Organigrama del proceso de extracción del modelo de los diodos.....	152
V.8 Modelo propuesto para los diodos de la configuración de dos diodos en Antiparalelo y del diodo Zero Bias (ZBD).....	154
V.8.1 Topología circuital del modelo de los diodos Schottky con configuración en Antiparalelo	154
V.8.2 Resultados, aplicación del proceso de de-embedding de las transiciones Coplanar-Microstrip (CPW-M) a las medidas de los diodos de configuración antiparalelo en banda W.....	156
V.8.3 Resultados, del diodo Zero Bias (ZBD)	157
V.8.4 Medidas Pin/Pout del diodo Zero Bias (ZBD).....	159
V.9 Conclusiones	160
V.10 Referencias.....	162

Capítulo VI: Modelado de ruido de baja frecuencia

VI. 1 Introducción.....	165
VI.2 Propiedades del ruido del diodo Schottky.....	166
VI.2.1 Ruido “flicker” $1/f$	168
VI.2.2 Ruido “shot” (disparo)	170
VI.2.3 Ruido de generación-recombinación.....	171
VI.2.4 Ruido térmico (Ruido Johnson o Nyquist).....	172
VI.3 Medida y modelado del ruido de baja frecuencia del diodo a temperatura ambiente	174
VI.3.1 Modelo del ruido del diodo Schottky en baja frecuencia	174
VI.3.2 Configuración y procesado de las medidas.....	174
VI.4 Resultados de las medidas	183
VI.5 Modelado (MATLAB) Ajustes-Resultados.....	185

VI.6 Simulación de ruido para los diodos simple y ZBD-comparación con medidas experimentales	189
VI.7 Conclusiones.....	194
VI.8 Referencias	195

Capítulo VII: Conclusiones y futuras líneas de Investigación

VII. 1 Conclusiones	199
VII. 2 Futuras líneas de investigación	202
Artículos Publicados.....	205

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura I. 1 Situación de los Terahercios en el Espectro de Frecuencias-----	2
Figura I. 2 Absorción Atmosférica de las Ondas Milimétricas-----	4
Figura I. 3 Estructura del Sistema Pasivo. Radiómetro de Potencia Total -----	11
Figura I. 4 Estructura del sistema activo. Radar FMCW (Frequency Modulated Continuous-Wave Radar)---	11
Figura II. 1 (a) Esquema de la interfaz metal semiconductor, (b) símbolo del diodo.....	28
Figura II. 2 Estructura de bandas de energía de un contacto rectificador (metal/semiconductor-n) sin polarización aplicada.....	30
Figura II. 3 Diagrama de energía de un contacto óhmico metal/semiconductor-n de tipo óhmico con una altura de barrera negativa, (a) en equilibrio termodinámico, (b) y bajo polarización directa.....	34
Figura II. 4 Diagrama de energía de bandas de metal-semiconductor (tipo n) de contacto. , En a) metal y semiconductor no están en contacto, en b) el metal y semiconductor están conectados y forman un sistema único, en c) el metal y semiconductor de unión se polariza en sentido inverso, y en d) la unión metal semiconductor se polariza en directa.....	37
Figura II. 5. Walter H. Schottky (1886-1976) Inventor del diodo que lleva su nombre.....	38
Figura II. 6 Esquemático del diagrama de energía de banda de un contacto de metal / n-semiconductor que muestra los tres mecanismos principales de transporte de corriente: la emisión termoiónica (TE), emisión de campo termoiónico (TFE) y de emisión de campo-(FE).....	42
Figura II. 7 Diagrama de banda de energía, bajo polarización directa de una unión Schottky con semiconductor de tipo n.....	44
Figura II. 8 Emisión túnel y emisión túnel termoiónica, bajo polarización directa con diagrama de bandas corresponde a un semiconductor muy dopado.....	44
Figura III. 1 Representación semi-logarítmica I-V para un diodo Schottky un diodo single Ánodo y un diodo ZBD (ZERO BIAS DIODE- Single Anode DIODE) de Virginia.....	56
Figura III. 2 Un diodo Schottky típico: vista transversal para mostrar las resistencias características del diodo..	59
Figura III. 3 Característica corriente -tensión I-V Medida y modelada para el diodo Schottky Single Ánodo....	66
Figura III. 4 Característica corriente -tensión I-V medida y modelada para el diodo Schottky Zero Bias (ZBD)	66
Figura III. 5 Característica corriente -tensión I-V medida y modelada para la configuración de Diodos Schottky en antiparalelo.....	67
Figura III. 6 Extracción de la resistencia serie mediante la característica corriente-tensión (I-V) de los Diodos SA, antiparalelo, y Zero Bias en representación semilogarítmica.....	69
Figura III. 7 Extracción de la resistencia serie del los diodos "Single Anode" (SA), Zero Bias (ZBD) y antiparalelo, mediante medidas.....	70
Figura III. 8 Extracción de la resistencia de la unión Rj y resistencia de vídeo Rv obtenida de la característica en continua DC para el diodo single.....	72
Figura III. 9 Extracción de la resistencia de la unión Rj y resistencia de vídeo Rv obtenida de la característica en continua DC para el diodo ZBD.....	73
Figura III. 10 Extracción de la resistencia de la unión Rj y resistencia de vídeo Rv obtenida de la característica en continua DC para la configuración antiparalelo.....	73
Figura III. 11 Modelo de la unión del diodo schottky.....	74
Figura III. 12 Fotografía del sistema de medida de la capacidad total del diodo.....	76
Figura III. 13 Placa de test-fixture dónde se coloca el diodo Single Ánodo (VDI) en "flip-chip" para medir las capacidades.....	77
Figura III. 14 Representación de la capacidad total del Diodo Single Ánodo C-V, Medidas con LCR meter y Modelado.....	78
Figura III. 15 Circuito equivalente para el diodo Schottky válido en baja frecuencia y cuando la corriente que atraviesa el diodo es despreciable.....	79
Figura III. 16 Medida y modelado del coeficiente de transmisión el diodo Schottky Single ánodo (VDI).....	79

Figura III. 17 Comparación de las medidas de la Capacidad total del Diodo (C-V), del LCR meter y a partir de los parámetros de Scattering.....	80
Figura III. 18 Medida y modelado del coeficiente de transmisión el diodo Schottky Antiparalelo y ZBD (VDI)82	
Figura III. 19 Resultado de extracción de la Capacidad total del Diodo Antiparalelo y del diodo ZBD, mediante los parámetros de Scattering [S].....	82
Figura IV. 1 Modelos de la Resistencia serie en régimen, (a) baja, (b) alta frecuencia.....	91
Figura IV. 2 Un típico diodo Schottky: (a) Esquema físico de un diodo planar (modelo circuital equivalente), (b) Vista simplificada en transversal.....	93
Figura IV. 3 Set-up de medidas con microscopio electrónico (SEM).....	95
Figura IV. 4 (a). Vista general del diodo (ZBD) con microscopio electrónico (SEM).....	95
Figura IV. 5 Foto de la placa de los diodos pegada para hacer análisis de las capas de los diodos.....	96
Figura IV. 6 Estructura aproximada por capas de los diodos Schottky de Virginia (VDI).....	98
Figura IV. 7 Cotas del diodo Single Anodo.....	99
Figura IV. 8 Aproximación de la estructura del diodo Schottky planar, mediante el análisis (SEM).....	100
Figura IV. 9 Sección transversal del diodo Schottky planar que indica los elementos circuitales que representan los efectos parásitos del diodo.....	101
Figura IV. 10 Configuración real del diodo en HFSS para simular los posibles parásitos de la estructura del diodo.....	105
Figura IV. 11 Circuito equivalente que incluye los parásitos considerados del diodo, las capacidades parasitas y la inductancia del dedo “finger”.....	106
Figura IV. 12 Comparación entre los parámetros de transmisión y reflexión de las simulaciones en HFSS y ADS.....	108
Figura IV. 13 Comparación entre los parámetros de transmisión y reflexión de las simulaciones en HFSS y ADS de los “pad” de la estructura del diodo single.....	108
Figura IV. 14 Montaje del diodo Single Anodo mediante “bonding” con hilo de oro y transiciones coplanar a microstrip, (a)- caso con hilos largos y “gap” de casi 150 μm , (b)- caso con hilos cortos y “gap” pequeño (10 μm).....	110
Figura IV. 15 Modelo de circuito equivalente para los hilos de bonding.....	110
Figura IV. 16 Medidas de los parámetros de Scattering que corresponden a los dos casos anteriores ((a) con hilos largos y (b) con hilos cortos).....	112
Figura V. 1 (a) Montaje del diodo single ánodo (SA-Diode) unido con hilos de oro (de diámetro, 17 μm y longitud 200 μm -210 μm en ambos lados), (b) foto con Microscopio electrónico (SEM) del diodo simple.....	122
Figura V. 2 Circuito equivalente para el diodo Schottky simple con detalles de todos los elementos extrínsecos... 123	
Figura V. 3 Equipo de Medida del Laboratorio, En primer plano el microscopio de la estación de sondas.....	125
Figura V. 4 Foto del Diodo simple (SA-Diode), medidas con la sonda diferencial modelo (50A-GS-150-P)... 126	
Figura V. 5 Coeficiente de reflexión simulado y medido del diodo Schottky simple con sonda (50A-GS-150-P)126	
Figura V. 6 Medida y Modelado de los Parámetros de Scattering del Diodo Simple ($V_d=0\text{ V}$), caso (a).....	128
Figura V. 7 Medida y Modelado de los Parámetros de Scattering del Diodo Simple ($V_d=0\text{ V}$), caso (b).....	129
Figura V. 8 Cabezales N5260AW10 para Banda W (Transmisora-Receptora y Receptora).....	131
Figura V. 9 Sondas de prueba coplanares Modelo 110H de PicoProbe para medir en oblea los diodos en la banda W.....	131
Figura V. 10 Banco de Medida del Laboratorio para banda W (Cabezales T/R y R).....	133
Figura V. 11 Proceso de calibración mediante el sustrato para el procedimiento genérico.....	134
Figura V. 12 Medida de los Parámetros de Scattering del Diodo Simple con el efecto de las transiciones Coplanar-Microstrip ($V_d=0\text{ V}$).....	135
Figura V. 13 Transición Coplanar-Microstrip (CPW-M). (a) Transiciones de sustrato con 5mils, (b) transiciones con sustrato 10mils. Dimensiones en μm	137
Figura V. 14 Montaje a medir de las dos transiciones coplanar a microstrip conectadas mediante hilo, transiciones con sustrato de 5mils y 10mils.....	137
Figura V. 15 Modelo circuital en ADS del montaje de las transiciones (de 10mils) con hilo.....	140
Figura V. 16 Modelo circuital en ADS del montaje de las transiciones (de 5mils) con hilo.....	140
Figura V. 17 Comparación entre los parámetros [S] del modelo circuital en ADS y las medidas del montaje (CPW-M.hilo.CPW-M) de las transiciones ((a) J_{micro} de 10mils, (b) J_{micro} de 5mils).....	141

Figura V. 18 Vista en 3D del conjunto de las dos transiciones, conectado con el hilo, (a) Transiciones de 5mils, (b) transiciones de 10 mils	142
Figura V. 19 Resultados de la comparación entre los parámetros $[S]$ del modelo EM en HFSS y las medidas del montaje (CPW-M.hilo.CPW-M) de las transiciones ((a) J_{micro} de 10mils, (b) J_{micro} de 5mils).....	143
Figura V. 20 Medida y Modelado final de los Parámetros de Scattering del Diodo Single Ánodo, sin polarizar el diodo ($V_d=0 V$) después del proceso de de-embedding.....	145
Figura V. 21 Medida y Modelado final de los Parámetros de Scattering del Diodo Single Ánodo, aplicando una tensión de ($V_d=-3 V$) en inversa al diodo después del proceso de “de-embedding”.....	146
Figura V. 22 Esquema eléctrico del modelo completo implementado en el simulador ADS para el diodo simple (single Ánodo).....	148
Figura V. 23 Montaje realizado para las medidas de potencia en el laboratorio.....	150
Figura V. 24 Test-fixture para medidas de potencia de los diodos.....	150
Figura V. 25 Resultados de la medida de potencia introduciendo una señal de 1 GHz para el diodo Single Ánodo (Potencia de salida frente a potencia de entrada Pin/Pout) Simulación (líneas) y medidas (símbolos).....	151
Figura V. 26 Organigrama del proceso de extracción del modelo del diodo.....	153
Figura V. 27 Montaje de la configuración de diodos en antiparalelo unido con hilos de oro (de diámetro, 17 μ m y longitud 200 μ m-210 μ m en ambos lados).....	155
Figura V. 28 Topología circuital del modelo propuesto para los diodos en configuración Antiparalelo.....	155
Figura V. 29 Comparación de las medidas y simulaciones de los parámetros de scattering, usando el modelo final de los Diodos en configuración antiparalelo, sin polarizar ($V_d=0 V$) después del proceso de “de-embedding”....	156
Figura V. 30 Comparación de las medidas y simulaciones de los parámetros de scattering, usando el modelo final del diodo Zero Bias, sin polarizar ($V_d=0 V$) después del proceso de de-embedding.....	158
Figura V. 31 Resultados de la medida de potencia introduciendo una señal de 1 GHz para el diodo Zero Bias (Potencia de salida frente a potencia de entrada Pin/Pout) Simulación (líneas) y medidas (símbolos).....	159
Figura VI. 1 Espectro total de ruido- Comportamiento de distintos tipos de ruido en función de la frecuencia ..	173
Figura VI. 2 Circuito equivalente del diodo Schottky incluyendo las fuentes de ruido.....	174
Figura VI. 3 Set-up para las medidas de ruido de los diodos Schottky.....	175
Figura VI. 4 Sistema de medida apantallado.....	176
Figura VI. 5 Circuito representativo de las fuentes de ruido (ruido de sistema de polarización).....	177
Figura VI. 6 Set up de medidas de ruido del diodo.....	177
Figura VI. 7 Set up de medidas de ruido con la resistencia equivalente al diodo.....	179
Figura VI. 8 Circuitos equivalentes de la salida del circuito de medidas de ruido para determinar el ruido de fondo del sistema.....	180
Figura VI. 9 Densidad espectral de potencia de corriente de ruido y fondo de ruido (Noise floor-NF) del sistema para el diodo single ánodo.....	183
Figura VI. 10 Densidad espectral de potencia de ruido y ruido de fondo (Noise floor-NF) del sistema para el diodo Zero Bias “ZBD”.....	184
Figura VI. 11 Comparación de la densidad espectral de ruido del diodo single ánodo y Zero Bias en los mismos puntos de polarización (0.1mA y 0.2mA).....	185
Figura VI. 12 Densidad espectral de potencia medidas y modelada para el diodo simple.....	187
Figura VI. 13 Densidad espectral de potencia medidas y modelada para el diodo Zero Bias.....	188
Figura VI. 14 Esquemático de ADS utilizado para la simulación del modelo de ruido de los diodos considerados (correspondiente al caso del diodo Single Ánodo).....	191
Figura VI. 15 Comparación entre simulación ADS y resultados experimentales del modelo de ruido del diodo single ánodo.....	192
Figura VI. 16 Comparación entre simulación ADS y resultados experimentales del modelo de ruido del diodo ZBD.....	192
Figura VI. 17 Densidades espectrales de corriente de ruido para el diodo Single Ánodo.....	193
Figura VI. 18 Densidades espectrales de corriente de ruido para el diodo ZBD.....	194

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla I. 1 Aplicaciones de los Terahercios</i> -----	7
<i>Tabla II. 1 Propiedades de Arseniuro de Galio en temperatura ambiente [1-3]</i> -----	27
<i>Tabla III. 1 Fotos y dimensiones de los diodos Schottky de Virginia (VDI)</i> -----	63
<i>Tabla III. 2 Resultados de la extracción de los parámetros de la unión de los diodos</i> -----	71
<i>Tabla III. 3. Extracción de los parámetros de la capacidad total del diodo Single Anode (SA) con LCR meter, y a partir de los parámetros [S]</i> -----	80
<i>Tabla III. 4. Extracción de los parámetros de la capacidad total de los diodos ZBD y configuración antiparalelo a partir de los parámetros [S]</i> -----	83
<i>Tabla IV. 1 Representación del espectrógrafo y del análisis cuantitativo del diodo Schottky Single Ánodo</i> -----	96
<i>Tabla IV. 2 Representación del espectrógrafo y del análisis cuantitativo de dos diodos en configuración Antiparalelo</i> -----	97
<i>Tabla IV. 3 Espesor de las capas del diodo Single ánodo</i> -----	98
<i>Tabla IV. 4 Dimensiones del diodo Single Ánodo de (VDI)</i> -----	99
<i>Tabla V. 1 Valores extraídos de los parámetros del modelo del diodo Single Ánodo</i> -----	147
<i>Tabla V. 2 Valores extraídos de los parámetros del modelo de los diodos con configuración antiparalelo</i> -----	157
<i>Tabla V. 3 Valores extraídos de los parámetros del modelo el diodo Zero Bias (ZBD)</i> -----	159
<i>Tabla VI. 1 Parámetros de ruido 1/f de los diodos single ánodo y Zero Bias (ZBD)</i> -----	189

CAPÍTULO I:

INTRODUCCIÓN GENERAL

I.1 Introducción THz

La radiación electromagnética a frecuencias de Terahercios (de 0.1 THz a 10 THz) ha generado un gran interés científico en los últimos años debido a su potencialidad para desarrollar sistemas innovadores de visualización. Su rango espectral se encuentra entre las microondas y los rayos infrarrojos invisibles, debido a estar fuera del espectro de luz visible, siendo una de las regiones menos explorada del espectro electromagnético. En esta región, se encuentra la banda de frecuencias milimétricas, la cual está definida como aquel conjunto de frecuencias que va desde 30GHz hasta 300GHz, y la banda de submilimétricas, que va desde 300GHz a 3THz. Este reparto y división puede verse claramente en la *Figura I. 1*. Hasta la década de 1990, la producción y la detección de la radiación de Terahercios coherente fue un reto, actualmente el espectro de Terahercios se puede utilizar de diferentes maneras. Su uso ofrece ventajas específicas, tanto en términos de resolución como de penetración y clasificación. El interés en las ventajas de las frecuencias Terahercios ha impulsado el desarrollo de tecnologías monolíticas que permitan implementar las funciones de procesado requeridas como la detección, mezcla, amplificación, etc. [1-2].

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) considera este rango de frecuencias, como la banda de frecuencias extremadamente altas (EHF). Dependiendo de la fuente de información, el rango de frecuencia Terahercios (THz) empieza en 0,1 THz (100 GHz) y por ello se superpone en parte con la región de ondas milimétricas.

Las frecuencias de los Terahercios ofrecen una mezcla de los aspectos más positivos de los rangos frecuenciales vecinos (*Figura I. 1*), estas bandas están recibiendo últimamente gran atención por sus capacidades específicas. Como puntos

fuertes, podemos destacar tanto una muy alta resolución, debida a que las ondas de Terahercios pueden generar pulsos extremadamente cortos capaces de obtener altas resoluciones espaciales (y por tanto, imágenes muy nítidas) del orden de milímetros en técnicas de obtención de imágenes “Imaging”. Otra particular característica de los THz es el poder de interactuar con la materia y extraer información sobre sus propiedades químicas y físicas, es decir, su capacidad para penetrar con profundidad en muchos materiales opacos a la luz (ropa, papel, cartón y plásticos) y dieléctricos, con una baja atenuación y también para visualizar e identificar estructuras microscópicas mediante el análisis espectral. Puede utilizarse para pruebas no destructivas/invasivas de detección así como para la obtención de imágenes de objetos escondidos para la radiación en el espectro visible. Más adelante presentaremos con más detalle las aplicaciones que pertenecen a estas bandas de frecuencias.

Por otra parte, indicar que es una radiación no ionizante, por lo que no es perjudicial para la salud, no es necesario el contacto directo y presenta una sensibilidad elevada. De esta forma parece ser que en esta banda se abre un nuevo conjunto de oportunidades para la investigación, tanto en los aspectos fundamentales de estas tecnologías como en sus posibles campos de aplicación. Los inconvenientes de las frecuencias de Terahercios es que presentan una velocidad de escaneo lenta, y tanto los metales como el agua, al igual que para las frecuencias de microondas, bloquean la radiación.

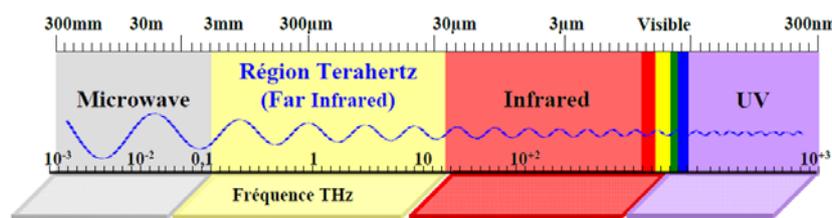


Figura I. 1 Situación de los Terahercios en el Espectro de Frecuencias

Desde el punto de vista de aplicaciones, las ondas milimétricas tienen varias ventajas dentro del espectro electromagnético; estas incluyen la posibilidad de minimizar el tamaño de los componentes tales como antenas, así como la obtención de mayores velocidades en la comunicación de datos. Además, en longitudes de onda milimétricas se encuentran fuertes resonancias de determinados elementos como

oxígeno, ozono, y vapor de agua, lo que permite el estudio de los fenómenos atmosféricos utilizando estas tecnologías. Uno de los motivos por los que es interesante la investigación en aplicaciones de las frecuencias de Terahercios es que sus energías no son ionizantes, y por tanto, no son perjudiciales para el ser humano, tal y como sucede en cambio con los rayos X o ultravioleta. Esta característica es quizá uno de los principales motivos para lograr una mayor aceptación y confianza por parte de la sociedad, que puede hacer progresar el estudio de las frecuencias de Terahercios y así, avanzar tecnológicamente para el bienestar y mejora de la calidad de vida de las personas. Sin embargo, un inconveniente son las pérdidas en propagación atmosférica más altas en comparación con otras frecuencias más bajas del espectro, lo que le hace difícil utilizar longitudes de onda milimétricas en sistemas de largo alcance dentro de la atmósfera.

En este capítulo, veremos una introducción a las características distintivas del rango de las frecuencias milimétricas y submilimétricas. Se enumerarán y se expondrán diversas aplicaciones importantes y el interés en las mismas. Además hablaremos de su importancia y de qué es lo que pueden aportar para mejorar numerosas aplicaciones.

En la segunda parte, se exponen diversas aplicaciones de interés en cuyo desarrollo, la caracterización y el modelado de los diodos Schottky juega un papel muy importante porque permitiría minimizar las limitaciones tecnológicas para ampliar las aplicaciones a dichas bandas de frecuencias menos exploradas en el espectro electromagnético.

Después presentaremos una visión general sobre los diferentes tipos de modelos para dispositivos no lineales como los diodos y las herramientas que se suelen utilizar para modelar y caracterizar estos dispositivos. Finalmente, mostraremos los objetivos fundamentales, y la contribución científica de este trabajo de tesis.

I.2 Aspectos de diseño en longitudes de onda milimétricas

Varios aspectos deben ser tenidos en cuenta cuando se diseñan componentes y sistemas que operan a longitudes de onda milimétricas; los más importantes incluyen la atenuación de la atmósfera, la frecuencia de operación, los límites de tamaños y los

modelos disponibles para dispositivos activos y pasivos, todos los cuales pueden influir en las decisiones que deben ser tomadas por el diseñador con el fin de lograr el mejor resultado posible.

I.2.1 Atenuación atmosférica

La atenuación atmosférica en general aumenta con la frecuencia, y es especialmente alta en las frecuencias de resonancia de oxígeno (~ 60 GHz y 118 GHz \sim) y vapor de agua (~ 183 GHz). La *Figura I. 2* muestra la atenuación atmosférica en función de la frecuencia a nivel del mar y a 9150 metros de altitud [3]. La mayor atenuación a frecuencias de ondas milimétricas en comparación con la que se da a frecuencias de microondas es la razón principal para la falta de aplicaciones de largo alcance en la comunicación y los sistemas de radar en el interior de la atmósfera. En la misma *Figura I. 2* podemos apreciar como en la banda W (75 - 110 GHz) existe uno de los grandes y mejores valles de absorción [4-5]. Gracias a ello, podemos llegar más lejos con las ondas electromagnéticas en esta banda.

Debido a que estas frecuencias se encuentran situadas entre las frecuencias de microondas y el infrarrojo, existen dos formas diferentes de plantearnos los diseños [4]. Así tenemos la opción de elegir entre realizar el escalado hacia arriba desde la electrónica, o podemos realizar el escalado hacia abajo desde la fotónica.

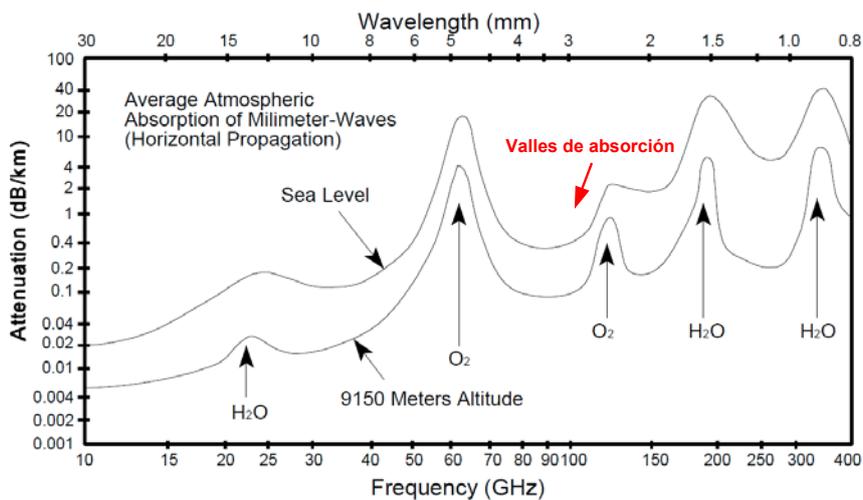


Figura I. 2 Absorción Atmosférica de las Ondas Milimétricas

I.2.2 Aplicaciones de THz

Hay una percepción creciente de que el desarrollo de las tecnologías de Terahercios puede abrir un abanico de nuevas oportunidades en ciertos aspectos comparable a lo que representaron las tecnologías de microondas en los años 60 y 70 o la optoelectrónica en los años 70 y 80. Dadas las beneficiosas características y propiedades que presentan las frecuencias de Terahercios, y gracias a los recientes avances tecnológicos que se están dando en la banda milimétrica y submilimétrica, comienzan a aparecer numerosas aplicaciones, tanto a nivel científico como industrial, en las que podemos usarlas con éxito [6-10], en particular relacionadas con la obtención de imágenes en áreas tan diversas como la biología, la medicina, la seguridad, la defensa, etc.

Podemos diferenciar, por un lado, las aplicaciones *espaciales* (astronomía) tales como el estudio de galaxias, la observación de cuerpos como asteroides, la luna o cometas, etc. También, otras aplicaciones relacionadas con el estudio de la atmósfera terrestre, para evaluar el grado de destrucción de la capa de ozono, el calentamiento global, la monitorización de la contaminación o la composición de la atmósfera.

Por otro lado, existen aplicaciones destinadas al campo de la *biología o la medicina*, en el que puede ser utilizada en la industria farmacéutica por sus propiedades en la determinación de la estructura de proteínas. También en la *detección de enfermedades* puesto que es menos probable que la radiación de Terahercios dañe los tejidos y el ADN comparada con la de Rayos-X. Imagen dental con Terahercios: también hay que decir que con los THz se crea una imagen más precisa y detallada que las ofrecidas por los Rayos-X, entre estas aplicaciones podemos destacar la detección precoz en Oncología, Dermatología, Odontología, etc. Otro uso para la tecnología de Terahercios es el control de calidad en procesos de monitorización de imágenes con alta resolución, de las que es posible obtener datos muy fiables. Las aplicaciones de Terahercios incluyen también las comunicaciones, procesos de fabricación y la industria de semiconductores.

Y finalmente de gran actualidad y tratamiento en los medios de comunicación es la aplicación de los Terahercios en *seguridad*. Desde hace tiempo se utilizan diversas técnicas para detectar amenazas, como armas o explosivos ocultos, principalmente imágenes de rayos-X, detectores de metal o registros personales con trazadores químicos. Estas técnicas presentan varias deficiencias como no poder llevar a cabo la detección a distancia, la inspección debe realizarse en escenarios fijos y controlados y tienen una habilidad muy limitada para detectar armas con bajo contenido metálico, especialmente cuando las armas están escondidas bajo la ropa del sujeto [11]. Sin embargo a frecuencias de THz la detección y la identificación de armas, explosivos, se puede hacer incluso a través de numerosas capas de ropa o cuando se ocultan contrabando y drogas dentro de los zapatos o del cuerpo de la persona. Esta tecnología es segura, no invasiva y puede ser operada de forma remota.

Estas aplicaciones de Terahercios no sólo indicarán la presencia de materiales explosivos (como cada uno tiene una huella espectral diferente en el rango de Terahercios cada material puede ser identificado, es decir que puede detectar las firmas espectrales de materiales químicos como explosivos o drogas) usando espectroscopia en el dominio del tiempo, sino que también, los escáneres a Terahercios pueden identificar objetos de cerámica (como cuchillos) que no serían detectados en detectores de metales. Ejemplos de aplicaciones de los Terahercios pueden verse en la *Tabla I. 1* y las imágenes que se muestran a continuación.

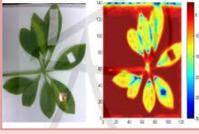
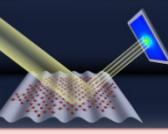
				
Aplicaciones Espaciales	Observación de la Tierra	Biología y Medicina	Aplicaciones de Seguridad	Otras Aplicaciones
Búsqueda de Vida Extraterrestre	Control medioambiental:	Detección de enfermedades:	Detección remota y escaneo de Armas Ocultas	Espectroscopia
Estudio de Galaxias (Composición y Atmosférica y Dinámicas)	Destrucción de la capa de ozono	Escaneo del cáncer de piel, próstata, mamas, escaneo dental.	Detección de Contrabando y drogas	Comunicaciones de Alta Velocidad de Datos
Regiones de formación estelar	Calentamiento global	Estudio de las proteínas	Detección de Explosivos: minas , bombas, y explosivos ocultos	Radares en Vehículos para evitar colisiones
Observación de Cuerpos Pequeños (Asteroides, la Luna y Cometas)	Monitorización de la Contaminación	Radiometría subcutánea (Termografía)	Técnicas de obtención de imagen “imaging” en situaciones de secuestros con rehenes	Control de calidad en procesos la monitorización de imágenes con alta resolución
Medio Interestelar	Composición de la Atmósfera	Detección biomolecular	Reconocimiento Biométrico	
....	...	Secuenciación del ADN	Seguridad Aérea del país: vehículos Aéreos no Tripulantes (UAV) , radares para incorporar a los vehículos	Procesos de fabricación, Industria de semiconductores
		Identificación de tejidos	Identificación de Personas	Control de correo postal
		Control de fronteras, detección de personas ocultas
			

Tabla I. 1 Aplicaciones de los Terahercios

En el marco de la seguridad y defensa, nos aprovechamos de las propiedades de los Terahercios para la detección de explosivos, gases o sustancias nocivas. El escaneo personal y de paquetes es una necesidad para la que la tecnología de Terahercios es idónea, por su alta resolución y su penetrabilidad. El desarrollo de prototipos eficaces para la detección e identificación en tiempo real de objetos ocultos como armas [12], explosivos y sustancias peligrosas en personas en distintos entornos y distancias continúa siendo un reto con un potencial gran impacto.

Por todos estos motivos, esta banda frecuencial supone una oportunidad industrial competitiva en el mercado de seguridad y defensa. Como consecuencia los nuevos desarrollos en el espectro de Terahercios han revelado una gran cantidad de posibles usos, mostrando el potencial de los Terahercios para liderar los métodos de espectroscopia y obtención de imágenes. En un plazo corto de tiempo se espera que aparezcan un gran número de aplicaciones de seguridad basadas en la detección y la creación de imágenes.

A medida que la tecnología avanza, se ha logrado alcanzar cada vez frecuencias más altas de operación en los dispositivos de microondas y ondas milimétricas. Sumado a esto, se han desarrollado nuevos proyectos que permiten la investigación de bandas de frecuencias no utilizadas hasta el momento, en función de sus potenciales aplicaciones. Uno de estos es el que lleva por título "Tecnología de Terahercios para Aplicaciones de Obtención de Información mediante Sensores Electromagnéticos (TERASENSE)". El trabajo realizado de esta tesis se enmarca en dicho proyecto TERASENSE [13]. TERASENSE es un proyecto de investigación del Programa Consolider, perteneciente al Plan Nacional de I+D, dedicado a la tecnología y aplicaciones de los Terahercios. Cuenta con la participación de 16 grupos de investigación españoles especializados en las áreas científicas y tecnológicas de electrodinámica, radiación, simulación numérica, tecnologías de alta frecuencia y microondas y fusión de la información. Y se centra fundamentalmente en la detección de armas ocultas bajo la ropa para la seguridad humana, como por ejemplo en aeropuertos o la detección de defectos en estructuras de construcción, la evaluación de la calidad de productos, etc. La actividad del proyecto TERASENSE se orienta al

avance tecnológico en dispositivos y sistemas, simulación y modelización numérica y el desarrollo de prototipos de sensores industrializables para aplicaciones de seguridad, teledetección y análisis de materiales. El objetivo de TERASENSE es establecer una base de conocimiento y excelencia en el ámbito de los Terahercios a nivel nacional, que tenga continuidad en forma de proyectos de explotación industrial en respuesta a necesidades y oportunidades del mercado. Es decir, adquirir el conocimiento y la experiencia necesarios para poder poner estas tecnologías a disposición del sistema de I+D+I nacional y estar en situación de poder hacer aportaciones a su desarrollo.

Todas las razones citadas anteriormente hacen interesante el estudio y diseño de circuitos a estas frecuencias y de ahí, la importancia y nuestro interés en profundizar en este campo de relevancia. Trabajaremos en las ondas milimétricas, que van desde los 30GHz hasta los 300GHz, centrándonos en la banda W (75GHz-110GHz). En una primera aproximación, podemos distinguir dos aproximaciones diferentes para desarrollar este tipo de sistemas de detección: sistemas pasivos y sistemas activos [12], [14-16].

Los sistemas pasivos se basan en recibir la radiación emitida por los cuerpos objeto de estudio (radiación de cuerpo negro) además de medir también inevitablemente la radiación reflejada procedente de otras fuentes en el entorno [15]. A este tipo pertenece, por ejemplo, el radiómetro de tipo Dicke, que constituye una variación del radiómetro de potencia total cuya finalidad es la de eliminar la dependencia que tiene la sensibilidad de éste último con las variaciones de ganancia en la cadena de recepción y reducir, por conmutación, el efecto de la fluctuación $1/f$ de la cadena de ganancia. También sería un sistema pasivo el mencionado radiómetro más básico, llamado de potencia total, que no requiere conmutación (reducción de figura de ruido) y cuya implementación es más simple.

Por el contrario, los sistemas activos iluminarían el objeto con una fuente de Terahercios para analizar la señal procedente del mismo por reflexión, además de su propia emisión. Un ejemplo de este sistema es el radar de onda continua FMCW (Frequency Modulated Continuous-Wave Radar) [14], cuya complejidad es superior a los sistemas pasivos antes citados.

Nuestro grupo realiza actualmente el diseño de un sistema pasivo, el radiómetro de potencia total puesto que es la estructura radar más sencilla, para una vez comprobado el buen funcionamiento del mismo, pasar a añadir los elementos necesarios para construir un sistema activo para interiores, el radar FMCW.

Con respecto al papel de la detección en los sistemas, generalmente los sistemas radiométricos y también los sistemas de comunicaciones están basados en un receptor que recibe la información y eventualmente un transmisor que la envía. Muchos de los sistemas receptores están basados en la utilización de detectores a base de diodos para procesar la información. Diferentes tipos de diodos, como los diodos de avalancha [17] o diodos Schottky, podrían ser una opción natural, en particular, los diodos Schottky ha sido ampliamente aceptados como una solución útil para las aplicaciones del rango bajo de Terahercios (THz) (100 GHz-300 GHz). También hay que mencionar el uso de Bolómetros y uniones SIS para frecuencias en un rango de 100 a 1000 GHz [18].

La detección de señales con diodos se fundamenta en que la no linealidad de su característica corriente-tensión hace que la incidencia de la señal proporcione directamente un nivel de continua. De todos los posibles diodos que en principio podrían emplearse para detectar señales de alta frecuencias, el diodo Schottky es indiscutiblemente el que ha alcanzado mayor popularidad debido a que tiene una gran robustez y permite detectar señales muy débiles y de frecuencias muy elevadas. Por ejemplo, con diodos Schottky de GaAs que tengan diámetro de ánodo inferior a 1µm pueden detectarse señales del orden de 1THz. El diodo Schottky se puede utilizar como detector simple con o sin polarización. La máxima sensibilidad se obtiene con corrientes de polarización intermedias, con las que el diodo genera menos ruido y resulta más fácil de adaptar.

En nuestro caso, el detector a diodo Schottky formará parte de un radiómetro basado en un esquema, como el que se puede observar en la *Figura I. 3*, que corresponde al radiómetro de potencia total TPR (Total Power Radiometer) que estamos construyendo. El TPR se puede descomponer en dos etapas fundamentales: una etapa de pre-detección y una etapa de detección de potencia. La etapa de pre-detección está formada de una antena de recepción y un amplificador de bajo ruido. Por

su parte la etapa de detección de potencia se compone opcionalmente de un filtro paso banda, si fuera necesario para conformar el perfil de la banda, con un ancho de banda mínimo estimado de unos 6 GHz y un detector de potencia formado por un diodo que será el encargado de dar a la salida una tensión en continua (DC) proporcional a la radiación recibida en la entrada del sistema, es decir, es el que convierte señal de entrada en una tensión de continua. Dentro de los componentes del detector, cabe destacar que el diodo es un elemento clave, que, en este caso, debería tener una alta sensibilidad para lograr captar señales débiles de entrada. Para ello se suelen utilizar diodos Schottky que cumplen los requisitos mencionados anteriormente.

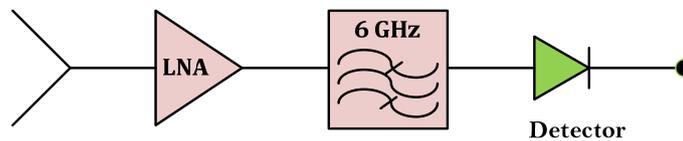


Figura I. 3 Estructura del Sistema Pasivo. Radiómetro de Potencia Total

En la Figura I. 4, podemos observar el esquema que tendría un Radar FMCW que se corresponde con un sistema activo. En este caso, la estructura es más compleja y por tanto requerirá un diseño más exigente. Como podemos ver los diodos siguen siendo elementos necesarios en el sistema pero en este caso en el papel de mezcladores.

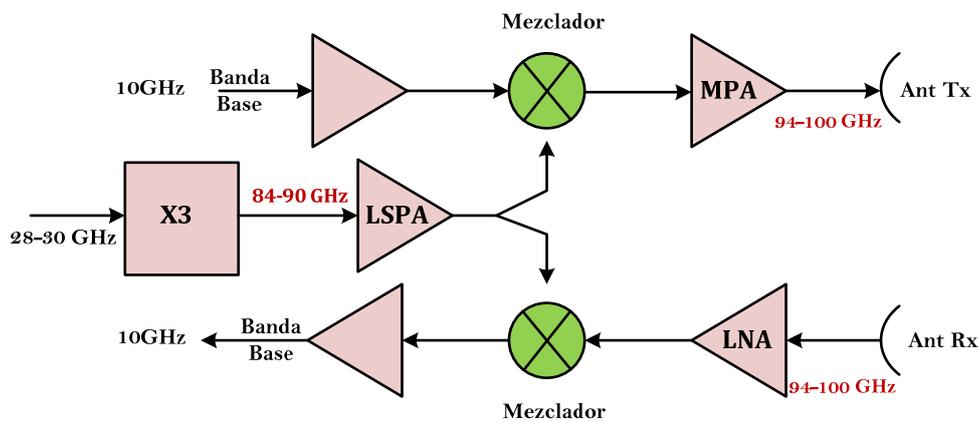


Figura I. 4 Estructura del sistema activo. Radar FMCW (Frequency Modulated Continuous-Wave Radar)

I.2.3 Estructura de diodos Schottky planares

Con respecto al uso de diodos en mezcladores, multiplicadores y detectores en alta frecuencia (y en particular en banda W), en 1987, una estructura de diodos en tecnología planar, fue presentada por William L. Bishop en la Universidad de Virginia [19]. En comparación con los diodos de contacto Whisker, los diodos planares ofrecen una facilidad de montaje interesante [20]. La introducción de estructuras planares en diodos Schottky ha abierto la puerta a la integración de circuitos en la construcción de receptores compactos y de bajo costo, y también a la realización de estructuras como mezcladores a diodo en chip, que antes no fueron posibles con el diodo whisker. Desde finales de 1990, la tecnología planar del diodo Schottky ha mostrado un desarrollo extraordinario. El desarrollo tecnológico incluye la optimización e integración de dichos diodo en circuitos. Sin embargo, la desventaja de la estructura planar es el aumento de la capacidad parasita del diodo y la inductancia parásita del dedo, que afectan el rendimiento del diodo en alta frecuencia.

Sin ninguna duda a tan altas frecuencias, el diodo Schottky continúa siendo a día de hoy la tecnología dominante. Dichos diodos consisten esencialmente en uniones rectificadoras metal-semiconductor, la metalización más habitual para el contacto rectificador se hace con capas de platino y oro, y en el semiconductor empleado es el silicio o el GaAs. Este último es más costoso que el silicio, pero su mayor movilidad le convierte en el más adecuado para la detección de señales de alta frecuencias. El GaAs ha mantenido su preponderancia en la fabricación de diodos Schottky a pesar del desarrollo posterior de tecnologías basadas en otros semiconductores de mayor movilidad, debido, no solo al menor coste del material, sino también al hecho de que el GaAs proporciona excelentes barreras de potencial metal-semiconductor que son difícilmente alcanzables con otros semiconductores.

En la literatura actual se pueden encontrar diversas propuestas para el desarrollo de detectores, mezcladores y multiplicadores de frecuencia de hasta varios THz [21-22] a base de diodos Schottky. No obstante, la mayoría de estos trabajos están basados

en diodos no comerciales que han sido desarrollados y optimizados en el marco de proyectos de investigación y no están comercialmente disponibles.

Tal y como se ha mencionado, el diodo será el principal elemento de nuestro detector, lo que nos lleva a estudiar sus propiedades y características, en las que nos deberemos apoyar a la hora de diseñar el detector. En este sentido se definirá el objetivo final de este trabajo como el estudio de diodos Schottky de altas prestaciones con el objetivo de la obtención de modelos fiables de dichos diodos. Utilizando diodos comerciales de “Virginia Diodes” hemos desarrollado modelos circuitales fiables para tres tipos de diodos: un diodo simple “Single Ánodo”, un diodo Zero Bias “ZBD”, por ser el elemento clave del detector en el caso definido del sistema pasivo y finalmente el modelo equivalente de una configuración de dos diodos antiparalelos que podrían integrarse en otras aplicaciones futuras aprovechándonos de su característica no lineal en aplicaciones con polarización directa, para la implementación de mezcladores, mezcladores subarmónicos, multiplicadores de frecuencia etc., en banda W (75-110GHz).

I.2.4 Caracterización non lineal de los dispositivos

El modelado de los dispositivos no lineales es un área muy amplia de la investigación, dado que el análisis y la caracterización correcta de cualquier componente pasa necesariamente por la utilización de modelos precisos. Estos últimos se pueden clasificar bajo dos criterios distintos. En esta apartado se explica brevemente las filosofías del modelado de los dispositivos y se ubica el trabajo de modelo presentado en la tesis en este contexto.

I.2.4.1 Los modelos de aproximación física

Se definen como un conjunto de ecuaciones, que relacionan y especifican las magnitudes físicas del dispositivo (voltajes y corrientes en los terminales en función de geometría, dopado, temperatura, etc.). En este tipo de modelos el comportamiento del dispositivo puede ser predicho a partir de datos físicos que describen al dispositivo, los cuales pueden incluir propiedades de transporte electrónico, características del material y geometría del dispositivo. La ventaja de los modelos físicos es que se pueden utilizar

para optimizar el dispositivo en la fase de fabricación y que pueden dar cuenta de cualquier combinación de parámetros de entrada, como la temperatura y la tensión, o incluso de los parámetros del material como la densidad de dopaje o la constante dieléctrica. Cabe mencionar, que estos modelos son más aplicables para diseñadores de circuitos que tengan algún control sobre el proceso de fabricación. El inconveniente es que encontrar las ecuaciones correctas (si existen) podría ser muy difícil. Por otra parte, la extracción de los parámetros de las ecuaciones puede que no sea simple, por ejemplo, si la extracción se realiza a altas frecuencias en las que a la precisión de las medidas es muy limitada.

La respuesta del dispositivo es obtenida resolviendo un conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales acopladas que describen los campos internos del dispositivo y el transporte de carga eléctrica. Estas ecuaciones son complejas y normalmente requieren métodos numéricos para obtener la solución. En términos de eficiencia, esto requiere un mayor tiempo de procesamiento y mayor capacidad de memoria.

1.2.4.2 Modelos de aproximación semi-empírica

Principalmente, Son modelos basados en datos medidos (modelos basados en medidas, es decir, como una caja negra) [23], dependen de observar la respuesta del dispositivo debida a una señal estímulo. Los modelos semi-empíricos pueden ser construidos usando ecuaciones analíticas para la descripción de características observadas de entrada-salida de un dispositivo.

Las simulaciones del circuito con tablas de datos son más rápidas y tienen la ventaja para los fabricantes de que no tienen por qué revelar la información física acerca del dispositivo, ya que esta "oculta" dentro del modelo, además de otras ventajas que son eficiencia computacional, simplicidad y habilidad para simular fuera del rango de los datos medidos. Sin embargo, los esfuerzos requeridos para llevar a cabo las medidas necesarias para la obtención de un modelo bien definido, podrían ser excesivos, lo que lleva a un tamaño de la tabla de datos impracticablemente grande.

Las principales desventajas son: fiabilidad limitada debido al uso de expresiones simplificadas, dependencia de la tecnología, dificultad en la extracción de los parámetros aproximados y ausencia de significado físico de dichos parámetros.

Un reto adicional en longitudes de onda milimétricas, es la medida de las frecuencias armónicas producidas en un dispositivo no lineal. Por ejemplo, la construcción de un modelo fiable de un mezclador con un modelo basado en medidas de diodo Schottky requeriría una determinación precisa de varios armónicos.

1.2.4.3 Modelo de tipo eléctrico

Se trata de un esquema eléctrico o mejor dicho de un circuito equivalente, compuesto por una serie de elementos pasivos y de fuentes de corriente controladas donde cada elemento eléctrico tiene su origen físico. Este tipo de modelos es muy popular debido a la gran ventaja de que es fácil de implementar en un simulador circuital [24]. Con este tipo de modelos podemos caracterizar los dispositivos de forma lineal y no lineal y además incluir el ruido de baja frecuencia de los mismos dispositivos.

También son posibles las combinaciones de estas diferentes aproximaciones al modelado y, de hecho se usan con frecuencia. Como ejemplo de esta combinación un modelo completo se puede basar tanto en varios tipos de medidas sobre el dispositivo con la máxima precisión posible, y en la física del dispositivo en lo que respecta a la característica no lineal [25]. La combinación de ambas aproximaciones servirá para la extracción o/y optimización completa de los valores de todos los parámetros del modelo del dispositivo, y para la comparación y validación de los mismos.

Dependiendo de la aplicación en la que se vaya a utilizar el dispositivo modelado, podemos dividir los modelos en dos tipos:

a- Modelo de pequeña señal

Los dispositivos semiconductores suelen tener un comportamiento no lineal en su relación corriente-tensión cuando se evalúa en todo el rango posible de valores. Sin embargo la necesidad de contar con un modelo lineal para analizar el funcionamiento

de los transistores y diodos cuando el rango de corrientes y tensiones está acotado provocó el desarrollo de los modelos de pequeña señal.

Cuando un dispositivo se encuentra sometido a pequeñas variaciones de tensiones y corrientes en sus terminales, el comportamiento no lineal global puede ser aproximado como un comportamiento lineal. Partiendo de esta particularidad, podemos asumir un circuito equivalente compuesto por elementos pasivos y activos que simulen el comportamiento del componente.

La importancia de los modelos de pequeña señal en el análisis de circuitos activos de microondas radica en que constituyen el principal vínculo entre los parámetros de Scattering medidos y los procesos físicos que tienen lugar en el dispositivo. Al realizar el análisis de un dispositivo es necesario encontrar la topología adecuada que nos proporcione un mejor ajuste con los parámetros S en un amplio rango de frecuencias. En caso de dispositivos asimilables a dispositivos de dos puertos, estos modelos suelen ser llamados también modelos de transconductancia.

b- Modelo gran señal

Por otro lado, cuando el dispositivo es sometido a condiciones de operación que impliquen variaciones grandes de tensión en sus terminales, el comportamiento del dispositivo resulta no lineal y no es posible modelarlo por medio de elementos lineales (resistencias-conductancias, transconductancias, etc.), por lo que la única forma de obtener información sobre el comportamiento no lineal del dispositivo es mediante el modelo de gran señal.

Los modelos de gran señal relacionan las propiedades no lineales del dispositivo con conjuntos de expresiones analíticas. En estos modelos, cada una de las propiedades no lineales del dispositivo se encuentra representada por uno o varios elementos del circuito eléctrico equivalente. El modelo no lineal es más completo debido a que aporta un carácter más general. En este caso, el resultado del proceso de modelado es un modelo circuital del dispositivo capaz de predecir el comportamiento del mismo para diferentes condiciones de funcionamiento.

En una primera aproximación, podemos suponer que la respuesta dinámica del dispositivo puede ser predicha a partir del comportamiento estático (DC) del dispositivo a diferentes condiciones de polarización. Según esto es posible obtener el modelo de gran señal a partir del modelo de pequeña señal analizándolo sobre un amplio rango de puntos de polarización. La diferencia entre los distintos modelos de gran señal existentes radica en las expresiones empleadas para las relaciones de corriente-tensión.

I.2.5 Herramientas de simulación

Las herramientas de simulación electromagnética y circuital son imprescindibles para el diseño preciso y eficiente de los dispositivos en ondas milimétricas. En la simulación electromagnética, se determina la interacción del campo electromagnético, con un objeto físico y el medio circundante, resolviendo las ecuaciones de Maxwell bajo las condiciones de contorno. En Simulaciones circuitales se utilizan modelos matemáticos para las partes pasivas y activas del circuito y se calcula la salida para una entrada dada, operando en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo.

Para el trabajo realizado en esta tesis, se ha empleado un simulador circuital, Agilent Advanced Design System (ADS) [26], y un simulador electromagnético 3D (High Frequency Structure Simulator HFSS™ [27]).

ADS es un programa de simulación para diseño de una gran variedad de circuitos de RF y microondas. Nuestro uso de este software se centra en la realización de modelos circuitales constituidos principalmente por elementos pertenecientes a las extensas librerías de componentes que posee ADS. Mediante simulaciones sucesivas y con la ayuda de diversas herramientas de análisis de circuitos se puede refinar el modelo circuital de acuerdo a la necesidad de ajustarlo a unas medidas dadas. Además de eso el software implementa algoritmos de simulación y rutinas de convergencia avanzadas que reducen considerablemente el tiempo de simulación en comparación con otros programas. ADS se utiliza para simulaciones de circuitos con elementos lineales y no lineales, en el dominio de la frecuencia, tanto en pequeña señal como en gran señal con balance armónico (HB). Estas simulaciones permiten determinar las características de interés: las matrices S, contenido espectral, potencia, etc. para todas

las frecuencias de simulación. También se pueden ejecutar simulaciones en el dominio del tiempo y simulaciones mixtas en transitorio de envolvente.

Las bibliotecas de los diodos y transistores más comunes que incorporan modelos lineales y no lineales, están disponibles en el software. Sin embargo, para utilizarlos de manera adecuada y efectiva, es necesario conocer, por lo menos en líneas generales, los principios de operación física de estos componentes.

La segunda herramienta que se ha utilizado para estimar los valores de los parásitos de las estructuras de los diodos y para validar la respuesta del montaje de las transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) ha sido el programa HFSS. Este software utiliza el método de elementos finitos (FEM) para encontrar la solución de las ecuaciones de Maxwell para unas condiciones dadas y permite resolver electromagnéticamente la estructura en 3D, y nos permite obtener de forma fácil y visual los resultados en función de los campos electromagnéticos y de los parámetros S. Una vez que los parámetros de la geometría y el material se especifican, HFSS™ genera una malla de elementos a través de la estructura y resuelve las ecuaciones de Maxwell en los nodos de la malla.

Además de estos simuladores electromagnéticos y circuitales, se ha utilizado el programa MATLAB [28], para realizar cálculos numéricos. Una de las capacidades más atractivas es la de realizar una amplia variedad de gráficos en dos y tres dimensiones. En esta tesis se ha empleado el programa MATLAB para todos los cálculos numéricos y de extracción de los parámetros, optimizaciones, así como en la presentación de los resultados.

I.3 Motivación y resultados

El diodo Schottky es un dispositivo de capital importancia en la electrónica desde sus inicios para aplicaciones de microondas como por ejemplo la detección en ondas milimétricas [29-30]. Fue el primer dispositivo que llevó a la electrónica un paso más adelante en la conquista del mundo tecnológico y aún hoy en día sigue siendo uno de los principales elementos dentro de ella, por no decir que el de más amplio uso y aplicación junto a los transistores. Por lo anteriormente dicho, resulta muy necesario hacer una aproximación especial a este dispositivo, puesto que en las aplicaciones de

altas frecuencias a las que vamos dirigidos es un elemento indispensable. Con el problema de la menor precisión en altas frecuencias de los modelos existentes de estos componentes, este trabajo de investigación se dedica a desarrollar una mejor comprensión del funcionamiento de los diodos Schottky planares en el rango de frecuencias deseado.

Las uniones Schottky tienen unas dimensiones generalmente reducidas, en comparación con la longitud de onda en que se usan, y, por lo tanto pueden ser caracterizados en alta frecuencia mediante un modelo equivalente localizado de elementos discretos. Este trabajo está motivado principalmente por la necesidad de obtención de modelos fiables de diodos Schottky en el rango de frecuencias hasta 110 GHz (THz). A pesar del hecho de que la Tecnología del diodo Schottky ha sido ampliamente desplegada en corriente continua (DC) y aplicaciones de ondas milimétricas desde hace décadas, el estado del arte de los modelos de los diodos de ondas submilimétricas deja un amplio margen para la depuración y la mejora de los mismos. Se necesita una mejor comprensión del comportamiento del diodo de alta frecuencia, a fin de ampliar los modelos de diodos actuales y aumentar aún más las aplicaciones de los diodos Schottky.

Los métodos de caracterización y modelado se han desarrollado, para permitir mejorar los modelos de dichos diodos. Los modelos obtenidos de los diodos considerados han sido ampliados para incluir las pérdidas dependientes en frecuencia de la resistencia en serie de los bonding debida al efecto “skin”, que afecta de forma directa en las pérdidas de alta frecuencia para los diodos Schottky planares.

El objetivo de este trabajo es el ampliar el estudio de los dispositivos de la familia de diodos Schottky, para modelar su comportamiento de alta frecuencia y sus características no lineales.

I.4 Estructura / Contenidos de la tesis

Esta memoria de Tesis se encuentra dividida en siete capítulos diferenciados, que nos permiten describir el trabajo desarrollado de forma más detallada, cuyo contenido se resume a continuación:

1. Introducción y Objetivos
2. Características fundamentales de la Unión Schottky
3. Caracterización y modelado en DC y baja frecuencia
4. Propiedades de alta frecuencia y estimación de los parásitos del diodo Schottky
5. Caracterización y modelado en alta frecuencia
6. Caracterización y modelado del ruido de baja frecuencia de los diodos
7. Conclusiones generales y líneas futuras del trabajo

Para entender el comportamiento de los diodos Schottky es necesario describir sus características fundamentales y establecer sólidamente el concepto del transporte de electrones a través de los contactos de barrera Schottky en general. Para esta tarea, en el *segundo capítulo* presentaremos las uniones metales semiconductores (los contactos Schottky) de carácter general, dando en primer lugar unas pinceladas acerca de sus orígenes históricos y aplicaciones. Además de los diversos mecanismos reales a considerar en las uniones metal-semiconductor, que modelan de forma directa el transporte de portadores a través de las barreras de potencial.

A continuación, el *tercer capítulo* se dedica a la caracterización de los diodos en continua (DC) y en baja frecuencia con objeto de estudiar sus características corriente-tensión (I-V) y capacidad-tensión (C-V). En este capítulo se presentará el método de extracción de los parámetros eléctricos del modelo de los diodos considerados para llevar a cabo la determinación de sus parámetros eléctricos y los parámetros de su capacidad no lineal. Posteriormente se describirán los diferentes montajes implementados para medidas en baja frecuencia.

En el *cuarto capítulo* se analizará el comportamiento en alta frecuencia de los diodos considerados. Presentaremos brevemente algunos fenómenos y propiedades que caracterizan los diodos Schottky de alta frecuencia; además, basándonos en la estructura física y geométrica de los diodos, se ha presentado un modelado electromagnético que simule los posibles efectos parásitos relacionados con la

estructura geometría de los diodos considerados y por los parásitos generados por el montaje.

En el *quinto capítulo*, en primer lugar, se presentará el modelo equivalente obtenido para el diodo simple, junto con su topología circuital, basándonos en el proceso de extracción de los valores de todos sus parámetros. Se presentará la validación del modelo propuesto para el diodo simple con la inclusión del mismo en el simulador ADS, y la comparación de los resultados obtenidos con los datos experimentales medidos en dos rangos frecuenciales (2-50GHz, 75-110GHz), poniéndose de manifiesto la bondad del modelo obtenido. En este capítulo, se incluirá la descripción del conjunto de medidas necesarias para la caracterización de los dispositivos bajo estudio, permitiendo establecer las bases para su modelado. Por último se presentan los modelos que se han desarrollado para los diodos en configuración Antiparalelo y Zero Bias (ZBD).

Posteriormente, en el *sexto capítulo* se dedicará un especial énfasis al ajuste de las fuentes de ruido de baja frecuencia de los diodos considerados. En este sentido, se procederá a medir el comportamiento del ruido de los diodos en baja frecuencia; se ajustarán los parámetros correspondientes a las fuentes de ruido, además se realizará la simulación completa del diodo con dichas fuentes.

Y finalmente en el *último capítulo* se presentarán las conclusiones, así como líneas futuras de investigación relacionadas con las diferentes disciplinas y desarrollos llevados a cabo en el presente trabajo de tesis.

I.5 Referencias

- [1] Peter H. Siegel, "Terahertz Technology in Outer and Inner Space" Conference on Lasers and Electro-Optics, 2007. CLEO 2007. May 2007
- [2] M. Z. Zhan, W. Zhao, and R. M. Xu, "Design of Millimeter-Wave Wideband Mixer with a Novel IF Block" Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 30, 41-52, 2012.
- [3] Naval Air Warfare Center, Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook, Avionics Department AIR-4.5 Washington, DC , USA, 20361, 5-1.1, 1999.

- [4] Jofre, L. Terahertz Technology and Applications: Introduction. Exposición Oral en el Curso Internacional “Terahertz Technology and Applications”. Universidad Politécnica de Cataluña, 2011.
- [5] Siegel, P. H. THz Technology and Applications: Introduction and Applications Overview. Exposición Oral en el Curso Internacional “Terahertz Technology and Applications”. Caltech & JPL, 2011.
- [6] Siegel, P.H. Terahertz Technology. IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques, Vol. 50, No. 3, March 2002.
- [7] Oka, S.; Togo, H.; Kukutsu, N.; Nagatsuma, T. 2008. “Latest Trends in Millimeter-Wave Imaging Technology”. Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 1, 197–204, 2008.
- [8] Shur, M. Terahertz technology: devices and applications. Proceedings of ESSCIRC, Grenoble, France, 2005.
- [9] Räisänen, A.V. Challenges of Terahertz. The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP, 2007.
- [10] S. Yeom, D.-S. Lee, H. Lee, J.-Y. Son, V.P. Guschin, “Distance Estimation of Concealed Objects with Stereoscopic Passive Millimeter-Wave Imaging”, Progress in Electromagnetics Research Letters, Vol. 115, 399-407, 2011.
- [11] P.H. Siegel and R.J. Dengler, “Terahertz Heterodyne Imaging: Introduction and Techniques,” Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves, v.27, no. 4, April 2006.
- [12] Essen, H.; Fuchs, H.; Hägelen, M. [et al.]. “Concealed Weapon Detection with Active and Passive Millimeterwave Sensors, Two Approaches” http://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DocumentServlet/Document/14694/Final_Papers/GM0004-F.pdf
- [13] Web address: www.terasense.org
- [14] Tessmann, A.; Kudszus, S.; Feltgen, T.; [et al.]. Compact single-chip W-band FMCW radar modules for commercial high resolutions sensor applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, Issue 12, 2002.
- [15] Sato, M.; Sato, H.; Hirose, T.; [et al.]. 2007. Compact receiver module for a 94GHz band passive millimetre-wave imager. In Special Issue on Asia Pacific Microwave Conference 2007.
- [16] Stanko, S.; Nötel, D.; Wahlen, A.; [et al.]. 2008. Active and Passive mm-Wave imaging for Concealed Weapon Detection and Surveillance. 33rd International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, IRMMW-THz 2008.

- [17] M. H. Zhao, Y. Fan, D. K. Wu, and J. K. Zhan, "The investigation of W band Microstrip Integrated High order Frequency Multiplier Based on the Nonlinear Model of Avalanche Diode" *Progress in Electromagnetics Research Letters*, Pier 85, 439-453, 2008.
- [18] J. Zmuidzinas and P. L. Richards, "Superconducting detectors and mixers for millimeter and submillimeter astrophysics," *Proceeding of the IEEE* 92, 1597, doi:10.1109/JPROC.2004.833670, 2004.
- [19] W. L. Bishop, K. McKinney, R. J. Mattauch, T. W. Crowe, and G. Green, "A novel whiskerless Schottky diode for millimeter and submillimeter wave application," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 607-610, 1987.
- [20] Manuel Rodríguez-Gironés Arboli, "Monolithic Integration of non linear circuits for Terahertz Applications". PhD Thesis. University of Darmstadt. Shaker Verlag, 2003.
- [21] B. Thomas, "Etude et réalisation d'une tête de réception hétérodyne en ondes submillimétrique pour l'étude des atmosphères et surfaces de planètes", PhD dissertation, LERMA-Observatoire de Paris, France, December 2004.
- [22] D. Porterfield. Millimeter-Wave Planar Varactor Frequency Doublers. PhD dissertation 1998.
- [23] M. Heimlich, "Get on the same nonlinear page," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 2, pp. 32-37, April 2011.
- [24] Mouhamed Chaibi "Estudio, Caracterización y Modelado Avanzado de los Efectos Térmicos y Trampa en los Transistores MESFET y HEMT de Microondas" PhD Thesis, University of Cantabria. 2009.
- [25] Teru kuiro "Characterization, modeling and design for applications of wave guide impedance tunners and schottky diode at millimeter wavelengths" PhD Thesis. University of Aalto. 2011
- [26] web address: www.agilent.com/find/eesof-ads (4th Nov. 2011)
- [27] web address: www.ansoft.com/products/hf/hfss/ (4th Nov. 2011).
- [28] web address: <http://www.mathworks.com/products/matlab/> (4th Nov. 2011).
- [29] J. C. Bose, "Detector for electrical disturbances," Patent number 755840, 1904.
- [30] D. L. Sengupta, T. K. Sarkar, and D. Sen, "Centennial of the semiconductor diode detector," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 1, pp. 235-243, Jan. 1998.

CAPÍTULO II:

UNIÓN SCHOTTKY

II.1 Introducción

El contacto metal-semiconductor ha recibido una amplia atención en la tecnología debido a sus aplicaciones en circuitos integrados y particularmente en la detección de Microondas, Milimétricas, infrarrojos y ultra violeta. El estudio de las uniones entre metal y semiconductor presenta una gran relevancia, puesto que son componentes estructurales de cualquier dispositivo en estado sólido en general, y en particular de los circuitos integrados; además, para utilizar y medir las propiedades eléctricas de un semiconductor es necesario conectar el mismo a los aparatos de medida por medio de este tipo de contactos. Además de la unión del metal-semiconductor surgen dos posibles situaciones de contacto, dependiendo de las propiedades de los materiales utilizados en la unión. El contacto formado puede ser de tipo óhmico, permitiendo el paso de corriente en ambos sentidos entre el metal y el semiconductor, o de tipo rectificador, que principalmente permite el paso de corriente en sentido único, como vamos explicar en este capítulo.

En este capítulo presentaremos las principales características y propiedades de estas uniones, comenzando por una visión general sobre el comportamiento físico de la interfaz metal-semiconductor, formando por una barrera de Schottky, explicando la constitución de una barrera de energía entre un metal y un semiconductor de tipo n y el transporte de la carga a través de ella. Nos centraremos fundamentalmente en el contacto rectificador, también denominado contacto Schottky, que constituye el núcleo principal del presente trabajo.

En 1938, Schottky y Mott desarrollaron modelos que explican el transporte de corriente a través de la barrera de energía que caracteriza a un contacto metal-

semiconductor. En este capítulo se da una breve discusión, en la que analizaremos los distintos modelos analíticos que se utilizan comúnmente para representar la corriente que circula a través del contacto Schottky.

II.2 Fundamentos del diodo Schottky

II.2.1 Propiedades físicas de Arseniuro de Galio

II.2.1.1 Propiedades de Arseniuro de Galio

El importante crecimiento del mercado global de los semiconductores en los últimos cuarenta años está relacionado con el hecho de que estos materiales son la fuente de la revolución tecnológica en el campo de la electrónica. De hecho, la electrónica es actualmente el mayor mercado del mundo por volumen y además tiene el crecimiento más rápido. El mercado de semiconductores cubre una amplia gama de sectores industriales, desde la informática al espacio, pasando por el automóvil, y las aplicaciones militares, sin olvidar, por supuesto, su papel imprescindible en las telecomunicaciones.

Los materiales semiconductores se dedican principalmente a aplicaciones de microelectrónica, dentro de las que nos interesarán en particular las del campo de la Radio Frecuencia (RF) y microondas, así como la optoelectrónica [1]. El material de base más típico es el silicio. Varias razones han hecho del silicio el material semiconductor dominante, entre ellas que el silicio permite la realización de dispositivos electrónicos estables, que pueden soportar temperaturas superiores a la temperatura ambiente o que es capaz de formar un aislante de SiO_2 y alta estabilidad química. Sin embargo para su uso en electrónica y optoelectrónica rápida, las propiedades de silicio son insuficientes. La movilidad de transporte es relativamente pequeña. Ante esta limitación tecnológica y física se pusieron en marcha investigaciones sobre otros tipos de material, incluyendo los componentes III - V (GaAs, GaN y SiC).

El semiconductor más común en la industria de la microelectrónica en el mercado de los componentes de alta frecuencia es el Arseniuro de Galio (GaAs)

(situado en las columnas III y V de la tabla de Mendeleiev). Las propiedades del Arseniuro de Galio y sus valores típicos se listan en la *Tabla II. 1*.

Tabla II. 1 Propiedades de Arseniuro de Galio en temperatura ambiente [1-3]

Propiedad del material	Símbolo	Valor	Unidad
Ancho de la banda prohibida	E_g	1.42	eV
Constante dieléctrica relativa	ϵ_r	12.9	-
Masa efectiva:	(m^*/m_0)		
- Electrones	m^*_e	0.063	-
- Huecos	m^*_h	0.076	-
Movilidad (intrínseca)			
-Electrones	μ_n	8000	$\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$
-Huecos	μ_p	400	$\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$
Conductividad térmica	θ_k	50.6	W/m.K
Densidad	ρ_m	5.32	g/cm^3
Velocidad de saturación	V_{sat}	7.106	cm/s
Calor específico	C_p	327	J/kg.°C

II.2.1.2 Aplicaciones de Arseniuro de Galio (GaAs)

El Arseniuro de Galio (GaAs) es uno de los materiales más importantes entre los semiconductores optoelectrónicos. Es un compuesto de Galio y Arsénico. El compuesto Arseniuro de Galio (GaAs) se emplea como semiconductor (con los elementos de los grupos II, IV o VII de la Tabla Periódica) o como semi-aislante. Los componentes hechos de Arseniuro de Galio pueden alcanzar tiempos de respuesta diez veces menores que aquellos de silicio, son robustos y de consumo relativamente bajo. Por estas cualidades el Arseniuro de Galio tiene una amplia aplicación en la industria de las telecomunicaciones [4]. Desde el punto de vista tecnológico, sus principales aplicaciones son la construcción y la fabricación de dispositivos para comunicaciones ópticas y circuitos de alta velocidad o alta frecuencia, dispositivos fotovoltaicos y también son de gran utilidad comercial en la fabricación de LEDs (“Light Emitting Diode”) y en láseres de semiconductores. Además el Arseniuro de Galio se emplea para transmitir información por fibra óptica a través de láseres para tratamiento superficial (VCSEL) o para suministrar energía mediante los paneles solares con células fotovoltaicas de los satélites.

En la industria de semiconductores se utiliza ante todo la composición de AlGaAs/GaAs (Arseniuro de Galio y Aluminio / Arseniuro de Galio) para producción de heteroestructuras semiconductoras. Como desventajas se pueden mencionar la escasez del Galio en la naturaleza, que hace que el GaAs sea un material costoso, y la toxicidad del Arsénico involucrado en la fabricación [5].

Actualmente surgen muchos problemas por la eliminación de los tóxicos del Arsénico. El funcionamiento fundamental de un diodo Schottky se atribuye a los mecanismos de transporte de cargas a través de una barrera de Schottky que se forma en una interfaz metal-semiconductor. Para las aplicaciones a frecuencias de THz, el semiconductor típicamente usado en las estructuras metal-semiconductor es GaAs dopado n. En esta tesis la operación del diodo Schottky se explicará sobre la base de las uniones entre un metal y un semiconductor de tipo n-GaAs, como se muestra en *Figura II. 1*.

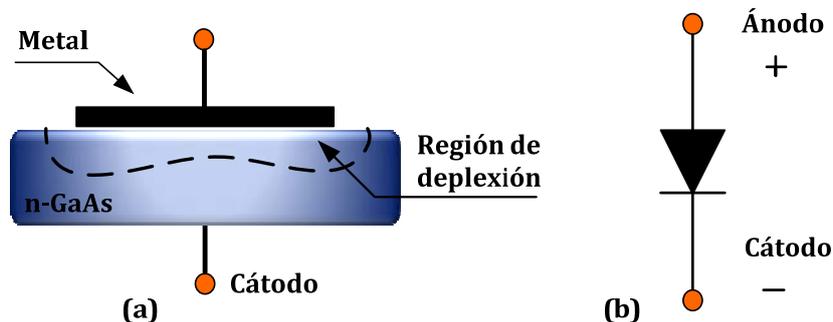


Figura II. 1 (a) Esquema de la interfaz metal semiconductor, (b) símbolo del diodo

II.2.2 Unión metal-semiconductor

Las uniones entre un metal y un semiconductor constituyen un tema de gran interés tecnológico porque son el camino de conexión del semiconductor con el mundo exterior en cualquier dispositivo de estado sólido, incluyendo la interconexión interna en los circuitos integrados.

De la unión metal-semiconductor surgen dos posibles situaciones, dependiendo de las propiedades de los materiales utilizados. El contacto formado puede ser de tipo óhmico,

presentando una resistencia muy baja y permitiendo el paso de corriente del metal al semiconductor y viceversa, o de tipo rectificador, denominado barrera Schottky, que principalmente permite el paso de corriente en sentido único, como ya veremos.

Para el estudio de la unión metal-semiconductor, debemos definir primero los siguientes parámetros que caracterizan los semiconductores y los metales:

- La función de trabajo del metal: $q\cdot\Phi_m$ (datos estructurales)
- La afinidad electrónica del semiconductor SC: $q\cdot\chi$ (datos estructurales)
- La barrera que se forma en la unión, dada por la diferencia entre las anteriores:

$$E = q\Phi_m - q\chi$$

II.2.2.1 Contacto rectificador

Un metal en contacto con un semiconductor moderadamente dopado puede formar un contacto rectificador llamado diodo de barrera Schottky. Adquiere este nombre porque se debe a la unión metal-semiconductor, dónde se produce un contacto a escala atómica en el que los componentes no se mezclan y no absorben impurezas ni cargas (en la interfase metal-semiconductor).

Para obtener un contacto de tipo rectificador en la unión metal-semiconductor la condición es: $q\Phi_M > q\Phi_S$ [8], para un semiconductor n, mientras que en el caso de considerar un semiconductor tipo p sería: $q\Phi_M < q\Phi_S$.

Cuando un semiconductor y un metal se unen, se produce una difusión de los electrones que provoca la creación de una región de carga espacial positiva de anchura W en el semiconductor, en la zona cercana a la unión, debida a la presencia de impurezas donadoras ionizadas. Esta región está prácticamente vacía de electrones libres por lo que se la conoce como región de depleción. Como contrapartida, y para mantener la neutralidad de la unión, aparece una carga negativa en el metal, que estará localizada en la superficie ya que la densidad de estados del metal es mucho mayor que la del semiconductor. Por tanto, las cargas positivas y negativas quedan localizadas a ambos lados de la unión, originando con ello un campo eléctrico $\xi(x)$ dirigido del

semiconductor al metal y que alcanza su máximo valor, ξ_m , en la interfaz de la unión. Este campo eléctrico produce a su vez una variación del potencial en el interior del semiconductor que se traduce con la curvatura de las bandas de energía en la región de carga espacial, manteniendo una afinidad electrónica constante a lo largo del semiconductor y un nivel de vacío continuo.

En *Figura II. 2* se muestra el diagrama de bandas de energía resultante cuando el metal y el semiconductor tipo n ideal se ponen en contacto. El contacto se caracteriza por la altura de la barrera, $q\Phi_{B0}$, que es la diferencia de energía entre el nivel de Fermi y la banda de conducción en la interfase. El valor de $q\Phi_{B0}$, no puede predecirse teóricamente, pero el modelo de Schottky-Mott, que se describe en *Figura II. 2*, suele considerarse como una aproximación aceptable del diagrama de bandas del diodo [6-7].

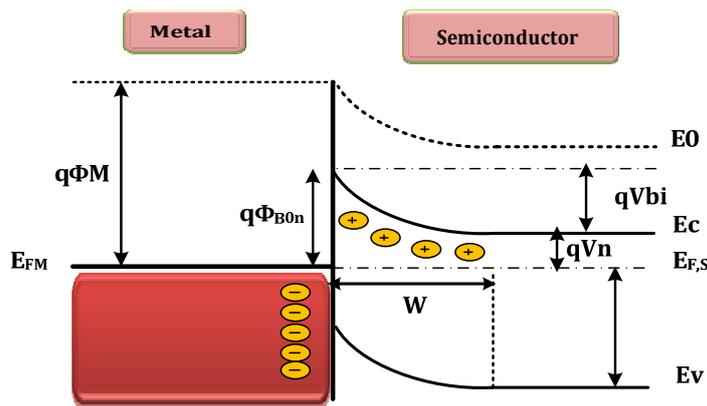


Figura II. 2 Estructura de bandas de energía de un contacto rectificador (metal/semiconductor-n) sin polarización aplicada

La diferencia de potencial entre la banda de conducción y la altura de la barrera se denomina el potencial de la unión. Por otro lado considerando las condiciones de contorno en la ecuación de Poisson y la densidad de carga dada por la aproximación de vaciamiento total [6], [8], [9] tendremos la expresión final para la anchura de región de depleción W . bajo una tensión de polarización, dada por la siguiente ecuación:

$$W_d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \left(\phi_{bi} - V_b - \frac{kT}{q} \right)}{qN_D}} \quad \text{II.1}$$

- N_d es la concentración del dopaje de la capa epitaxial
- k es la constante de Boltzmann
- T es la temperatura de la unión en Kelvin
- V_b es la tensión a través la unión o la tensión de polarización
- Φ_{bi} el potencial de unión
- ε_s la permitividad dieléctrica del semiconductor, que puede ser expresada como $\varepsilon_0\varepsilon_r$, donde ε_0 es la permitividad del vacío y ε_r es la constante dieléctrica del semiconductor.

Para diodos Schottky de GaAs, la regla para determinar el grosor de la capa epitaxial debe ser un valor cercano al de la anchura de región de depleción W , en polarización cero.

Finalmente, cuando la unión alcanza el equilibrio surgen sendas barreras de energía, $q\Phi_{B0n}$ y qV_{bi} , que se oponen al movimiento de los electrones desde el metal hacia el semiconductor y en sentido opuesto, respectivamente. Esto permite definir la altura de la barrera Schottky según la teoría de Schottky Mott, y que vendrá dada por:

$$q\phi_{B0n} = q(\phi_M - \chi) \quad \text{II.2}$$

$$\chi_s = \phi_s - (E_c - E_f) \quad \text{II.3}$$

Y el Potencial de contacto, cuyo valor se determina a partir de la siguiente diferencia:

$$V_{bi} = \phi_{B0n} - V_n \quad \text{II.4}$$

- $q\cdot\Phi_{bo}$ [eV] Altura de la barrera de energía Schottky sin ninguna polarización
- $q\cdot\Phi_m$ [eV] Función de trabajo del metal (que resulta de la diferencia entre el nivel de vacío E_0 y el nivel de Fermi en el metal E_{FM} (La función trabajo del metal es la energía mínima necesaria para liberar a un electrón del metal)).

χ	Afinidad electrónica es una constante del material y resulta de la diferencia de energía entre el nivel de vacío y el borde de la banda de conducción.
$q\cdot\Phi_s$	Función de trabajo del semiconductor, depende de la concentración del dopaje, porque la posición del nivel de Fermi E_{FS} depende del tipo de dopado y de su concentración.
E_c	Nivel de energía de la Banda de conducción
E_F	Nivel de energía de Fermi

En esta situación el flujo de corriente a través del dispositivo es no lineal, puesto que la corriente fluye con mayor facilidad en un sentido (del semiconductor al metal) pero no en el opuesto, ya que $qV_{bi} < q\Phi_{B0n}$, recibiendo por este hecho el nombre de contacto rectificador.

Por último debemos comentar que, de manera similar, para el caso de uniones rectificadoras metal-semiconductor tipo p, todas las consideraciones descritas anteriormente para semiconductores tipo n son válidas, solamente hay que tener en cuenta que los portadores mayoritarios son los huecos [8]. En este caso, cuando ambos materiales están en contacto, los electrones se difunden desde el metal al semiconductor.

II.2.2.2 Contacto óhmico

En muchas aplicaciones prácticas, las uniones metal-semiconductor se utilizan específicamente por sus propiedades de rectificación [6]. Sin embargo, los contactos metálicos se utilizan simplemente como alimentaciones de corriente para la parte activa de un dispositivo. En este caso, se desea que las uniones sean de tipo óhmico. La necesidad de dispositivos de mayor velocidad con geometrías más pequeñas y complejas actuó como fuerza impulsora detrás de la búsqueda de contactos óhmicos de altos rendimiento. Con los avances tecnológicos, en el 1960 se produjo un renacimiento del contacto rectificador metal-semiconductor o del contacto Schottky.

Los contactos óhmicos son los que proporcionan la interconexión de cualquier dispositivo electrónico con el exterior. El término "óhmico" se refiere en principio a un contacto (metal-semiconductor) en el cual no hay efecto rectificador. Básicamente, un contacto óhmico es una unión de baja resistencia que provee conducción en ambas direcciones entre el metal y el semiconductor. Idealmente, la corriente a través del contacto óhmico es una función lineal del potencial aplicado.

Un contacto será de tipo óhmico cuando la función de trabajo del metal sea menor que la del semiconductor si éste es tipo n ($q\Phi_M < q\Phi_S$), o mayor en caso de ser tipo p ($q\Phi_M > q\Phi_S$) [8]. La formación de los contactos óhmicos tenía que ser el primer paso de la fabricación, porque se requiere la aplicación de alta temperatura que puede dañar e incluso destruir los contactos Schottky. Una situación en la que el contacto es idealmente óhmico, independientemente de las propiedades de dopaje del semiconductor, es cuando la altura de la barrera Schottky se anula o es negativa (precisamente, más pequeña que qV_n (*Figura II. 3*)).

La *Figura II. 3* muestra el perfil energético de banda de un contacto óhmico metal / semiconductor tipo-n, con una altura de la barrera Schottky pequeña y negativa. En cuanto al rectificador, una reordenación de los electrones de conducción se produce en la interfaz. Aquí, sin embargo, al efectuarse el contacto se produce una transferencia de electrones del metal al semiconductor, alcanzándose el equilibrio cuando los niveles de Fermi de metal y semiconductor se igualan. Puesto que la función de trabajo del metal es inferior a la del semiconductor, la curvatura de la banda de conducción en el semiconductor será de tipo cóncavo tomando como referencia el nivel de Fermi (la banda de valencia se curva de manera simétrica a la de conducción) [8]. Se origina entonces un campo eléctrico en el interior del semiconductor (dirigido de metal a semiconductor) como consecuencia de las cargas acumuladas en la interfaz: una carga superficial positiva en el lado del metal, y en el semiconductor una carga negativa, denominada usualmente capa de acumulación. Para el caso de semiconductor de tipo p, tendríamos una situación análoga. Cuando se aplica una polarización a la unión, la diferencia de potencial se distribuye sobre la totalidad del lado del

semiconductor, y los portadores pueden fluir libremente a través de la interfaz debido a la ausencia de una barrera de potencial.

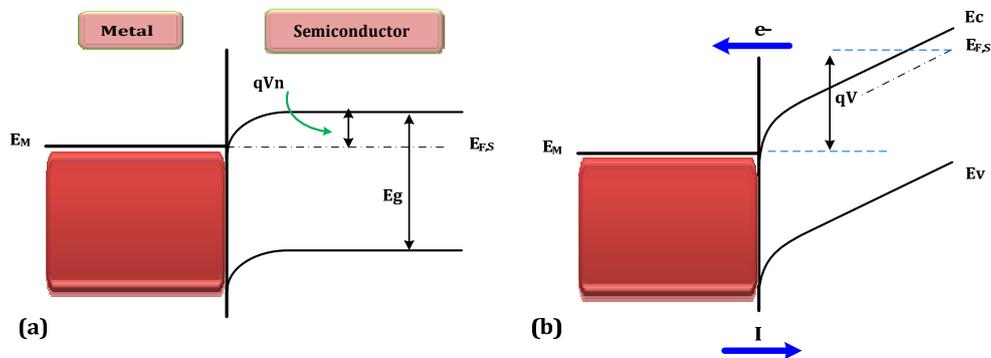


Figura II. 3 Diagrama de energía de un contacto óhmico metal/semiconductor-n de tipo óhmico con una altura de barrera negativa, (a) en equilibrio termodinámico, (b) y bajo polarización directa

En el movimiento de los electrones desde el metal al semiconductor y en sentido inverso no existe barrera de potencial que se oponga al mismo; además la concentración de electrones a ambos lados de la unión con posibilidad de atravesarla es muy elevada, por lo que, de manera ideal, se considera que la resistencia asociada al contacto es despreciable. Se dice entonces que el contacto presenta un comportamiento óhmico.

La mayoría de los contactos óhmicos son fabricados mediante la aplicación de dopajes altos en la región más cercana a la interfaz, en una unión rectificadora, de tipo $n+$ para semiconductor de tipo n o de tipo $p+$ para semiconductor de tipo p , que la zona de deplexión es muy fina, y el efecto túnel dominará.

La implantación iónica es el método más común para introducir el dopante en semiconductores y cohesionarlo para formar las capas dopadas de $n+$ o $p+$, creando así una unión metal-semiconductor de tipo túnel, requerida para mejorar el comportamiento óhmico. Es una técnica muy usada en microelectrónica, aunque también se usa en otros campos para modificar las características estructurales, ópticas, eléctricas o incluso magnéticas de materiales diversos [10]. Una de las limitaciones del proceso de implantación es que se trata de una técnica superficial, ya que para el rango

de energías comúnmente usado, las profundidades de penetración no suelen llegar más allá de una micra. Además, la implantación iónica siempre produce un dañado en la red del semiconductor, que puede llegar a un amorfizado completo. Generalmente, tras ese dañado se somete la muestra a un proceso térmico (tratamiento con calor “annealing”) para conseguir al mismo tiempo recuperar la red cristalina y activar las impurezas. La calidad de un contacto óhmico se evalúa mediante la determinación de su resistencia de contacto R_c , que se define mediante la ecuación II.5 [11]:

$$R_c = \frac{kT}{SA^{**}T^2} \exp\left(\frac{\phi_b}{kT}\right) \quad \text{II.5}$$

Esta relación es válida para valores pequeños de N_D . Con densidades de dopaje altas, la anchura de barrera es pequeña y la principal contribución de la resistencia de contacto será debida a la zona de la barrera túnel. La resistividad es inversamente proporcional a la amplitud de la función de onda de los electrones en la interfase [6], en este caso se puede usar la aproximación siguiente para la resistencia de contacto:

$$R_c \approx \exp\left[\sqrt{\frac{\epsilon_s m^*}{\pi e^2 h^2}} \left(\frac{\phi_b}{\sqrt{N_D}}\right)\right] \quad \text{II.6}$$

Sin embargo, en algunos casos, el procedimiento de dopaje puede tener limitaciones intrínsecas en las concentraciones cuando el dopaje es muy alto [12], porque complica el comportamiento de los contactos.

II.2.2.3 Barrera de potencial

La barrera Schottky con polarización aplicada

La barrera de potencial que se forma entre un metal y un semiconductor una vez que están en contacto es responsable de las características corriente-tensión (I-V) y capacidad-tensión (C-V) en el diodo Schottky. En esta sección analizamos brevemente la noción física detrás de la formación de la barrera Schottky y del funcionamiento bajo tensión de polarización. Sólo consideramos el caso de una unión ideal, sin tener en cuenta algunos efectos, tales como los causados por la capa interfacial y la disminución

“image-force lowering”. Un tratamiento más completo y en profundidad sobre la física y el funcionamiento del diodo Schottky se puede encontrar en [13-14].

La unión Schottky se puede polarizar de dos formas: en directa y en inversa. La altura de la barrera de potencial puede modificarse mediante la aplicación de una polarización externa aplicada como se muestra en *Figura II. 4*.

a. Polarización inversa

Cuando la unión se polariza en sentido inverso [15], se aplica una tensión V_R tal que el semiconductor, que es de tipo n, quede positivo respecto al metal ($V_R < 0$), la caída de tensión a través de la región de carga espacial aumenta el ancho de la región de deplexión. Consecuentemente, el diodo Schottky se comporta como un condensador no lineal.

b. Polarización directa

Si ahora se polariza el diodo en sentido directo se aplica una tensión positiva V_F al metal respecto del semiconductor. En esta situación, se reduce la zona de deplexión y los electrones pueden fluir fácilmente desde el semiconductor hacia el metal, porque la altura de la barrera se ha reducido.

El diagrama de bandas de energía para un interfaz metal-semiconductor tipo n [14] se muestra en *Figura II. 4*, para cuatro casos diferentes: a) los dos materiales están separados, b) en contacto, c) en contacto con polarización inversa, y finalmente d) en el contacto con la polarización directa.

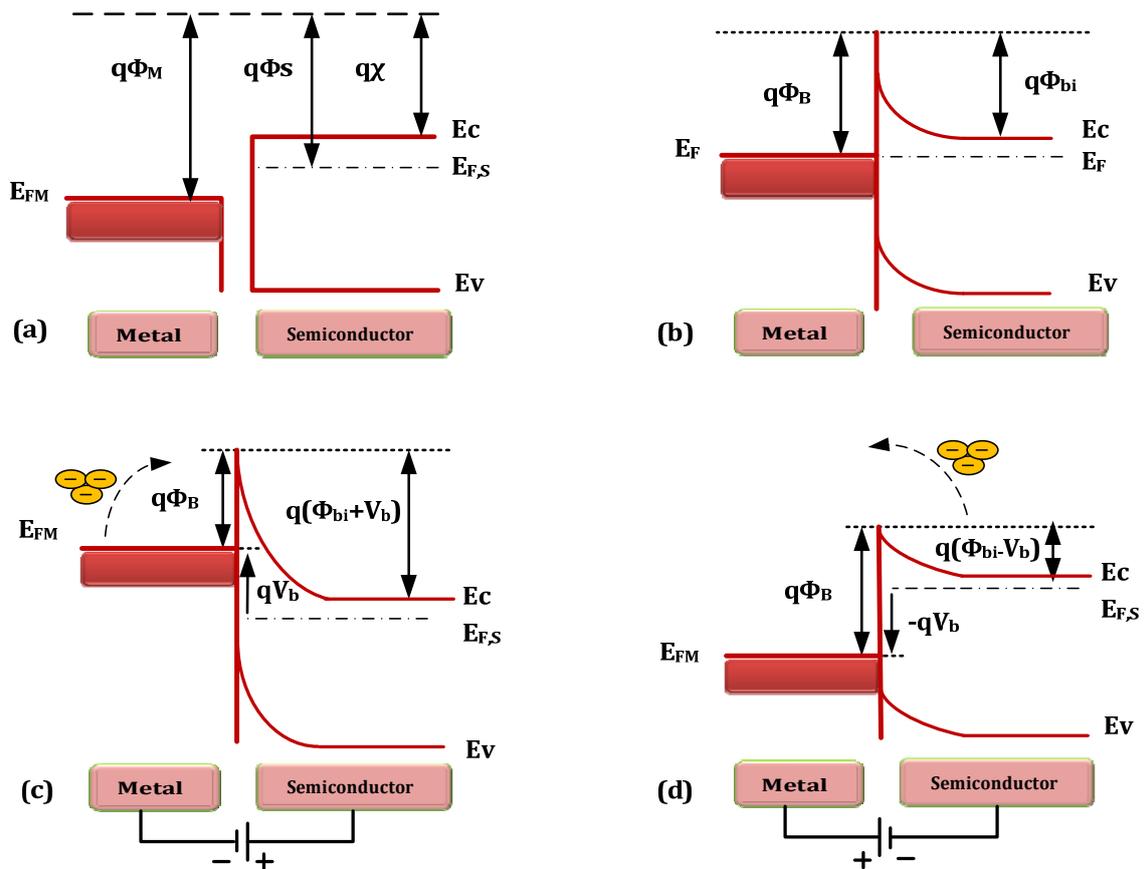


Figura II. 4 Diagrama de energía de bandas de metal-semiconductor (tipo n) de contacto. , En a) metal y semiconductor no están en contacto, en b) el metal y semiconductor están conectados y forman un sistema único, en c) el metal y semiconductor de unión se polariza en sentido inverso, y en d) la unión metal semiconductor se polariza en directa

En el caso en el que el semiconductor de tipo n y el metal no están en contacto, la energía del nivel de Fermi en el semiconductor, $E_{F,s}$, es mayor que la del metal, $E_{F,m}$. (Figura II. 4. a). En polarización inversa (Figura II. 4. c), el lado del semiconductor está conectado a un voltaje positivo y el lado del metal a una tensión negativa. Para polarización directa, la polaridad de la tensión se cambia (Figura II. 4. d). En el primer caso (polarización inversa), la energía de los electrones en el semiconductor disminuye en una cuantía $q|V_b|$, donde V_b es la tensión aplicada o la tensión de polarización. En polarización directa, la energía aumenta en la misma cantidad.

En principio el contacto tiene una barrera $q\Phi_B$ [eV] entre los electrones en el metal y los estados en la banda de conducción del semiconductor. Esta barrera, puede considerarse independiente de la polarización porque ninguna caída de tensión se produce sobre el metal. La caída de tensión total ocurre dentro del semiconductor, dentro de la región de carga espacial. De este modo se altera la curvatura de las bandas al modificar la caída de potencial. Como consecuencia, los electrones que están en el semiconductor en el borde de la banda de conducción, encuentran al querer moverse hacia el metal, una barrera, cuya altura puede cambiarse respecto de su valor en equilibrio (qV_{bi} [eV]) mediante la aplicación de una polarización adecuada.

II.3 Física del diodo Schottky, aplicaciones estructura y principio

II.3.1 Histórica de los diodos Schottky

El diodo Schottky o diodo de barrera Schottky, llamado así en honor al físico alemán Walter H. Schottky, por su trabajo pionero en la década de los 30 en el campo de las interfaces de metal semiconductores [16]. Sin embargo, el descubrimiento del efecto rectificador de una unión metal-semiconductor fue realizado ya en 1874 por F. Braun [17]. Esto fue casi 60 años de la teoría

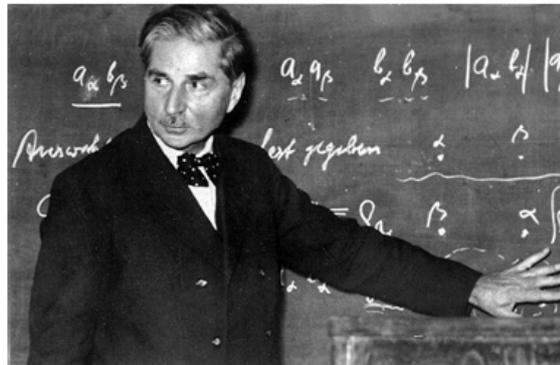


Figura II. 5. Walter H. Schottky (1886-1976)
Inventor del diodo que lleva su nombre

de transporte en semiconductores de A. H. Wilson [18]. Hoy en día, el componente basado en la unión de metal-semiconductor se llama diodo Schottky por el citado W. Schottky, el primer desarrollador del modelo físico para dicho dispositivo [19]. Otros investigadores de estos dispositivos fueron N. F. Mott [20] F. y H. Bethe. Desde el trabajo pionero, la teoría ha sido mejorada y ampliada por varios científicos. Otros nombres notables serían A. M. Cowley y S.M. Sze [24-22], quienes tienen un modelo que explica muchos de los fenómenos característicos observados en los rectificadores Schottky. Se incluyen los efectos de los estados superficiales en la unión metal

semiconductor, primero señaladas por Bardeen [23], y el efecto de reducción de imagen-fuerza de la bajada de la barrera (image-force lowering), también conocido como el efecto de Schottky. Sin olvidar otros como A. Padovani, R. Stratton, CR. Crowell, y VL. Rideout [24-25].

Los diodos Schottky se pueden dividir por la fabricación orientada al modo de empleo en diodos resistivos (varistor) y capacitivos varactor. La conversión de frecuencia de un dispositivo resistivo se basa en la modulación de la resistencia. Un varactor es un dispositivo de capacidad variable. En este caso la conversión de frecuencia se basa en la modulación de la capacidad. Los diodos resistivos se utilizan como mezcladores, detectores y multiplicadores de frecuencia, y los diodos varactores como multiplicadores de frecuencia y como elementos de sintonía de osciladores controlados por tensión. Un multiplicador de frecuencia basado en un diodo Schottky resistivo tiene una menor eficiencia máxima que la del varactor, pero puede cubrir un rango más amplio de frecuencias. Por otro lado, los multiplicadores con varactores pueden producir altos rendimientos y potencias de salida, y tienen mayores tensiones de ruptura que los multiplicadores de resistencia, lo que indica que puede ser bombeado con grandes niveles de potencia de entrada. La mayor parte de la discusión de este capítulo relacionado con la física, el modelado y la caracterización de los diodos Schottky se puede aplicar tanto a los diodos resistivos (varistor) como a los capacitivos (varactor) ya que aunque presenten diferencias de construcción (dopado, geometría, etc) responden a un mismo principio.

El principio del diodo Schottky reside en el uso de un contacto de metal depositado sobre un sustrato semiconductor de tipo n. En algunos aspectos, el diodo de barrera Schottky se asemeja a una unión p-n donde una de las regiones semiconductoras es reemplazada por un metal. Este componente tiene una ventaja fundamental al funcionar sólo con los portadores mayoritarios, que le permiten operar a más alta velocidad y por lo tanto a muy alta frecuencia.

También los diodos Schottky poseen notables ventajas frente a las uniones p-n convencionales [26], [8]:

- Presentan una tensión umbral (para polarizaciones en directa) muy baja.
- La ausencia inherente de cualquier componente lento asociado con efectos de los portadores minoritarios
- Son capaces de mantener corrientes muy elevadas con voltajes relativamente bajos, inferiores a los que corresponden a un diodo de unión p-n.
- Sólo los portadores mayoritarios juegan un papel significativo en el transporte de corriente, lo cual implica que sean despreciables las recombinaciones entre electrones y huecos que ralenticen su comportamiento, como sucede en las uniones p-n convencionales.
- La capacidad de vaciamiento es independiente de la frecuencia hasta frecuencias elevadas y, en comparación con la unión p-n, apenas tiene capacidad de difusión. Por tanto, al polarizar en directa la capacidad total es inferior, pudiendo así funcionar a frecuencias mucho mayores que la unión p-n.
- Las velocidades de conmutación del diodo Schottky son muy elevadas debido a que la acumulación de portadores minoritarios en el semiconductor es prácticamente nula, por lo que los tiempos de conexión y desconexión del diodo están limitados únicamente por el movimiento de los portadores mayoritarios.

La desventaja más clara del diodo Schottky, en comparación con los dispositivos bipolares, es la corriente inversa de pérdidas en el caso de voltajes elevados y temperaturas de operación altas. Por ejemplo, para un diodo Schottky rectificador a 100 V, la corriente de pérdidas es del orden de 100 mA. En estas condiciones, la potencia disipada en inversa es de unos 10 W. Sin embargo, hoy en día estos problemas están siendo paliados gracias al diseño de nuevos rectificadores Schottky a 100 V, de altas temperaturas, los cuales tienen menor corriente en inversa (en torno a un factor de 1/10 con respecto a los diseños precedentes) por lo que la potencia disipada sería de sólo 1 W en las mismas condiciones. Además esta disminución de la corriente de pérdidas favorece el aumento de la temperatura de operación máxima permitida acercándose a las especificaciones proporcionadas por diodos de unión p-n para este tipo de aplicaciones.

II.3.2 Aplicaciones

Los diodos Schottky son dispositivos de estado sólido y pueden trabajar en temperatura ambiente hasta frecuencias de varios THz. Las ventajas anteriormente descritas de los diodos Schottky y todas sus cualidades hacen que sean insustituible para numerosas aplicaciones, incluyendo el estudio de la atmósfera terrestre, la ciencia planetaria, la astronomía, el radar y la seguridad y que se encuentren instalados en una gran variedad de sistemas, [8], [27]: como en circuitos de alta velocidad, donde se emplean como interruptores rápidos, ofreciendo además la posibilidad de integración en áreas muy pequeñas. También como limitadores de tensión o diodos “clamp” evitando así que los circuitos sean dañados (por ejemplo, como protección de descarga de células solares conectadas a baterías de plomo-ácido).

Por otro lado su funcionamiento solamente se basa en los portadores mayoritarios, sin posibilidad de recombinación, lo que permite que el área del dispositivo sea más pequeña, siendo útiles en convertidores de potencia en modo conmutador (“switch-mode power converter”) que operan en frecuencias próximas a 1 MHz [8]. Se utilizan también en la región de puerta en los MESFET o de fuente/drenador en MOSFETs denominados MOSFET de barrera Schottky (SB-MOSFET) [28-29].

Por último, gracias a su buen comportamiento frecuencial en las correspondientes longitudes de onda milimétricas y submilimétricas, los diodos Schottky se utilizan para construir detectores, mezcladores y los multiplicadores. En el caso de dispositivos de Arseniuro de Galio, los detectores de bajo ruido en las bandas de microondas y ondas milimétricas desde 1 GHz hasta más de 100 GHz, se realizan actualmente con diodos Schottky de barrera baja, fabricados con Arseniuro de Galio (AsGa).

II.3.3 Mecanismos de transporte de corriente a través del contacto Schottky

Después de establecer los conceptos básicos de la unión metal-semiconductor, pasamos ahora a estudiar el transporte de corriente de un modo más exhaustivo.

Y como hemos dicho antes, en los contactos de tipo Schottky el transporte de corriente se realiza fundamentalmente a través de los portadores mayoritarios, en contraposición con las uniones p-n, donde son los minoritarios los que presentan la mayor contribución en condiciones de polarización en inversa [6].

Las propiedades de conducción de estos contactos se determinan por los mecanismos reales del transporte. La referencia [30] es uno de los documentos más completos que se ocupa de la teoría más detallada de las diferentes contribuciones a la corriente. En el caso que nos ocupa se deben tener en cuenta los procesos que especificamos a continuación y que se exponen gráficamente en *Figura II. 6*.

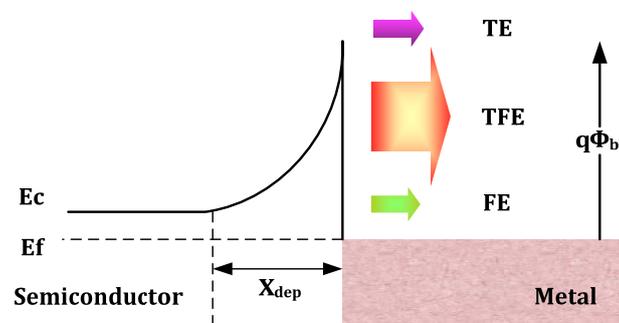


Figura II. 6 Esquemático del diagrama de energía de banda de un contacto de metal / n-semiconductor que muestra los tres mecanismos principales de transporte de corriente: la emisión termoiónica (TE), emisión de campo termoiónico (TFE) y de emisión de campo-(FE)

Las propiedades de conducción de estos contactos se determinan por el transporte de los mecanismos real, Los principales mecanismos de transporte son [31]:

- TE - Emisión Termoiónica de los portadores, dando lugar al comportamiento de rectificación.
- TFE - Emisión de Campo Termoiónico o efecto túnel de los portadores a través de la parte superior de la barrera.
- FE - Emisión de Campo o efecto túnel a través de la barrera entera (el modo predominante en contactos óhmicos).

II.3.3.1 Componentes de corriente termoiónica

En un contacto rectificador polarizado en directa, el fenómeno más significativo es el transporte de electrones del semiconductor al metal por encima de la barrera de potencial. (*Figura II. 7.* el proceso 1a).

Esto es controlado por el número de electrones que pasan por la superficie del metal por segundo. Esto se expresa con la ecuación siguiente:

$$I = AA^{**}T^2 \cdot \exp\left(\frac{-q\phi_{bo}}{kT}\right) \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{eff}}{nkT}\right) - 1\right) \quad \text{II.7}$$

A= Área de sección transversal de la interfase metal/semiconductor

A**= constante de Richardson modificada para la interfase metal/semiconductor

T= temperatura de la unión en Kelvin

K= constante de Boltzman

q= carga del electrón (1.6e-19 Culombios)

V_{eff}= polarización efectiva a través la interfase

n= coeficiente de emisión dependiente del proceso de fabricación del diodo

En la *Figura II. 7* presentaremos el diagrama de banda de energía, bajo polarización directa de una unión Schottky con semiconductor de tipo n, que muestra los diferentes procesos básicos de transporte de corriente: (a) (flechas rojas), la absorción de portadores del semiconductor al metal, y (b) la inyección como el transporte (flechas azules) en el sentido opuesto (del metal al semiconductor). (c) la recombinación de portadores en la región de depleción, y (d) recombinación en el semiconductor a partir de metal en la región neutral del semiconductor.

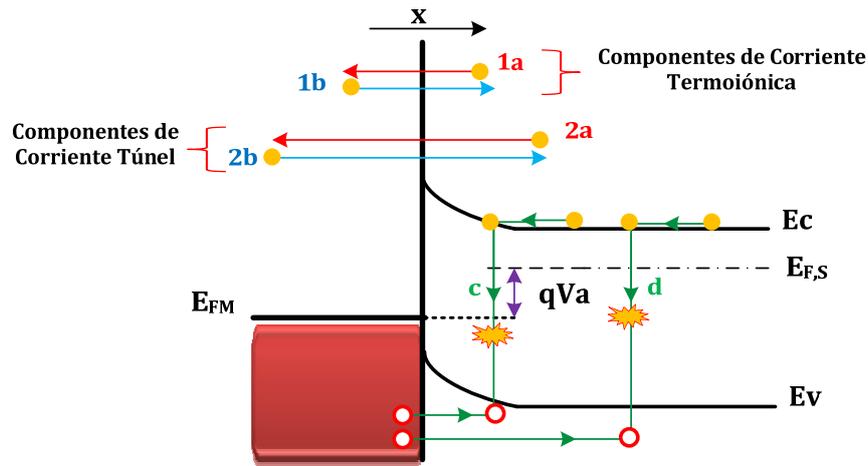


Figura II. 7 Diagrama de banda de energía, bajo polarización directa de una unión Schottky con semiconductor de tipo n

II.3.3.2 Componentes de corriente túnel o de emisión de campo

En determinadas condiciones, como por ejemplo para un semiconductor de moderadamente a fuertemente dopado o para el funcionamiento a bajas temperaturas, existe una contribución a la corriente debida a los electrones que son capaces de atravesar la barrera de potencial (el llamado efecto túnel o emisión de campo), dado que la probabilidad cuántica de que ocurra este fenómeno no es nula. Existen dos mecanismos túnel en una barrera Schottky, emisión túnel y emisión túnel termoiónica, que se describen en *Figura II. 8*:

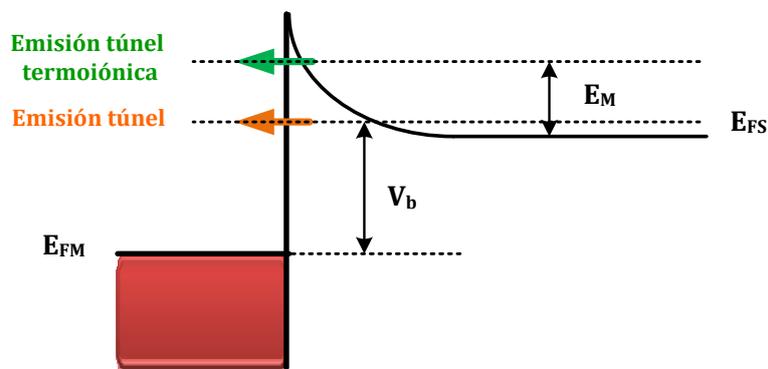


Figura II. 8 Emisión túnel y emisión túnel termoiónica, bajo polarización directa con diagrama de bandas corresponde a un semiconductor muy dopado

La contribución a la corriente de procesos tales como el transporte por túnel cuántico directo a través de la barrera puede convertirse en el proceso de transporte más dominante [32], [25] y puede llegar a tener mucha importancia sobre todo con voltajes altos aplicados en inversa, para los cuales se da un mayor estrechamiento de la barrera y la probabilidad de transporte por efecto túnel aumenta. (En ambos sentidos; las contribuciones 2a y 2b de la *Figura II.7*), Además, en el caso de semiconductores fuertemente dopados, el transporte por efecto túnel puede convertirse en el proceso dominante, por lo que resulta imprescindible abordar su estudio si se quiere efectuar un correcto análisis del transporte en estos dispositivos. La corriente túnel, I_{tn} , puede ser representada por:

$$I_m = I_{tmo} \left(\exp\left(\frac{qV_{app}}{E_o}\right) - 1 \right) \quad \text{II.8}$$

I_{tmo} = corriente de saturación túnel

E_o = constante túnel

La corriente de saturación túnel es una ecuación complicada en función de la temperatura (ecuación II.9), la altura de la barrera y de los parámetros del semiconductor. En la notación de Padovani y Stratton [32], E_o está dada por:

$$E_o = E_{oo} \coth\left(\frac{E_{oo}}{kT}\right) \quad \text{II.9}$$

Estas expresiones recogen tanto la emisión túnel como la emisión túnel termoiónica. E_{oo} es un parámetro de efecto túnel relacionado con las propiedades del material del semiconductor y se expresa como:

$$E_{oo} = \frac{qh}{4\pi} \sqrt{\frac{N_D}{m_n^* \epsilon_o \epsilon_r}} \quad \text{II.10}$$

h = constante de Planck

N_D = concentración de dopaje

m_n^* = masa efectiva del electrón

La contribución del efecto túnel puede cuasar un aumento importante de la densidad de corriente en las uniones metal-semiconductor, ya que es un mecanismo que puede operar en paralelo con la emisión termoiónica.

II.3.3.3 La recombinación en la zona de carga espacial

Se trata de los electrones del fondo de la banda de conducción, que se recombinan con huecos del metal en la zona de carga espacial. La contribución de la corriente de recombinación es más importante en el caso de barreras altas, material con tiempo de vida corto a baja temperatura y baja polarización.

La densidad de corriente debida a recombinación Shockley-Read es aproximadamente [32]:

$$J(V) = J_{GRsat} \left[\exp\left(\frac{qV}{2kT}\right) - 1 \right] \quad \text{II.11}$$

Donde:

$$J_{GRsat} = \frac{qn_i x_{ZCE}}{\tau_{ZCE}} \quad \text{II.12}$$

Siendo n_i la densidad de portadores intrínseca y τ_{ZCE} , el tiempo de vida en la zona de carga espacial.

II.3.3.4 La inyección de huecos

La inyección de huecos en un diodo Schottky polarizado en directa fue analizada teóricamente por Schaffetter [34]. En este caso los portadores minoritarios pasan del metal al semiconductor, que equivale a una recombinación en la región neutra.

En una barrera Schottky, existe una relación entre la corriente de huecos y la de electrones suponiendo emisión termoiónica y un pseudo-nivel de Fermi de huecos horizontal, que se puede expresar de la manera siguiente:

$$\frac{J_h}{J_e} \propto \exp\left[\frac{-q(\phi_h - \phi_{b0})}{kT}\right] \quad \text{II.13}$$

Donde Φ_h es la distancia entre el nivel de Fermi y el borde de la banda de valencia en el semiconductor en volumen. Puesto que normalmente $\Phi_h \gg \Phi_0$, lo que significa que la corriente de huecos es despreciable frente a la de electrones. Existe una densidad de corriente crítica a partir de la cual el cociente J_h/J_e aumenta linealmente con la corriente [34].

La inyección de portadores minoritarios desde el metal al semiconductor es despreciable cuando aplicamos tensiones en inversa o no muy elevadas en directa [6]; sin embargo, cuando se aplica en directa es una tensión suficientemente alta, la inyección de portadores minoritarios comienza a tener importancia, debido a que en esta situación, el campo eléctrico causa una corriente de deriva de portadores significativa frente a la de difusión, por lo que la corriente de portadores minoritarios (huecos) puede tener una contribución importante a la densidad de corriente total.

En este trabajo nos centraremos en el estudio de la corriente termoiónica sobre la barrera de potencial, y a través de ella mediante efecto túnel o emisión de campo (procesos a-b, *Figura II. 4*), ya que dadas las características de los dispositivos que analizaremos y dentro del rango de las polarizaciones estudiadas en esta Memoria, los procesos (procesos c-d, *Figura II. 4*) no tienen relevancia. [35].

II.4 Referencias

- [1] S. M. Sze, Physics of semiconductor devices, John Willey and Son, Inc New-York, 10016, 2000.
- [2] Electronic device letter, Vol. 13, n°10, Transaction on, 1996.
- [3] C. Kittel, "Introduction à la physique de l'état solide", Dunod, Paris, 1970.
- [4] http://www.um.es/docencia/barzana/Divulgacion/Electronica/Nuevas_propiedades-GaAs.html
- [5] A.W. Bett et al.. Development of Ga_{0.51}In_{0.49}P/GaAs Tandem Solar Cells on an Industrial Size MOVPE Reactor, 16th. European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Glasgow, United Kingdom, 2000.

- [6] S. M. Sze, "Physics of Semiconductor Devices", 2nd Edn. Wiley, New York, 1981.
- [7] E. H. Rhoderick, R.H. Williams, "Metal-Semiconductor Contacts", Clarendon Press, Oxford, 1988.
- [8] Neudeck G. W., "El diodo PN de Unión", 2ª Edn. Addison-Wesley Iberoamericana, S. A., Delaware, USA, 1993.
- [9] Pardo D. y Bailón L. A., "Elementos de electrónica", Secretariado de Publicaciones e Intercambio Editorial, Universidad de Valladolid, 2007.
- [10] Javier Olea Ariza "Procesos de Implantación Iónica Para Semiconductores de Banda Intermedia" tesis, Madrid, 2010.
- [11] Christophe Berthod "electronic properties of ideal and engineered metal/semiconductor interfaces" These. Lausanne, EPFL 1998.
- [12] Eric D. Marshall and Masanori Murakami, in Contacts to Semiconductors, Fundamentals and Technology, edited by Leonard J. Brillson, Noyes, New Jersey, 1993.
- [13] S. M. Sze and K. K. Ng, Physics of Semiconductor Devices, John Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ, USA, 2007.
- [14] M. T. Faber and M. E. Adamski, "Semiconductor m-n-n+ diodes for frequency conversion at millimeter and submillimeter waves," Kwartalnik Elektroniki I Telekomunikacji, vol. 41, pp. 203-255, 1995.
- [15] S. Montanari, Fabrication and Characterization of Planar Gunn Diodes for Monolithic Microwave Integrated Circuits, Doctor's thesis, RWTH Aachen, Aachen, Germany, 2005.
- [16] W. Schottky, Phys. Z., vol. 41, p. 570, 1940.
- [17] F. Braun, "Über die Stromleitung durch Schwefelmetalle," Ann. Phys. Chem., vol. 156, pp. 556-563, Nov. 1874.
- [18] A. H. Wilson, "The theory of electronic semiconductors," in Proc. of the Royal Society of London, vol. 133, pp. 458-491, June 1931.
- [19] W. Schottky, "Halbleitertheorie der Sperrschicht," Naturwissenschaften, vol. 26, p. 843, Dec. 1938.
- [20] N. F. Mott, "Note on the contact between a metal and an insulator or semiconductor," in Proc. of the Cambridge Physical Society, vol. 34, pp. 568-572, Oct. 1938.

- [21] A. Crowley and S. Sze, "Surface States and Barrier Height of Metal Semiconductor Systems", *Journal of Applied physics*, vol. 36, no. 10, p. 3212, 1965.
- [22] S.Sze, C. Crowell, and D. Kahng, "Photoelectric Determination of Image Force Dielectric Constant for Hot Electrons in Schottky Barriers," *Journal of Applied physics*, vol. 35, no. 8, p. 2534, 1964.
- [23] J. Bardeen, "Surface States and Rectification at a Metal Semiconductor Contact," *Physical Review*, vol.71, no. 10, pp. 717-727, 1947.
- [24] A. M. Cowley and S. M. Sze, "Surface states and barrier height of metal-semiconductor systems," *J. Appl. Phys*, vol. 36, pp. 3212-3220, Oct. 1965.
- [25] C. R. Crowell and V. L. Rideout, "Normalized thermionic-field (T-F) emission in metal-semiconductor (Schottky) barriers," *Solid-State Electron.*, vol. 12, pp. 89-105, Feb. 1969.
- [26] Neamen D. A., "Semiconductor Physics and devices", Richard Irwin, 1992.
- [27] Albella J. M. Y Martínez-Duartz J. M., "Fundamentos de electrónica física y microelectrónica", Addison-Wesley / Universidad Autónoma de Madrid, 1996.
- [28] Larson J. M., Snyder J. P., "Overview and Status of Metal S/D Schottky-Barrier MOSFET Technology", *IEEE Trans. Electron Dev.*, 53, 1048, 2006.
- [29] Sun L., Liu X. Y., Du G. y Han R. Q., "Monte Carlo Simulation of Schottky Contact with Direct Tunnelling Model", *Semiconductor Science and Technology*, 18, 576, 2003.
- [30] Rideout V. L., "A Review of the Theory, Technology and Applications of Metal-Semiconductor Rectifiers", *Thin Solid Films*, 48, 261, 1978.
- [31] E. H. Rhoderick, "Metal-semiconductor contacts", *IEE Proc.* 129, 1, 1982.
- [32] F. A. Padovani and R. Stratton, "Field and Thermionic-Field Emission in Schottky Barriers", *Solid State Electronics*, 9, pp 695 - 707, 1966.
- [33] Elena Pascual Corral "Modelado de estructuras Schottky y de transistores MOSFET con contactos de fuente y drenador metálicos para aplicaciones de alta frecuencia" tesis doctoral, salamanca, 2010.
- [34] D. L. Scharfetter, "Minority carrier injection and charge storage in epitaxial Schottky barrier diodes", *Solid-State Electron*, 8, 299, 1965.
- [35] Crowell C. R. and Sze S. M., "Current Transport in Metal-Semiconductor barriers", *Solid-State Electron*, 9, 1035, 1966.

CAPÍTULO III:

MODELADO EN DC Y EN BAJA FRECUENCIA

III.1 Introducción

Los diodos Schottky fabricados en Arseniuro de Galio (GaAs) presentan una barrera de potencial baja, lo que se traduce en una alta sensibilidad, característica muy importante para dispositivos que tienen que detectar señales muy débiles. Estos diodos forman la base para muchos dispositivos electrónicos, y se utilizan en la caracterización eléctrica de los defectos introducidos durante el crecimiento de semiconductores, el procesado de dispositivos y también durante las pruebas de los dispositivos después de la fabricación.

Como se ha comentado en el primer capítulo, el modelo eléctrico o mejor dicho, el circuito equivalente, de un diodo está compuesto por una serie de elementos pasivos y de fuentes de corriente controladas por tensión donde cada elemento eléctrico está basado en las características físicas y estructurales del dispositivo, y debe permitir reproducir el comportamiento del mismo para cualquier tipo de señal de entrada. El modelo circuital de un diodo Schottky está basado en la topología circuital clásica, que tiene en cuenta los mecanismos físicos observables en un diodo, como la emisión termoiónica [1-4], el mecanismo más relevante para explicar la corriente que fluye a través de la unión.

En microelectrónica, trabajar con dispositivos electrónicos como en nuestro caso los diodos requiere inicialmente un conocimiento muy preciso de sus parámetros físicos. En este sentido la primera parte de este capítulo va estar dedicada a la presentación de una descripción general de las propiedades físicas. Así como de las

respuestas características de los diodos Schottky tales como las curvas (I-V) y (C-V), es decir, un breve resumen sobre la operación de los diodos Schottky.

En la segunda parte de este capítulo se describe el procedimiento de la caracterización en DC y en baja frecuencia de los diodos Schottky para la banda W de la Universidad de Virginia (VDI) [5]. Se presentan los métodos para la extracción de los parámetros del modelo de los diodos Schottky, tales como la resistencia en serie R_s , la resistencia de la unión R_j (dependiente de la polarización), la corriente inversa de saturación de los diodos y finalmente el factor de idealidad n ; todos aquellos se determinan a partir de sus características corriente-tensión (I-V). La extracción de estos parámetros físicos es imprescindible, ya que permite una mejor comprensión cuantitativa de los mecanismos de transporte de los portadores y por otro lado sería el punto de partida para obtener el modelo más completo de los diodos. También se presenta una comparativa entre dos técnicas de medidas de las capacidades (C-V) de los diodos.

La técnica de extracción se basa en la realización de diferentes medidas para llevar a cabo el proceso de obtención de los parámetros de los diodos. Las medidas realizadas han sido: características corriente-tensión en continua en polarización directa y medidas de las capacidades de los diodos. Para esta última presentamos una comparación entre las dos técnicas de medida de la relación capacidad-tensión de los diodos, adecuadas para la extracción de los parámetros de la capacidad no lineal de una unión Schottky: en baja frecuencia, utilizando un LCR meter, y a frecuencias de microondas a partir de medidas de los parámetros de Scattering [S].

III.2 Descripción general de las propiedades del diodo Schottky

III.2.1 Característica corriente tensión (I-V)

La base de operación de un diodo Schottky es la unión metal-semiconductor con sus características no lineales de respuesta corriente-tensión (I-V) y capacidad-tensión (C-V) introducida en el capítulo 2. Como hemos comentado en II.3.3, en condiciones de polarización directa, los mecanismos principales que controlan las propiedades de

transporte de electrones en las uniones de la interfase metal-semiconductor (MS) incluyen la emisión termoiónica, la recombinación en la región de carga espacial y la recombinación en la región neutra [6], además, de un mecanismo de transporte de electrones en la dirección opuesta a la rectificación, conocido como efecto túnel. En una buena unión metal-semiconductor, el mecanismo de transporte en general está dominado por la emisión termoiónica de campo [7-8-9]. En los años cuarenta, todos estos mecanismos fueron estudiados por Schottky, Spenke y Bethe [10-11], llegando al modelo de la característica I-V del diodo dado por la expresión siguiente (ecuación III.1):

$$I(V_d, T) = I_s \left[\exp\left(\frac{q(V_d - I_d R_s)}{nkT}\right) - 1 \right] \approx I_s \exp\left(\frac{q(V_d - I_d R_s)}{nkT}\right) \quad \text{III.1}$$

Donde:

- I_d es la intensidad de corriente que atraviesa el diodo
- I_s es la corriente de saturación del diodo
- V_d es la tensión en el diodo
- q es la carga del electrón (1.6e-19 Culombios)
- n factor de idealidad del diodo
- k es la constante de Boltzmann (1.38e-23 J/K)
- T es la temperatura ambiente
- R_s es la resistencia serie del diodo (resistencia de pérdidas asociada)

La tensión V_d es la caída de tensión intrínseca en la unión del diodo, tensión que en microondas se ve reducida por la presencia de la capacidad de la unión y de la inductancia del encapsulado.

El factor de idealidad, n , en (ecuación III.1) es el coeficiente de emisión dependiente del proceso de fabricación del diodo, proporcionando una indicación de la calidad de la unión. Para una unión Schottky ideal (o un rectificador ideal), $n = 1$. Sin embargo, En la práctica, se obtienen unos valores más grandes que uno, debido a la imperfección inevitable de la unión y también a la presencia de otros fenómenos de segundo orden (no ideales) que la teoría de la emisión termoiónica no puede predecir.

En general, la corriente de saturación no es constante, y si es independiente de la tensión, el contacto se denomina rectificador ideal. En los años sesenta, Crowell y Sze [12] incluyeron casi todos los procesos de transporte en una sola aproximación, obteniendo la expresión (ecuación III.2), para la corriente de saturación. La dependencia con la temperatura de la corriente de saturación y el factor de idealidad se puede expresar como se muestra en las siguientes ecuaciones (III.2 y III.3):

$$I_s(T) = AA^{**}T^2 \exp\left[\frac{-q\phi_B}{nkT}\right] \quad \text{III.2}$$

$$n = \frac{q}{kT} E_{00} \coth\left[\frac{qE_{00}}{kT}\right] \quad \text{III.3}$$

$$E_{00} = 18.5 \times 10^{-12} \sqrt{\frac{N_d}{m_e^* \epsilon_r}} \quad \text{III.4}$$

Siendo:

- A Área de sección transversal de la interfase metal/semiconductor
- A** constante de Richardson modificada para la interfase metal/semiconductor (8.2 Acm⁻²K⁻² para GaAs)
- E₀₀ es una constante con una densidad de dopaje constante
- m* es la masa efectiva relativa del electrón

Debido al efecto de los procesos de segundo orden de transporte, y también a causa de la dependencia con la tensión de algunos parámetros que caracterizan la corriente de saturación, en realidad, la corriente I_s (ecuación III.2), muestra siempre una cierta dependencia de la tensión aplicada. Aunque esta dependencia puede tener diferentes orígenes, por lo general se describe mediante un solo parámetro, n, que se define como [13] ecuación III.5:

$$\frac{1}{n} = 1 + \frac{kT}{q} \frac{d}{dV} \ln\left[\frac{1}{\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1}\right] \quad \text{III.5}$$

La dependencia de la corriente de saturación y el factor de idealidad con la temperatura es muy importante, puesto que todos los diodos Schottky presentan un efecto de auto calentamiento causado por la corriente de polarización. La temperatura de la unión se puede estimar [14], [15] y [8], utilizando la expresión siguiente:

$$T_J = T_0 + P_T R_\theta \quad \text{III.6}$$

Donde T_0 es la temperatura ambiente, P_T es la potencia disipada en la unión, y R_θ es la resistencia térmica (spreading) del diodo. Suponiendo que la mayoría de la potencia se disipa en la unión, P_T puede ser estimada como:

$$P_T = V_b \cdot I \quad \text{III.7}$$

Para ánodos que tienen una forma circular una estimación de la resistencia térmica se puede hacer con la ecuación III.8, que es solamente una aproximación para la situación en la que el semiconductor se encuentra alejado de la unión.

$$R_\theta = \frac{\rho_\theta}{4r_a} \quad \text{III.8}$$

Siendo ρ_θ es la resistividad térmica y r_a es el radio del ánodo. Como ejemplo, a 300 K, la resistividad térmica del GaAs es de $\sim 22 \cdot 10^{-3} \text{ Km} / \text{W}$ [16].

Para un diodo Schottky, la resistencia térmica depende también de otros parámetros de la unión, además de la estructura geométrica y física del diodo. De esta forma, la resistencia térmica está fuertemente ligada, por ejemplo, a la eliminación del semiconductor alrededor del ánodo o a la metalización del dedo del ánodo "finger", dado que la eliminación del material alrededor del ánodo aumenta el valor de esta resistencia. Por el contrario, el valor de esta resistencia disminuye al depositar un metal en el ánodo como consecuencia de la calidad de la conductividad del metal.

En la práctica, la mayoría de los parámetros de diodos Schottky se determinan a partir de sus características corriente tensión (I-V), en una representación semi-logarítmica. La típica grafica de la característica (I-V) se puede dividir en tres regiones distintas: la primera región no lineal es debida al comportamiento no-exponencial de

los diodos aplicando tensiones pequeñas, la segunda región, es la región lineal y la última es la región donde la corriente está limitada por la resistencia en serie. Como se muestra en la *Figura III. 1* presentamos las características semi-logarítmicas (I-V) para un diodo Schottky single Ánodo y un diodo “Zero Bias” ZBD, en las que se ven las regiones 2 y 3, dado que no se hicieron medidas en la región 1.

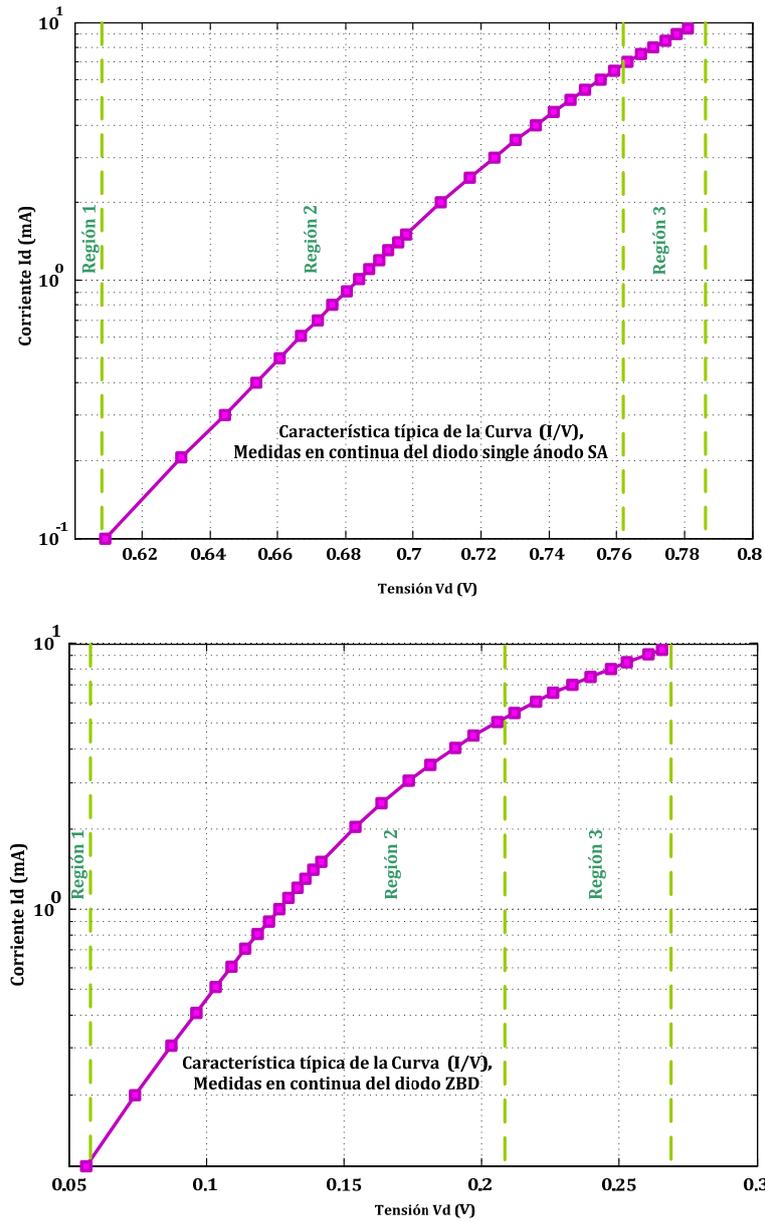


Figura III. 1 Representación semi-logarítmica I-V para un diodo Schottky un diodo single Ánodo y un diodo ZBD (ZERO BIAS DIODE- Single Anode DIODE) de Virginia

Sin aplicar una polarización externa, un diodo Schottky presenta una resistencia no lineal demasiado elevada como para que la señal que aparece sobre la unión, se refleje en la carga. Una aplicación de este efecto, es la utilización del diodo como detector de RF, lo que conlleva que el diodo opere sin necesidad de polarización externa, a parte de la propia señal de RF. Este planteamiento permite introducir la noción de los diodos de barrera baja, que es el tipo de diodos que se utilizan en este trabajo. Se trata de diodos que presentan una corriente de saturación suficientemente alta como para presentar una resistencia no lineal del diodo baja en ausencia de polarización, lo que facilita la detección de señales de RF relativamente débiles.

En el caso de diodos Zero Bias (ZBD), la corriente de saturación suele estar entorno a 10 μA , un valor superior a la corriente que presentan los diodos de barrera alta. La resistencia no lineal se reduce, debido a que estos diodos presentan unos niveles de corriente muy superiores para niveles de tensiones bajos.

III.2.2 Característica capacidad-tensión (C-V)

Además de la característica corriente-tensión, la unión Schottky también presenta una dependencia de la capacidad con la tensión aplicada. Esta capacidad está causada por la acumulación de cargas en ambos lados de la región de deplexión y su valor depende del tamaño de la unión, de la densidad del dopado, y también de la tensión aplicada. La capacidad de la unión se puede calcular utilizando la ecuación siguiente [17-18]:

$$C_j(V) = \frac{dQ(V)}{dV} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi_{bi}}\right)^\gamma} \quad \text{III.9}$$

Para una unión uniformemente dopada, la carga en la unión, $Q(V)$, y la capacidad de la unión, $C_j(V)$, pueden expresarse respectivamente con las ecuaciones III.10, y III.11:

$$Q(V) = -2C_{j0}\phi_{bi}\sqrt{1 - \frac{V}{\phi_{bi}}} \quad \text{III.10}$$

$$C_j(V) = \frac{dQ(V)}{dV} = S \sqrt{\frac{q \varepsilon_s N_D}{2 \left(\phi_{bi} - V - kT/q \right)}} \approx \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V}{\phi_{bi}}}} \quad \text{III.11}$$

Donde ε_s es la constante dieléctrica del semiconductor, C_{j0} es la capacidad de la región de deplexión para polarización cero, V_d es la tensión de polarización del diodo, N_D la densidad de dopado de la capa epitaxial, y Φ_{bi} es la potencial de contacto de la unión Schottky.

El exponente $\gamma=0,5$ sólo es válido para dopados uniformes de la unión, en cuyo caso se puede despreciar el efecto de los portadores minoritarios y los posibles estados localizados en la unión [13]. Esta es una suposición razonable para los diodos Schottky de GaAs, tales como los utilizados en este trabajo. Aunque no es estrictamente válida, la ecuación III.11 sigue siendo una buena aproximación para estudiar el comportamiento C-V de la unión y se utiliza ampliamente en la extracción de los parámetros de la capacidad y en el análisis de circuitos con dispositivos Schottky [19-20].

Con el objetivo de relacionar la capacidad de la unión con la geometría del diodo, la capacidad de la unión se modela como un condensador de dos placas en paralelo, como ejemplo para un diodo con un área de contacto de ánodo A se tendría:

$$C_j(V_j) = \frac{\varepsilon_s A}{W(V_j)} + \frac{3\varepsilon_s A}{D} \quad \text{III.12}$$

Hoy el día los diodos Schottky de arseniuro de galio (GaAs), se usan más para aplicaciones de multiplicadores y mezcladores. Ya que estos dispositivos son muy adecuados para un régimen de funcionamiento de alta velocidad con una frecuencia de corte que puede alcanzar hasta varios THz. La frecuencia de corte f_c (ecuación III.13) del diodo se define como la frecuencia a la cual la magnitud de la reactancia $1/\omega C_j$ es igual a la resistencia en serie R_s del diodo:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_j} \quad \text{III.13}$$

La optimización de la barrera Schottky y de los parásitos es crucial para el funcionamiento en frecuencias milimétricas y submilimétricas. El espesor de capa epitaxial, la concentración del dopaje, el tamaño del contacto y el resto del diseño tienen que ser optimizados. La idealidad del diodo y las características de ruido dependen en gran medida de la calidad del contacto Schottky y del proceso de crecimiento epitaxial.

En este sentido y para un funcionamiento de alta frecuencia, es necesario disminuir la capacidad del diodo. La capacidad se puede disminuir mediante la elección de un tamaño más pequeño del ánodo o por la elección de una concentración de dopado más baja en la capa epitaxial. Las dos opciones conducirán a una mayor resistencia en serie. Así pues, tenemos una solución de compromiso entre el ruido y ancho de banda de funcionamiento [21].

III.2.3 Resistencias serie del diodo Schottky

La resistencia serie del diodo es un elemento inevitable en el que se disipa parte de la potencia; haciendo referencia a la *Figura III. 2*, la resistencia serie de un diodo Schottky se divide en varios componentes [22], distinguiendo tres principales contribuciones a valor de la resistencia serie del diodo, como se muestra en la expresión siguiente:

$$R_S = R_{finger} + R_{epi} + R_{spreading} + R_{ohmic} \tag{III.14}$$

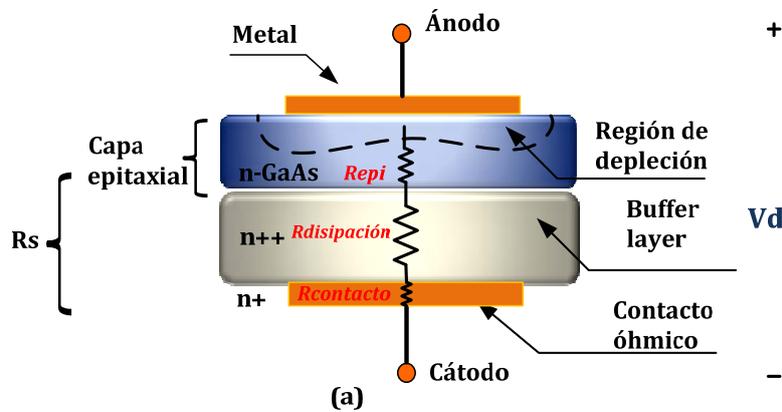


Figura III. 2 Un diodo Schottky típico: vista transversal para mostrar las resistencias características del diodo

En general, la resistencia en serie de un diodo Schottky plano se compone de la resistencia del dedo (“finger”) R_{finger} , la resistencia de la capa buffer o resistencia de disipación $R_{\text{spreading}}$, la resistencia de la capa epitaxial superior de la unión R_{epi} , y la resistencia óhmica de contacto R_{contact} , como se indica en la ecuación III. 14.

En este trabajo, consideraremos que los diodos presentan un contacto óhmico ideal, y por ello nos centraremos en la resistencia de disipación, $R_{\text{spreading}}$ del contacto óhmico del cátodo, mientras que otros componentes de la resistencia serie de los diodos se ignorarán (es decir, se considerarán como conductores eléctricos perfectos). A continuación presentamos brevemente unas definiciones más detalladas para cada resistencia.

III.2.3.1 Resistencia epitaxial “Epilayer resistance”

La resistencia, R_{epi} , es la resistencia efectiva que surge debido a la presencia de la capa de crecimiento epitaxial. Bajo ciertas condiciones y aproximaciones [23] esta resistencia tiene la forma siguiente:

$$R_{\text{epi}}(V_j) = \frac{t_{\text{epi}} - w_d(V_j)}{Aq\mu_{n,\text{epi}}N_{D,\text{epi}}} \quad \text{III.15}$$

Siendo:

t_{epi} : espesor de la capa epitaxial

$\mu_{n,\text{epi}}$: movilidad de los electrones en la unión epitaxial

III.2.3.2 Resistencia de disipación “Buffer-layer spreading resistance”

La capa denominada “Buffer-layer” es una capa muy dopada de Arseniuro de Galio GaAs, con $N_{D,\text{buf}} > 10^{18}\text{cm}^{-3}$, que se utiliza para facilitar el flujo de corriente desde la capa epitaxial hacia el contacto óhmico del cátodo. $R_{\text{desipación}}$ es la resistencia debida a la propagación de la corriente en esta capa. Esta resistencia contribuye aproximadamente con la mitad de la resistencia serie total de los diodos en caracterización continua DC. Para un diodo con un ánodo circular se puede estimar la resistencia en la capa buffer mediante la expresión siguiente [24]:

$$R_{spreading} = \frac{1}{2Dq\mu_{n,buf}N_{d,buf}} \quad \text{III.16}$$

Siendo:

$N_{d,buf}$ concentración del dopante

$\mu_{n,buf}$ movilidad de los electrones en la capa

Esta resistencia muestra una cierta dependencia con la frecuencia, en la referencia [22] se pone en manifiesto esta dependencia de manera más detallada.

III.2.3.3 Resistencia de contacto óhmico

R_{ohmic} es la resistencia serie del contacto óhmico. El contacto óhmico del cátodo en el diodo permite el flujo de corriente entre el semiconductor y el circuito externo. Para un diodo vertical, la resistencia óhmica de contacto es una función del área del contacto óhmico, $A_{contact}$. Hay que indicar que las pérdidas por conducción en los accesos (“pad”) del diodo, procedentes, por ejemplo del efecto skin, pueden ser incluidas en la resistencia serie. En este trabajo nos centramos solamente a determinar el valor de la resistencia serie total de los diodos, puesto que es difícil obtener un valor de cada resistencia por separado (R_{epi} , $R_{spreading}$) por falta de datos físicos que dependen del proceso de fabricación de los diodos considerados, como son la concentración del dopante, movilidad de los electrones en la unión epitaxial.etc.

III.3 Frecuencia de conversión

Esencialmente todas las aplicaciones en ondas milimétricas de los diodos Schottky se basan en sus características no lineales corriente tensión I-V (o características capacidad tensión C-V en el caso de los diodos varactores), una de cuyas consecuencias es la posibilidad de realizar la conversión de frecuencia de señales. Para ilustrar esto, una versión simplificada (ecuación III.17) de la característica I/V (ecuación III.1) se utiliza para calcular la dependencia con el tiempo (pequeña señal) de la conductancia de unión cuando se aplica una señal sinusoidal $V = V_0 \cos(\omega t)$.

$$I(V_d, T) = I_s \exp\left(\frac{q(V_d - I_d R_s)}{nkT}\right) \approx I_s \exp(\alpha V) \quad \text{III.17}$$

Aquí se asume que la resistencia R_s es cero y $\alpha = q/(nkT)$. Con esta notación la conductancia de la unión es [25]:

$$g_j = \frac{1}{R_j} = \frac{\partial I_d}{\partial V_d} = \alpha I_s \exp[\alpha V_0 \cos(\omega t)] = \alpha I_d \quad \text{III.18}$$

También esta ecuación se puede expresar de la forma siguiente:

$$g_j \approx \alpha I_s \left[1 + \alpha V_0 \cos(\omega t) + \frac{(\alpha V_0)^2 \cos^2(\omega t)}{2!} + \dots \right] \quad \text{III.19}$$

El primer término dentro del paréntesis es la corriente directa (DC), que sienta la base para utilizar el diodo Schottky directamente como un detector. Los términos segundo y los siguientes se refieren a los armónicos de la señal fundamental, que hacen referencia a las aplicaciones como multiplicador de frecuencia. Del mismo modo, si dos señales con diferentes frecuencias se aplican, se generan todas las posibles productos de intermodulación ($f_{n,m} = \pm n f_1 \pm m f_2$, $n, m = [0, 1, \dots]$) y, en este caso, el diodo Schottky se podría usar también como un mezclador.

III.4 Caracterización continua (DC) de los diodos Schottky

III.4.1 Extracción de los parámetros (I-V)

En esta parte se mostrará la caracterización en continua (DC) de los diodos Schottky utilizados en este trabajo: un diodo de un único ánodo (SA Diode), un diodo Zero Bias (ZBD diode) y una configuración de diodos en antiparalelo, todos ellos operando en banda W y fabricados en la Universidad de Virginia. En la *Tabla III. 1* se muestran fotos de los diodos, con las dimensiones que proporciona el fabricante (longitudes, anchuras de los diodos y espesor del sustrato para cada diodo), [5].

Diodo (VDI)	Longitud (μm)		Ancho (μm)		Espesor sustrato (μm)	
	Valor mínimo	Valor máximo	Valor mínimo	Valor máximo	Valor mínimo	Valor máximo
	230	250	580	600	90	100
	230	250	580	600	40	55
	230	250	580	600	90	100

Tabla III. 1 Fotos y dimensiones de los diodos Schottky de Virginia (VDI)

La extracción y la optimización de los parámetros del modelo del diodo es un área de trabajo muy importante y fundamental en el modelado y la simulación de dispositivos, ya que permite una mejor comprensión de los mecanismos de transporte de portadores y además es una ayuda en los avances de los procesos tecnológicos de fabricación [26-33]. Pero con independencia de cómo sea el grado de sofisticación del modelo de un semiconductor, este modelo puede resultar inútil o al menos inexacto si el valor de uno de sus parámetros dista mucho del valor correcto. Hasta ahora, se han desarrollado varios métodos [34-39] de extracción con el fin de determinar los parámetros de los diodos Schottky. En esta parte se describen los métodos que se consideran más adecuados para la caracterización de los diodos Schottky basados en diferentes medidas y el proceso de la extracción de parámetros asistida por ordenador.

Los métodos más ampliamente utilizados para la extracción de los parámetros del diodo son las medidas de las características corriente tensión I-V. El método más sencillo para aproximar y determinar estos parámetros requiere que el diodo opere en la región lineal en la gráfica semi-logarítmica de $\ln(I_d)$ versus tensión aplicada al diodo V_d [40]. En este método, se obtiene sólo el valor de dos parámetros; el factor de idealidad n y la corriente de saturación I_s . El único inconveniente es que este análisis no proporciona buenos resultados cuando la resistencia serie R_s es grande [41]; en este caso los parámetros extraídos por este método no son fiables. En nuestro caso,

como veremos más adelante, con valores de R_s bajos, será el método más adecuado para obtener los parámetros de los diodos bajo test.

El diodo Schottky intrínseco se modela como un circuito definido por cuatro parámetros [42]: una resistencia en serie R_s , una resistencia en paralelo R_j , la corriente inversa de saturación y finalmente el factor de idealidad.

Un modelo ampliamente reconocido que tiene en cuenta los efectos de transporte de corriente en los diodos Schottky es el modelo de emisión termiónica de campo [43] en el que la ecuación simplificada generalizada de la característica I-V viene dada por:

$$I(V_d, T) = I_s \exp\left(\frac{q(V_d - I_d R_s)}{nkT}\right) \quad \text{III.20}$$

III.4.2 Extracción de corriente de saturación y del factor de idealidad

Las medidas de las características I-V en continua (DC), es el método más común para comenzar la caracterización de los diodos Schottky. La medida de la característica corriente-tensión I-V, facilitará la caracterización de las propiedades no lineales de los diodos Schottky en el caso de polarización directa. En esta parte, se realizan medidas que nos van a llevar a la obtención de los parámetros que caracterizan la unión Schottky, y determinan las propiedades de conducción de estos diodos cuando se aplica una corriente en directa, además de obtener los valores de la resistencia parasita R_s mediante los ajustes de las características corriente-tensión de las medidas en continua (DC) [44].

Basándonos en la ecuación simplificada del diodo Schottky (ecuación III.20), hemos utilizado una fuente de corriente de alta precisión controlada por tensión e inyectamos unos valores de intensidades de corriente I_d al diodo, midiendo la tensión de V_d , correspondiente [45]. La tensión del diodo viene dada por la ecuación siguiente:

$$V_d = I_d R_s + \frac{nkT}{q} \ln\left[\frac{I_d}{I_s}\right] \quad \text{III.21}$$

El voltaje interno en la barrera Schottky es igual a un voltaje aplicado menos la caída de tensión en la resistencia en serie R_s , es decir

$$V_d = V - I_d \cdot R_s \quad \text{III.22}$$

Con un bajo nivel de polarización, cuando la caída de tensión en la resistencia serie R_s es insignificante y resulta depreciable comparada con la caída de tensión en el espacio de zona de carga [45], operando en la zona de la característica corriente-tensión I-V en la que I_d es lo suficientemente pequeña, el término $I_d \cdot R_s$ de la ecuación III.21, podrá ser despreciado, con lo la tensión interna del diodo viene dada por la ecuación siguiente:

$$V_d = V = \frac{1}{\alpha} \text{Ln} \left(\frac{I_d}{I_s} \right) \quad \text{III.23}$$

Donde $\alpha = nkT/q$ es el coeficiente de curvatura del diodo. Los parámetros eléctricos de los diodos, tales como corriente de saturación inversa (I_s) y factor de idealidad n se pueden determinar directamente a partir de la característica corriente-tensión (I-V) de los diodos en representación semi-logarítmica. Se optimizarán los valores de I_s y n partiendo de los valores nominales previstos en el datasheet del dispositivo hasta que las medidas experimentales se correspondan con la característica I-V dada por la ecuación característica del diodo.

A continuación se muestra en las *Figura III. 3, 4 y 5* de las curvas típicas obtenidas de las medidas en continua (DC) de los diodos en las cuales se representan los ajustes conseguidos en función de los resultados obtenidos experimentalmente para los tres diodos estudiados:

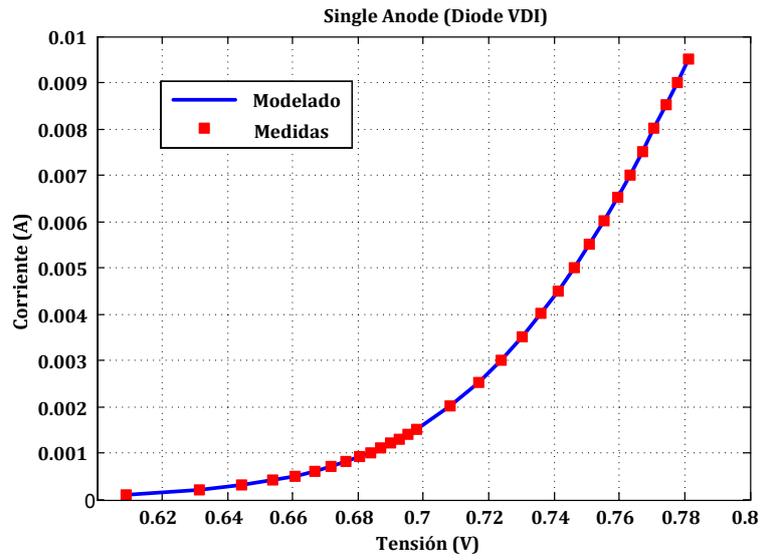


Figura III. 3 Característica corriente -tensión I-V Medida y modelada para el diodo Schottky Single Ánodo

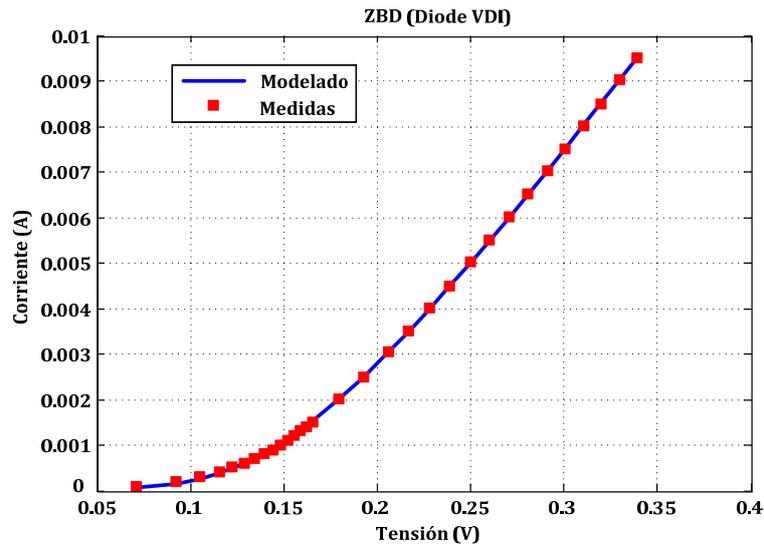


Figura III. 4 Característica corriente -tensión I-V medida y modelada para el diodo Schottky Zero Bias (ZBD)

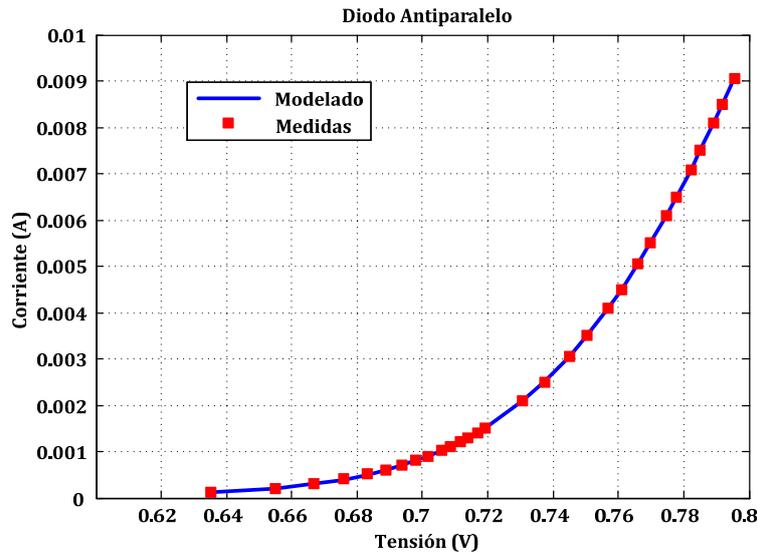


Figura III. 5 Característica corriente -tensión I-V medida y modelada para la configuración de Diodos Schottky en antiparalelo

Para realizar un ajuste eficiente se debe conseguir que el error cuadrático medio entre los resultados experimentales y los obtenidos mediante el modelo sea mínimo (ecuación III.24). De este modo nos aseguramos que ambas curvas sean lo suficientemente iguales como para afirmar que los valores de la corriente de saturación y del factor de idealidad (I_s y η), obtenidos a través del ajuste, son los propios de nuestro diodo en particular.

$$error = |I_{dm} - I_{diodo}|^2 \tag{III.24}$$

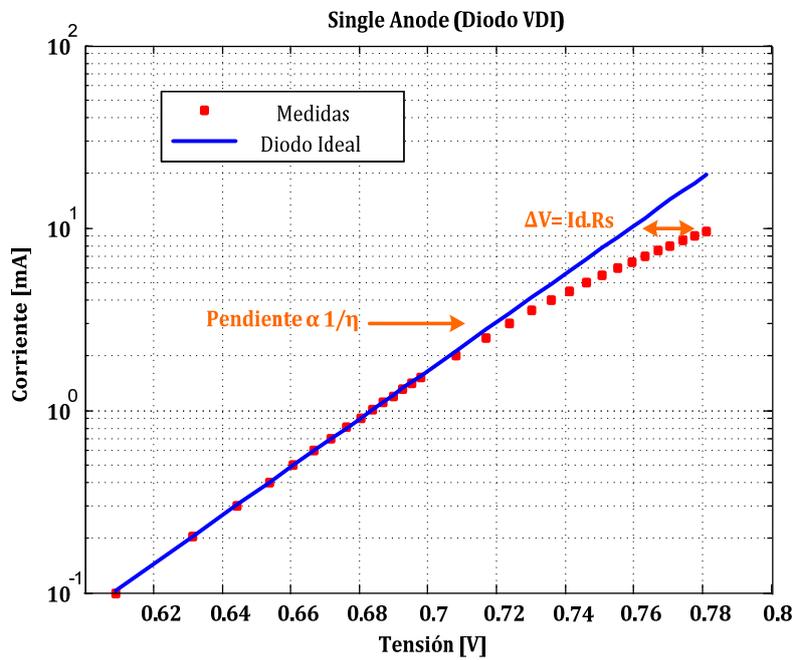
Podemos concluir, tal y como se puede ver, que hemos conseguido un ajuste óptimo y valido para todos los diodos, sobre todo en la zona del codo y en los valores finales, que se acercan mucho a los valores dados por el fabricante.

III.4.3 Extracción de la resistencia serie del diodo Schottky

La literatura disponible sobre la extracción de resistencias del diodo Schottky es amplia; un método ampliamente utilizado se centra en las medidas en continua (DC). En el caso de un diodo “ideal” la característica corriente-tensión en representación semilogarítmica tiene la forma de una línea recta, como se muestra en las gráficas de

Figura III. 6 . En unos niveles de polarización altos no se puede despreciar la caída de tensión en la resistencia serie R_s , comparada con la caída de tensión en la zona espacial de carga [44] lo que origina que la curva se desvíe de la línea recta, como se ve en las gráficas de la Figura III. 6.

La región lineal de la curva I-V en la escala logarítmica tendrá una pendiente que es inversamente proporcional al factor de idealidad, por lo que, como se ha comentado antes, a partir de dos puntos en esta región podemos determinar los valores de I_s y η .



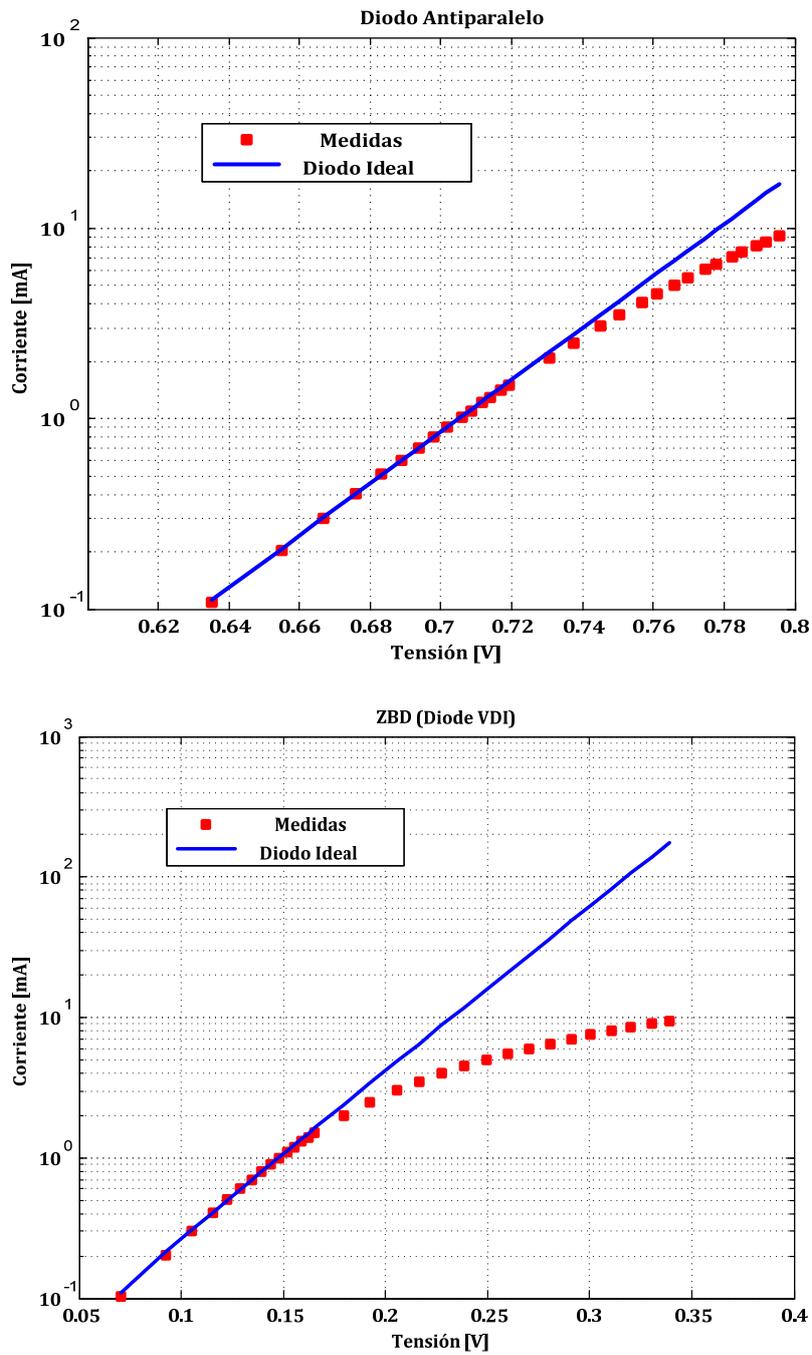


Figura III. 6 Extracción de la resistencia serie mediante la característica corriente-tensión ($I-V$) de los Diodos SA, antiparalelo, y Zero Bias en representación semilogarítmica

La desviación de las medidas con respecto a la característica ideal del diodo se observa claramente en *Figura III. 6*; esta desviación proporciona la información necesaria que permite la extracción del valor de resistencia serie. Conocido el valor de los parámetros de la unión, n e I_s , y utilizando la expresión de la tensión en los

terminales del diodo dada por la ecuación III.22, es posible calcular el valor de la resistencia serie R_s , utilizando una fuente de corriente de precisión que permite evaluar la caída de tensión interna en dicha resistencia para cada valor de tensión externa medida.

La Figura III. 7 muestra el valor de la resistencia serie obtenido en el proceso de extracción en función de la tensión V_d aplicada al diodo. La resistencia serie R_s para cada diodo se obtiene de la ecuación III.21. Con los tres diodos se observa que en caso de valores de voltajes grandes, la resistencia serie de los diodos aumenta ligeramente con el aumento de la tensión, pero se mantiene dentro de los valores límites dados por el fabricante [5].

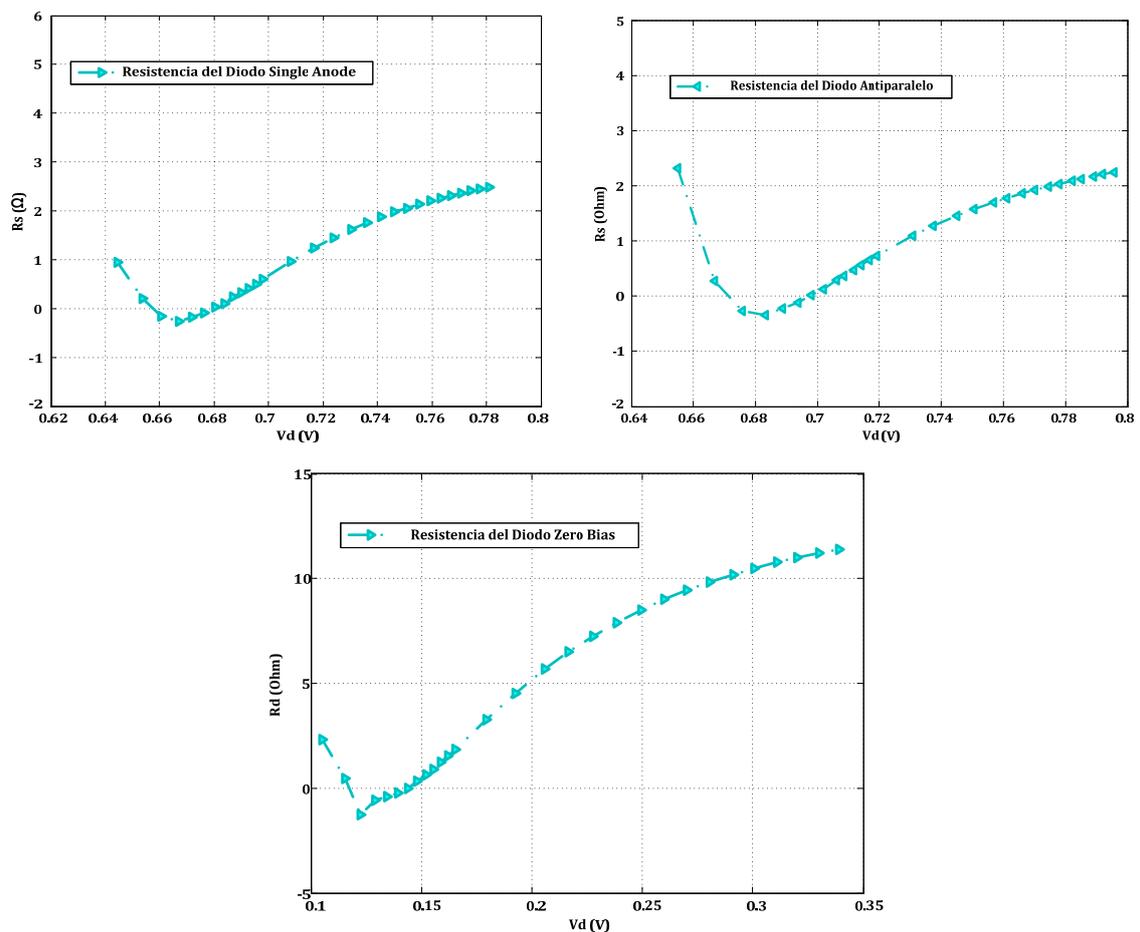


Figura III. 7 Extracción de la resistencia serie del los diodos “Single Anode” (SA), Zero Bias (ZBD) y antiparalelo, mediante medidas

Como resumen, en la *Tabla III. 2*, se muestra el valor de los parámetros de la unión de los tres diodos utilizados en la medida, así como el de la resistencia serie. Para esta se toma como valor final la media de las medidas obtenidas para valores altos de corriente inyectada o, equivalentemente, para tensión de polarización alta.

Parámetro	Tipo de diodo		
	Diodo Single ánodo	Zero Bias (ZBD)	Diodo Antiparalelo
$I_s(A)$	$9.97593 \cdot 10^{-13}$	$2.784738 \cdot 10^{-5}$	$2.77492 \cdot 10^{-14}$
n	1.28	1.3669	1.2543
$\alpha = nkT/q$ (1/V)	30.31	28.581909	31.147455
$R_s (\Omega)$	2.4429	6.4760	2.2997

Tabla III. 2 Resultados de la extracción de los parámetros de la unión de los diodos

III.4.4 Cálculo de la resistencia de vídeo del diodo

Otro parámetro importante del diodo es la resistencia de video R_v o resistencia total, que se deriva de la pendiente de la curva de la característica corriente- tensión (I-V) del diodo, y se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$R_v = \frac{\partial V_d}{\partial I_d} = R_j + R_s \tag{III.25}$$

De la ecuación característica simplificada del diodo (ecuación III.20) se puede derivar una expresión para la resistencia no lineal:

$$R_j = n \cdot \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{(I_s + I_d)} \tag{III.26}$$

Se puede aproximar la resistencia de video, R_v , por la resistencia de unión R_j para valores de corriente de polarización bajos, sin embargo, la resistencia de unión disminuye para condiciones de polarización fuerte en directa. De la ecuación III.26 se puede afirmar que la resistencia no lineal se anula cuando la corriente de polarización

aumenta provocando que la resistencia de unión R_j disminuya de manera que la resistencia de vídeo R_v tiende al valor de R_s .

En *Figura III. 8, 9 y 10* se muestran las gráficas de la resistencia de la unión R_j , en función de la corriente de polarización obtenida de la expresión III.26 y la resistencia de vídeo obtenida a partir de la medida de corriente-tensión, expresión III.25. Estas resistencias se presentan para los tres diodos bajo test. (Single ánodo, ZBD y antiparalelo).

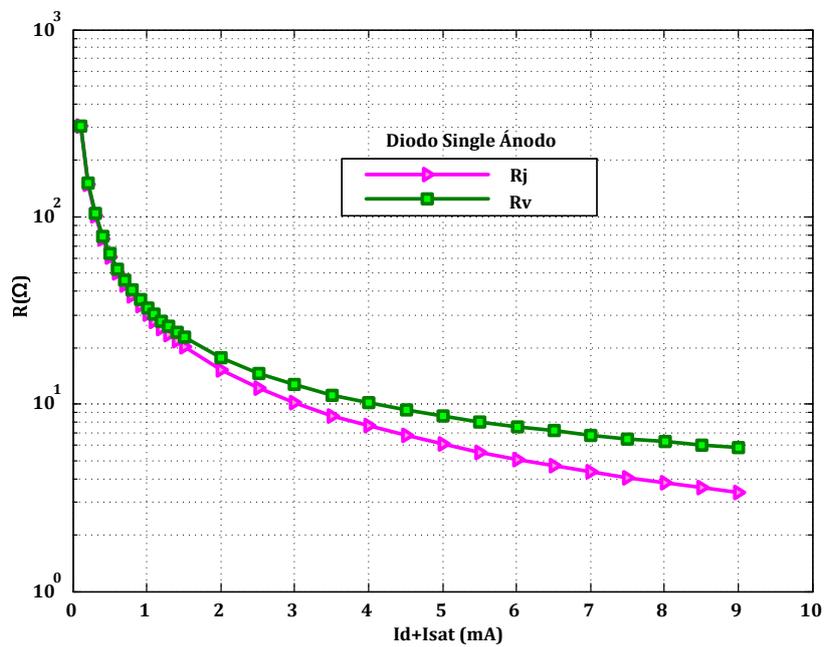


Figura III. 8 Extracción de la resistencia de la unión R_j y resistencia de vídeo R_v obtenida de la característica en continua DC para el diodo single

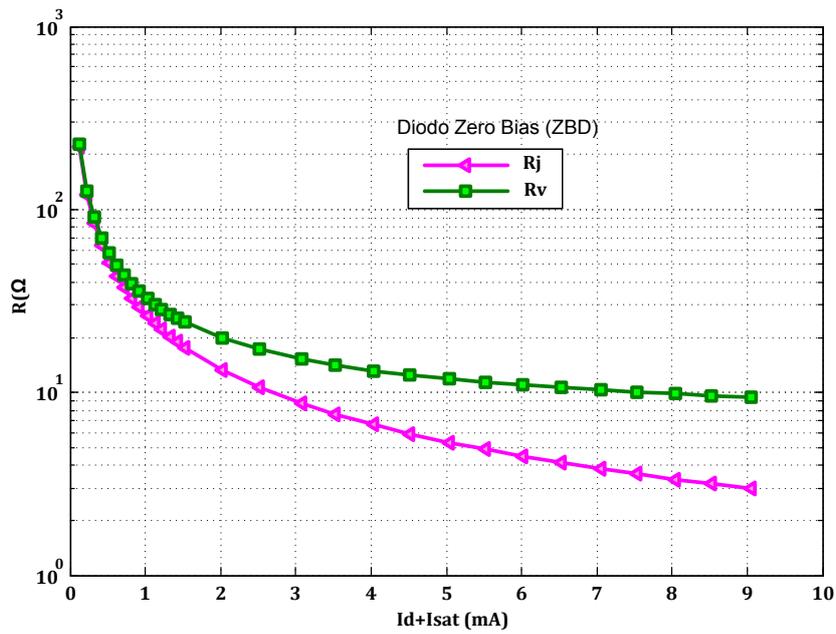


Figura III. 9 Extracción de la resistencia de la unión R_j y resistencia de vídeo R_v obtenida de la característica en continua DC para el diodo ZBD

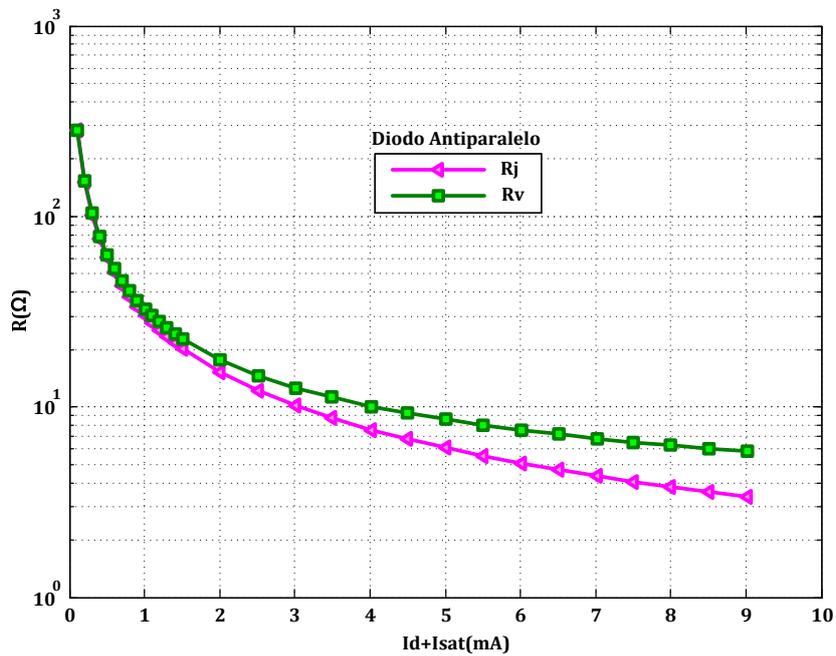


Figura III. 10 Extracción de la resistencia de la unión R_j y resistencia de vídeo R_v obtenida de la característica en continua DC para la configuración antiparalelo

III.5 Caracterización en baja frecuencia - Extracción de los parámetros (C-V)

El modelado de la unión como conductancia no lineal no es suficiente para el diseño de dispositivos basados en diodos schottky, tales como mezcladores, detectores y multiplicadores de frecuencia. La calidad de la unión fija el límite fundamental para el funcionamiento de dichos dispositivos. Con el objetivo de tener en cuenta, tanto la parte lineal como la parte no lineal y dentro de esta, la reactancia, además de la conductancia, se tiene que definir un modelo de tipo circuito eléctrico equivalente. Dicho esto, el modelo equivalente depende del tipo del diodo y también de la forma en que está montado para su medida.

Existen varias posibilidades de montaje para poder realizar la medida de un diodo Schottky planar: una de ellas consiste en montarlo utilizando transiciones coplanar -microstrip (CPW-M) y bonding con hilos de oro. Otra posibilidad consiste en montar el diodo en “flip chip”; con esta configuración se pueden evitar los parásitos introducidos por los hilos de conexión (“bonding”). En función de estas configuraciones, se deberán usar diferentes circuitos equivalente para representar el comportamiento del diodo.

La *Figura III. 11* presenta el circuito equivalente de una unión Schottky. La parte del modelo de la unión (se muestra como una caja) contiene los elementos clave de la unión del diodo que son la capacidad de la unión C_{j0} y la resistencia R_j . El circuito RC creado por la capacidad y la resistencia es un elemento clave para el funcionamiento del diodo en alta frecuencia. Este circuito contiene también los elementos extrínsecos que modelan el encapsulado del diodo, como la inductancia del dedo del Ánodo y la capacidad “pad-to-pad” además de otros elementos que presentaremos más adelante.

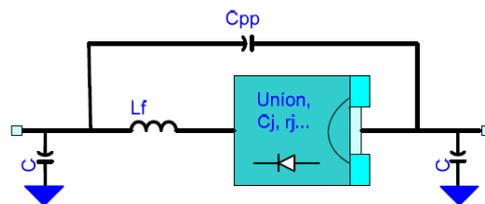


Figura III. 11 Modelo de la unión del diodo schottky

Varios métodos han sido propuestos para determinar la capacidad de la unión, la capacidad parásita y la tensión V_{bi} de un diodo Schottky [46-47-48]: mediante los cálculos teóricos [49], simulaciones físicas [50], modelado 3D electromagnético [51], [52], medidas de baja frecuencia con un analizador de impedancia [53] o con un medidor LCR [54], [55] o la extracción a partir de medidas a frecuencias de microondas [56], [57], donde de las diferentes técnicas de extracción se obtiene un valor de la capacidad total del diodo.

La capacidad total de un diodo Schottky se puede dividir principalmente en la capacidad de la unión y la capacidad parásita. Utilizando la ecuación III.11, con la forma usual para la relación capacidad-tensión y teniendo en cuenta la dependencia de la capacidad de la unión, la capacidad total se puede expresar de la forma siguiente:

$$C_{total} = C_j + C_{pp} = C_j(V) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{\left(1 - \frac{V_d}{\phi_{bi}}\right)}} + C_{pp} \quad \text{III.27}$$

En este trabajo presentamos dos técnicas para extracción de las capacidad de los diodos schottky, el primer método se basa en las medidas de la capacidad del diodo con el medidor LCR meter y la segunda a partir de las medidas en oblea de los parámetros de Scattering [S] del diodo en baja frecuencia (3 GHz hasta 10 GHz).

Los valores obtenidos de la capacidad de la unión, y la capacidad parasita junto con algunos otros parámetros de la característica capacidad-tensión (C-V), se resuelven ajustando los resultados de las medidas realizadas a la expresión de la capacidad no lineal (ecuación III.27) mediante la elaboración de un código que se basa en el método de minimización de error por mínimos cuadrados.

III.5.1 Medidas de la capacidad total del diodo mediante medidor LCR (LCR meter)

La capacidad total del diodo se midió utilizando un medidor LCR E4980A de Agilent [58]. El LCR meter tiene cuatro salidas de test (Lpot, Lcur, Hcur, Hpot), que permiten obtener capacidades y conductancias a partir de la medida de impedancia.

Además de las medidas capacidad-tensión (C-V) en una amplia gama de polarizaciones, el medidor LCR-meter es también capaz de medir la resistencia en serie y cualquier inductancia presente en el dispositivo.

La frecuencia de medida se fija en 1 MHz, la tensión de corriente en alterna 50 mV (un compromiso entre una buena relación señal-ruido y la tensión de polarización más alta posible [47]) y el intervalo de polarización de -3 a 0V. La medida se realizó en un diodo montado en “flip-chip” en la estructura de prueba mostrada en *Figura III. 12*. Los datos medidos se guardan directamente en el ordenador, y luego se analizan mediante el uso de un software externo.

Aunque los diodos discretos son generalmente conectados y medidos mediante hilos, tratándose de un diodo de muy alta frecuencia se prefieren las soldaduras en flip-chip para disminuir los elementos parásitos.

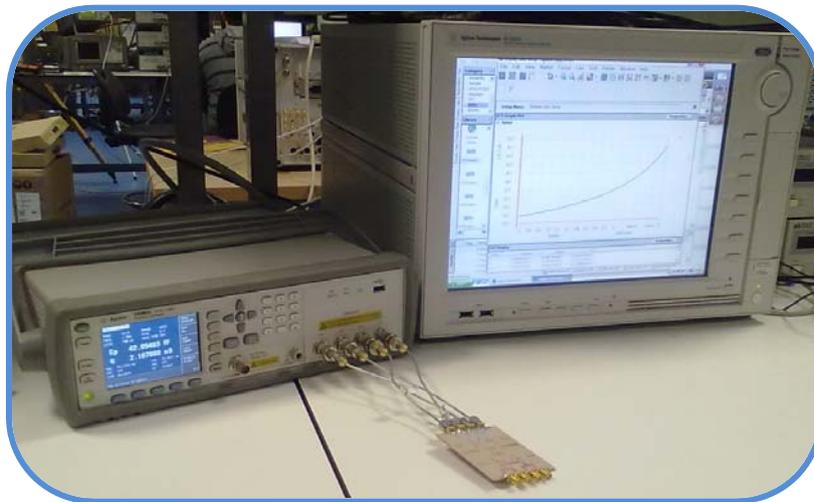
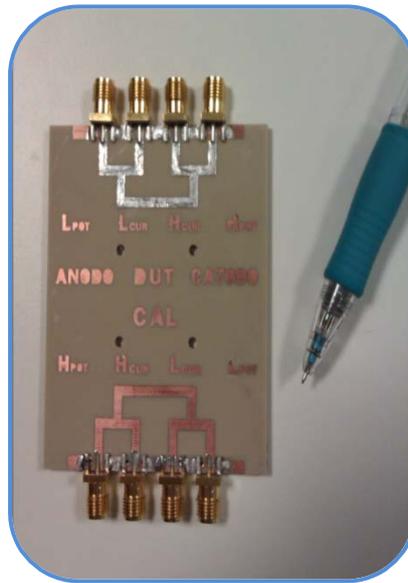


Figura III. 12 Fotografía del sistema de medida de la capacidad total del diodo

En la *Figura III. 13* se observa en detalle el diseño de la placa dónde se coloca el dispositivo bajo medida (DUT), en nuestro caso, el diodo Schottky. La placa consta de dos zonas diferenciadas: una en la que las pistas acaban en un circuito abierto (“gap”) que tiene la misma longitud del diodo y que sirve para calibrar el sistema de medida (CAL como se muestra en la parte inferior en la *Figura III. 13*) mientras que en la zona superior del sustrato se coloca el DUT para la medida.



*Figura III. 13 Placa de test-*fixture* dónde se coloca el diodo Single Ánodo (VDI) en “flip-chip” para medir las capacidades*

Con objeto de eliminar las capacidades parásitas en el proceso de medida del diodo se realizan una serie de medidas previas para diferentes puntos de polarización sobre el circuito abierto (gap) de calibración de la placa de medida. De este modo la calibración se realizó mediante la medida de la capacidad de la estructura de prueba sin colocar el diodo. Esto representa la corrección de capacidad parásita para la medida. Los resultados de este proceso de calibración se descontarán de los datos obtenidos para el diodo.

Los resultados de la medida y del modelo de la capacidad total del diodo Schottky Single Ánodo se muestran en la *Figura III. 14*. La extracción de los parámetros del modelo C_{jo} , Φ_{bi} y C_{pp} se realizó mediante el ajuste de la ecuación III.27, partiendo de unos valores iniciales típicos para este tipo de diodos y definiendo la función de error como la diferencia entre la capacidad medida y la calculada según la ecuación de la capacidad total característica del diodo.

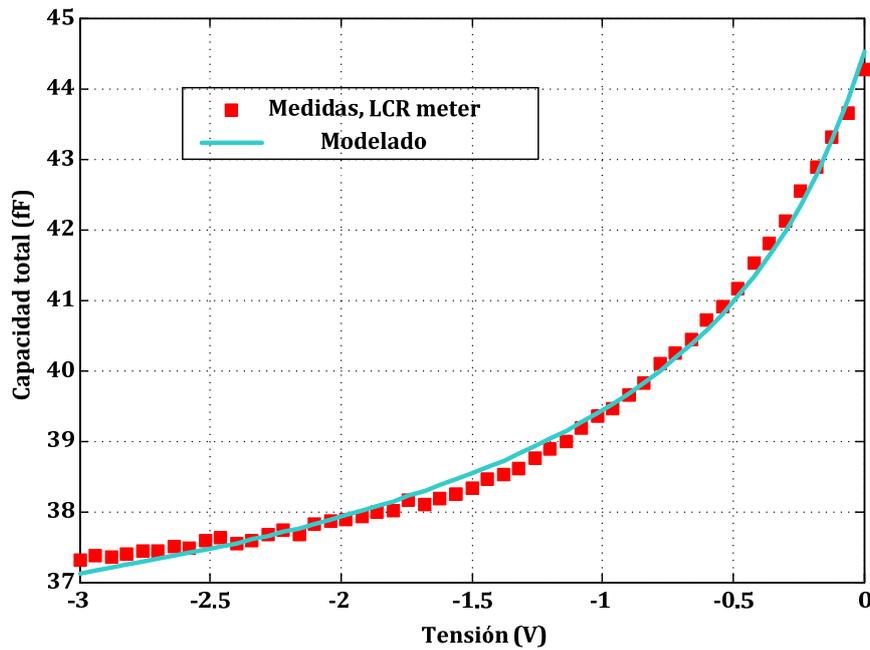


Figura III. 14 Representación de la capacidad total del Diodo Single Ánodo C-V, Medidas con LCR meter y Modelado

Cuando la tensión de polarización inversa disminuye en valor absoluto acercándose a cero, la capacidad de la unión aumenta; sin embargo, esta capacidad continúa aumentando a medida que la tensión de polarización directa aumenta por encima cero voltios hasta llegar al valor de su potencial de barrera. El ajuste de los parámetros se ha realizado mediante un programa desarrollado en Matlab™, partiendo de unos valores iniciales típicos para los parámetros buscados, y definiendo una función de error proporcional a la diferencia entre las capacidades medidas y las calculadas según la ecuación III.27, de la capacidad característica del diodo.

III.5.2 Extracción de la capacidad total del diodo mediante los parámetros [S]

En esta parte planteamos un procedimiento para la determinación de las capacidades del diodo basándonos en medidas de los parámetros de Scattering [S] del mismo a frecuencias de microondas (3 GHz hasta 10 GHz). Teniendo en cuenta el hecho de que en baja frecuencia, y cuando el diodo no está conduciendo, se puede simplificar y representar mediante un circuito equivalente formado solamente por una red en "π" de capacidades [47] Figura III. 15. La capacidad total C_T es la suma de la

capacidad de la unión C_j y la capacidad parasita del diodo C_{pp} , y dos otras pequeñas capacidades C_{m1} y C_{m2} para tener en cuenta el contacto a masa de los pad del diodo.

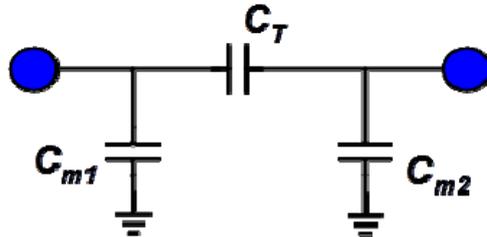


Figura III. 15 Circuito equivalente para el diodo Schottky válido en baja frecuencia y cuando la corriente que atraviesa el diodo es despreciable

En este caso la magnitud del coeficiente de transmisión S_{21} sólo depende del valor de la capacidad total del diodo, de esta forma una estimación precisa y real de la capacidad total se puede extraer mediante el ajuste del coeficiente de transmisión de las medidas de los parámetros $[S]$ como se muestra en la Figura III. 16. Este coeficiente depende principalmente de la capacidad total C_T , la relación entre C_j y C_{PP} ; los parámetros S se midieron en el rango de frecuencias de (2-50 GHz), sin embargo, para la extracción de las capacidades, solamente utilizamos la franja de frecuencias (3-10 GHz), para estar dentro de la condición de la reducción del circuito equivalente del diodo a sólo tres capacidades.

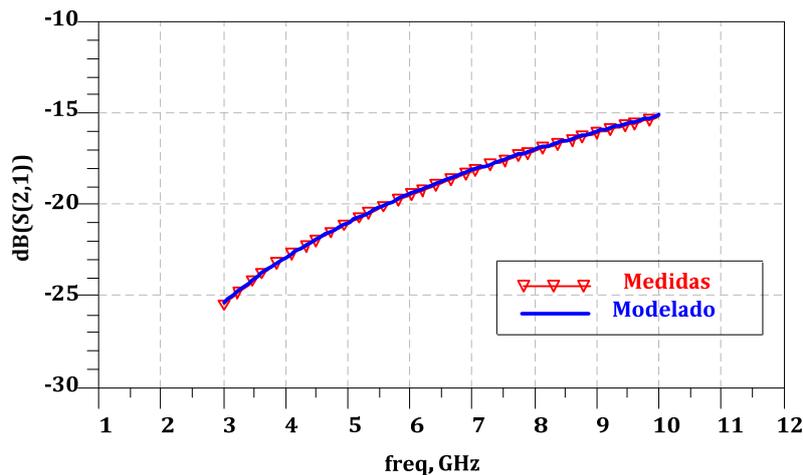


Figura III. 16 Medida y modelado del coeficiente de transmisión el diodo Schottky Single ánodo (VDI)

A continuación, en la *Figura III. 17* presentamos el resultado de la comparativa entre las medidas de la capacidad total del diodo con el LCR meter y las medidas a partir de los parámetros de Scattering del diodo en baja frecuencia (3 GHz hasta 10 GHz):

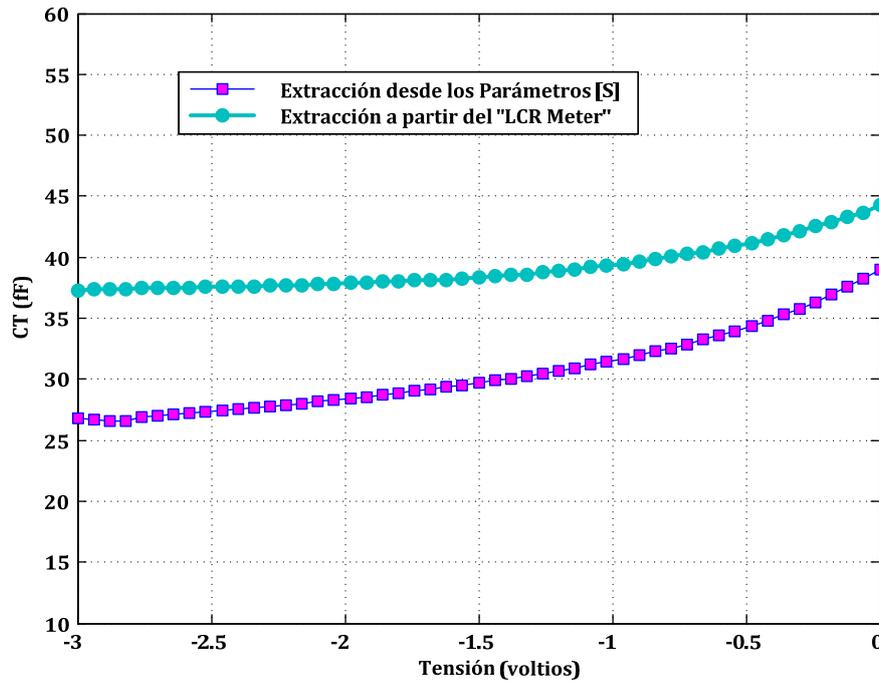


Figura III. 17 Comparación de las medidas de la Capacidad total del Diodo (C-V), del LCR meter y a partir de los parámetros de Scattering

En la *Tabla III. 3* se presentan los resultados obtenidos de los valores de los parámetros que caracterizan la capacidad no lineal del diodo utilizado mediante el LCR meter, y a partir de las medidas de los parámetros de Scattering del mismo en baja frecuencia.

Parámetro	Método-LCR meter	Método-Parámetros [S]
C_{total} (fF)	44	39
C_{j0} (fF)	13.72	24
C_p (fF)	31.24	15
Φ_{bi} (V)	0.67	0.9

Tabla III. 3. Extracción de los parámetros de la capacidad total del diodo Single Anode (SA) con LCR meter, y a partir de los parámetros [S]

Como se puede ver, la capacidad parásita obtenida del medidor LCR meter es mayor que la obtenida utilizando las medidas de los parámetros $[S]$. Esto puede ser debido al contacto del diodo con las líneas microstrip del test fixture utilizado [47-48], que puede provocar la aparición de una capacidad parásita grande y que influya y afecte a la propia medida de las capacidades del diodo. Respecto al resto de los parámetros, parece que son más fiables las medidas de las capacidades del diodo utilizando los parámetros $[S]$ dependientes del voltaje que las medidas realizadas empleando el LCR meter, puesto que con el primer método, las capacidades se miden a unas frecuencias que son mucho más cercanas a las aplicaciones reales y tienen en cuenta otros fenómenos de alta frecuencia, siendo los resultados más cercanos a los valores dados por el fabricante (Datasheet): una capacidad total 33-38 fF y una parásita de 15 fF para el caso del diodo Schottky Single ánodo.

Podemos concluir que a partir de las medidas realizadas con el medidor LCR meter de los diodos integrados, el efecto de la capacidad de la estructura de prueba no puede ser completamente separado del efecto de la capacidad parásita del diodo. En este caso, la determinación de la capacidad se debe hacer mediante el uso de los resultados de medidas de los parámetros $[S]$ con el fin de obtener un modelo exacto del diodo y que sea válido para trabajar en frecuencias de microondas y ondas milimétricas.

Tratando con dispositivos de los grupos III-V, cabe mencionar que existe también otro caso en el que los resultados de las medidas de los parámetros $[S]$ se deben utilizar para la extracción de la capacidad, que es cuando los efectos de los estados trampa perturban las medidas realizadas con el medidor LCR meter [47], puesto que la frecuencias en la que operan los estados trampa está en el rango de los cientos de KHz hasta los MHz, rango en el que miden la mayoría de los medidores LCR.

III.5.3 Resultados de la aplicación del método de los parámetros $[S]$ a los diodos de configuración Antiparalelo y Zero Bias (ZBD)

Basándonos sobre los resultados obtenidos de la comparación entre las dos técnicas para determinar los parámetros de la capacidad non lineal y la parásita del

diodo single ánodo, hemos aplicado el segundo método de los parámetros $[S]$ en baja frecuencia para el caso de las capacidades características de los diodos Antiparalelo y Zero Bias (ZBD). La *Figura III. 18*, muestra el ajuste del parámetro de transmisión S_{21} para los dos diodos en banda de frecuencias de 3-10 GHz. En La *Figura III. 19* presentamos la característica capacidad-tensión (C-V) para los diodos.

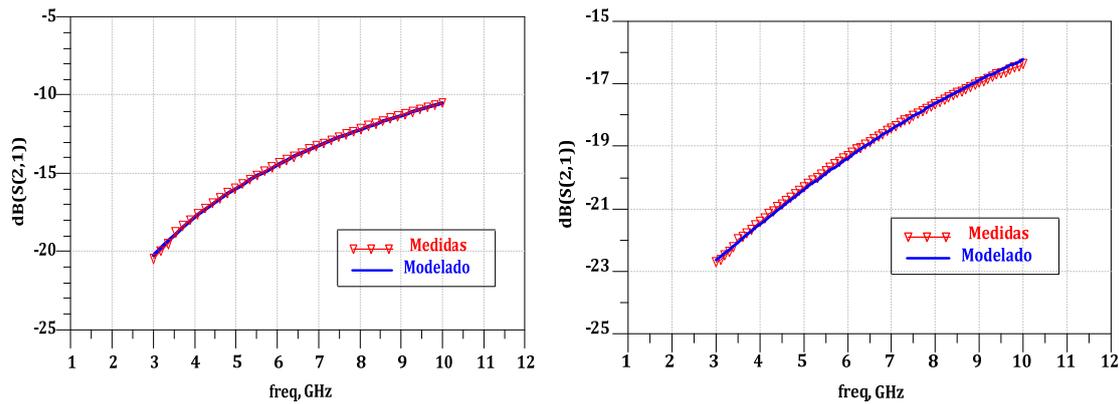


Figura III. 18 Medida y modelado del coeficiente de transmisión el diodo Schottky Antiparalelo y ZBD (VDI)

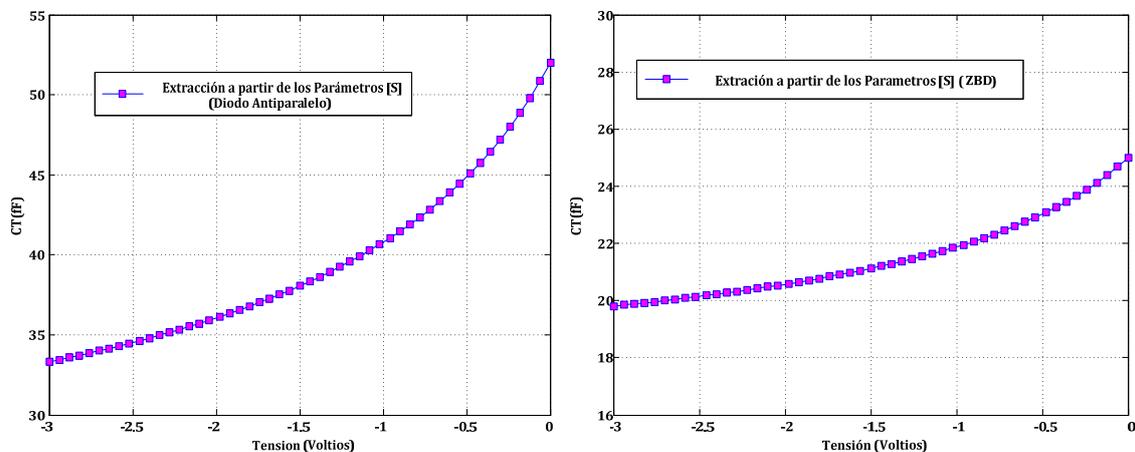


Figura III. 19 Resultado de extracción de la Capacidad total del Diodo Antiparalelo y del diodo ZBD, mediante los parámetros de Scattering [S]

Los resultados obtenidos de la extracción a partir de los parámetros $[S]$ nos ofrecen unas estimaciones más precisas de las capacidades no lineales y las parásitas de estos diodos, tanto para el caso del ZBD como el antiparalelo, además de evitar también los problemas potenciales de medidas a baja frecuencia. En la *Tabla III. 4* recopilamos los valores obtenidos.

Parámetro	Tipo de Diodo	
	ZBD	Antiparalelo
C_{total} (fF)	26	52
C_{jo} (fF)	10	16
C_{pp} (fF)	16	20
Φ_{bi} (V)	0.9	0.9

Tabla III. 4. Extracción de los parámetros de la capacidad total de los diodos ZBD y configuración antiparalelo a partir de los parámetros [S]

III.6 Conclusiones

El trabajo presentado en este capítulo se ha llevado a cabo en dos fases. La primera ha consistido en la realización de las medidas de continua de tres tipos de diodos Schottky determinados: W Band Single Anode, Zero Bias (ZBD) y finalmente una configuración de dos diodos antiparalelo de Virginia Diodes, para extraer los parámetros de la unión, obtenidos a partir de de la curva corriente tensión (I-V), con una precisión muy aceptable. También se ha presentando una técnica para la determinación de la resistencia serie del diodo, mediante medidas en régimen de continua (DC).

La segunda fase del trabajo, se centra en el estudio, aplicación y la presentación de dos técnicas para la determinación de las capacidades características de los diodos en baja frecuencias (1 MHz, LCR meter) y a frecuencias microondas (3-10GHZ) correspondientes a los diodos bajo test. Se han presentado comparaciones entre dos métodos potencialmente adecuados para la determinación de los parámetros de las capacidades de la unión de los diodos y también para determinar el valor de la capacidad parasita correspondiente a cada diodo. Como conclusión, los resultados de estas comparaciones son satisfactorios, puesto que se obtienen valores muy parecidos a los dados por el fabricante pero con un conocimiento más preciso de los dispositivos.

Con todos los resultados obtenidos, se ha estudiado la adecuación de los diodos Schottky fabricados por la Universidad de Virginia para formar parte de circuitos en frecuencias de Terahercios, viendo que el rango de sus valores capacitivos es

compatible con las aplicaciones a dichas frecuencias, lo cual era la meta principal de este trabajo.

III.7 Referencias

- [1] Rideout V. L., “A Review of the Theory, Technology and Applications of Metal-Semiconductor Rectifiers”, *Thin Solid Films*, 48, 261, 1978.
- [2] E. H. Rhoderick, "Metal-semiconductor contacts", *IEE Proc.* 129, 1, 1982.
- [3] P. de Paco, L. Pradell, A. Lázaro “Detectores a diodo para los Modelos de cualificación de los Radiómetros a 30 y 44 GHz del instrumento de baja Frecuencia de la Misión PLANK” simposium URSI, sesión española del IEEE, , (pp 86-89). Septiembre 2003.
- [4] D-Eva María Monroy Fernández “Desarrollo y Caracterización de Fotodetectores de Radiación Ultravioleta Basados en Nitruros del Grupo III” Tesis Doctoral. Madrid, Noviembre, 1999.
- [5] www.virginiadiodes.com
- [6] E. H. Rhoderick, “The physics of Schottky barriers?” *Review of Physics in Technology*, vol. 1, no. 2, p. 81, 1970.
- [7] F. A. Padovani and R. Stratton, “Field and thermionic-field emission in Schottky barriers,” *Solid-State Electron.*, vol. 9, pp. 695–707, July 1966.
- [8] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, John Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ, USA, 2007.
- [9] M. T. Faber and M. E. Adamski, “Semiconductor m-n-n+ diodes for frequency conversion at millimeter and submillimeter waves,” *Kwartalnik Elektroniki I Telekomunikacji*, vol. 41, pp. 203-255, 1995.
- [10] W. Schottky and E. Spenke, *Wiss. Veroff. Siemens-Werken* 18, 225, 1939.
- [11] H. A. Bethe, *MIT Radiation Lab. Rep.* 43-12, 1942.
- [12] C. R. Crowell and S. M. Sze, *Solid-State Electronics* 9, 1035, 1966.
- [13] E. H. Rhoderick and R. H. Williams, *Metal-Semiconductor Contacts*, Clarendon Press, Oxford, 1988.
- [14] M. T. Faber, J. Chramiec, and M. E. Adamski, *Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers*, Artech House, Norwood, MA, USA, 1995.

- [15] H. Zirath, "High-frequency noise and current-voltage characteristics of mm-wave platinum n-n+ - GaAs Schottky diodes," *J. Appl. Phys.*, vol. 60, pp. 1399-1407, Aug. 1986.
- [16] S. Adachi, *GaAs and Related Materials*, World Scientific Publishing Co., Singapore, 1999.
- [17] S. M. Sze, *Semiconductor Devices Physics and Technology*, 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [18] S. A. Maas, *Microwave Mixers*, 2nd ed., Artech House, Inc., 1993.
- [19] S. A. Maas, *Microwave Mixers*, Artech House Inc., Norwood, MA, USA, 2002.
- [20] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Artech House Inc., Norwood, MA, USA, 2003.
- [21] R. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedance," *J. Franklin Inst.*, vol. 249, pp. 57-83, Jan. 1950.
- [22] Aik Yean Tang, Jan Stake "Impact of Eddy Currents and Crowding Effects on High-Frequency Losses in Planar Schottky Diodes", *IEEE Transactions on electron Devices*, Vol. 58, No. 10, october 2011.
- [23] P. Penfield and R. P. Rafuse, *Varactor applications*. MIT Press, 1962.
- [24] T. W. Crowe, R. J. Mattauch, R. M. Weikle, and U. V. Bhapkar, "Terahertz GaAs devices and circuits for heterodyne receiver applications," *International Journal of High Speed Electronics and Systems*, vol. 6, no. 1, pp. 125-161.
- [25] Teru kiuru "Characterization, modeling, and design for applications of waveguide impedance tuners and schottky diodes at millimeter wavelengths" *Doctoral Dissertations, Aalto University publication series*, 2012.
- [26] Liou JJ, Ortiz-Conde A, García Sánchez FJ. *Analysis and Design of MOSFETs: Modeling, Simulation and Parameter Extraction of MOSFETs*. New York, USA: Kluwer Academic Publisher, 1998.
- [27] Norde H. "A modified forward I-V plot for Schottky diode with a high series resistance". *J Appl Phys*; 50-5052-3. 1979.
- [28] Bennet RJ. "Interpretation of forward bias behavior of Schottky barriers". *IEEE Trans Electron Device*; ED- 34-935-7. 1987.
- [29] Evangelou EK, Papadimitriou L, Dimitriades CA, Giakoumakis GE. Extraction Schottky diodes (and p-n junction) parameters from I-V characteristics. *Solid-St Electron*; 36-1633-5. 1993.

- [30] Ortiz-Conde A, García Sánchez FJ, Schmidt PE, Laurence Jr RJ. "Extraction of diode parameters from the integration of the forward current". Proc. of the Second International Semiconductor Device Research Symposium (Charlottesville, Virginia); 2-531-4. 1993.
- [31] Aubry V, Meyer F. Schottky diodes with high series resistance: limitations of forward I-V methods. J Appl Phys; 76-7973-84. 1994.
- [32] García Sánchez FJ, Ortiz-Conde A, Liou JJ "A parasitic series resistance-independent method for device-model parameter extraction" IEE Proc Cir Dev and Sys;143-68-70, 1996.
- [33] Lee JI, Brini J, Dimitriadis CA. Simple parameter extraction method for non-ideal Schottky barrier diode. Electronics Lett; 34-1268-9, 1998.
- [34] S.M. Sze, Physics of Semiconductor Devices, Wiley, New York, 1981.
- [35] H. J. Norde, J. Appl. Phys. 50, 5052, 1979.
- [36] S. K. Cheung, N. W. Cheung, Appl. Phys. Lett. 49, 85, 1986.
- [37] A. Ortiz-Conde, et al., Proceedings of the 22nd International Conference on Microelectronics, Niz, Serbia, 1417 May, 2000.
- [38] A. Ferhat-Hamida, et al., Solid-State Electron, 46, 615, 2002.
- [39] T. C. Banwell and A. Jayakumar, Electronics letters, 36, 291-292, 2000.
- [40] S.M. Sze, Physics of Semiconductor Devices, Wiley, New York, 1981.
- [41] Liou JJ, Ortiz-Conde A, García Sánchez FJ. Analysis and Design of MOSFETs: Modeling, Simulation and Parameter Extraction of MOSFETs. New York, USA: Kluwer Academic Publisher, 1998.
- [42] Torrey, H. C. and C. A. Whitmer, Crystal Rectifiers, MIT Radiation Lab. Series, No. 15, McGraw Hill, New York, 1948.
- [43] S. M. Sze and K. K. Ng, Physics of Semiconductor Devices, John Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ. Book, USA, 2007.
- [44] J. Michael Golio. "Microwave MESFETs and HEMTs" 1991.
- [45] T. Fernández. "Diseño de un Sistema Experimental Automático para la Caracterización DC Y Pulsada de Transistores de Alta Frecuencia". Masters Dissertation University of Cantabria. Santander. October 1991.
- [46] D.W. Palmer. "Characterisation of Semiconductors by Capacitance Methods", Growth and Characterisation of Semiconductors, 187-224, A. Hilger, 1990.

- [47] Tero Kiuru, Krista Dahlberg, Juha Mallat, and Antti V. Räisänen, Tapani Närhi” Comparison of Low-Frequency and Microwave Frequency Capacitance Determination Techniques for Mm-Wave Schottky Diodes” Manchester, UK. 10-11 October 2011.
- [48] MÄottÄonen, V. S, J. Mallat, and A. V. RÄaisÄanen, \Characterisation of European millimetre-wave planar diodes,” European Microwave Conference, 921 {924, Amsterdam, the Netherlands, Oct. 12-14, 2004.
- [49] J-M. Dieudonne, B. Adelseck, K-E. Schmegner, R. Rittmeyer, and A. Colquhoun, “Technology related design of monolithic millimeter-wave Schottky diode mixers,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 40, no. 7, pp. 1466-1474, July 1992.
- [50] D. Salameh and D. Linton, “Study of the relation between doping profile and diode CV characteristics,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, no. 4, pp. 506-509, Apr. 1999.
- [51] A. Y. Tang, V. Drakinskiy, P. Sobis, J. Vukusic, and J. Stake, “Modeling of GaAs Schottky diodes for terahertz application,” 34th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, pp. 1-2 Korea, 2009.
- [52] J. Zhang, P. V. Piironen, V. S. Möttönen, J. T. Louhi, A. O. Lehto, A. Simon, C-I. Lin, and A. V. Räisänen, “Model of a quasi-vertical planar anti-parallel Schottky diode,” International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 1998, pp. 130-133, China, 1988.
- [53] N. Tugluoglu, F. Yakuphanoglu, and S. Karadeniz, “Determination of the interface state density of the In/p-Si Schottky diode by conductance and capacitance-frequency characteristics,” Physica B, vol. 393, is. 1-2, pp. 56-60, April 2007.
- [54] C. D. Wang, C. Y. Zhu, G. Y. Zhang, J. Shen, and L. Li, “Accurate electrical characterization of forward AC behavior of real semiconductor diode: giant negative capacitance and nonlinear interfacial layer,” IEEE Trans. Electr. Devices., vol. 50, no. 4, pp. 1145-1148, Apr. 2003.
- [55] H. Xu, G. S. Schoenthal, L. Liu, Q. Xiao, J. L. Hesler, and R. M. Weikle II, “On estimating and canceling parasitic capacitance in submillimeterwave planar Schottky diodes,” IEEE Microw.Wireless Compon. Lett., vol. 19, no. 12, pp. 807-809, Dec. 2009.
- [56] P. B. Winson and S. D. Pritchett, “On-wafer GaAs Schottky diode characterization using an integrated pulse I-V/pulse S-parameter measurement system,” in Proc. ARFTG Conf., Florida, USA, Dec, pp. 36-43, 1991.
- [57] M. K. Matters-Kammerer, L. Tripodi, R. van Langevelde, J. Cumana, and R. H. Jansen, “RF Characterization of Schottky diodes in 65-nm CMOS,” IEEE Trans. Electr. Devices., vol. 57, no. 5, pp. 1063-1068, May 2003.

- [58] Agilent “E4980A Precision LCR Meter 20 Hz to 2 MHz” Setting a new standard for low frequency impedance measurements.

CAPÍTULO IV:

PROPIEDADES DE ALTA FRECUENCIA Y ESTIMACIÓN DE LOS PARÁSITOS DEL DIODO SCHOTTKY PLANAR

IV.1 Introducción

A lo largo de los últimos años de investigación sobre los diodos Schottky se han desarrollado diversos modelos del tipo circuito eléctrico equivalente. Estos modelos ayudan a predecir y optimizar el comportamiento de estos dispositivos para cada aplicación en particular. En cada caso se utiliza el modelo que más se adecue a la aplicación deseada. Cuando se modelan los diodos para aplicaciones de microondas y ondas milimétricas se considera al diodo como un dispositivo no lineal que puede trabajar en pequeña señal o en gran señal.

Un requisito fundamental para el diseño de dispositivos fiables en electrónica es tener modelos precisos de los dispositivos activos y pasivos. En general, un modelo de tipo circuito equivalente es una descripción del componente que proporciona una red circuital que representa el comportamiento medido del mismo y que se puede combinar con otros modelos circuitales. Este tipo de modelos pueden ser modelos lineales y/o no lineales, tal como se explica en el capítulo 1. En un diodo Schottky se observan comportamientos lineales y no lineales: la parte no lineal se debe a la unión metal-semiconductor, y la parte lineal da cuenta de los elementos parásitos. En esta sección se discute la caracterización de los parásitos (resistencias, inductancias y capacidades) que son una parte crítica en el proceso de modelado de diodos Schottky para aplicaciones en longitudes de onda milimétricas y submilimétricas.

Así, en la primera parte de este capítulo presentamos una visión general sobre los fenómenos y propiedades que caracterizan los diodos Schottky de alta frecuencia, seguido de un análisis centrado en los diodos planares considerados, su estructura, su topología, sus dimensiones, etc.

En la segunda parte se mostrará el resumen de un análisis cuantitativo de la estructura geométrica de los diodos considerados, en el que se presentarán y se discutirán todos los efectos parásitos, además de la dependencia existente entre estos parásitos y la geometría de los mismos. Por último, presentaremos los resultados de las estimaciones de los efectos parásitos relacionados con la estructura del diodo simple y otros parásitos relacionados con los hilos de “bonding” utilizados en el montaje de los diodos.

IV.2 Fenómenos y propiedades de alta frecuencia

El rendimiento de un diodo generalmente se degrada cuando la frecuencia de operación y / o el rango de funcionamiento de la potencia se incrementan. Hasta el día de hoy, varios fenómenos que causan la degradación del rendimiento del dispositivo, han sido identificados y estudiados, como por ejemplo los siguientes:

IV.2.1 Efecto “skin”

El efecto skin es debido a un acoplo magnético dentro de un conductor. Es decir, en las capas denominadas “epitaxial” y “buffer”. El efecto “skin” reduce el flujo de la corriente efectiva en la sección transversal a una profundidad media de la superficie para el flujo de corriente. La profundidad media para flujo de corriente es conocida como la profundidad “skin”, δ_s . Teniendo en cuenta una frecuencia de operación que es muy inferior a la frecuencia de relajación dieléctrica, la profundidad “skin” se puede estimar usando la expresión clásica siguiente:

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}} \quad \text{IV.1}$$

Siendo μ_0 es la permeabilidad del vacío, σ es la conductividad eléctrica. Para un caso en el que existe una corriente de desplazamiento importante, la profundidad de

efecto “skin” tiene que ser calculada a partir de la parte real de la constante de propagación.

IV.2.2 Dependencia de la resistencia serie con la frecuencia

En el funcionamiento en alta frecuencia, las propiedades de los materiales tienen una influencia significativa en el rendimiento del diodo. Además de eso, varios estudios muestran que un aumento en la resistencia serie de alta frecuencia está relacionada con el efecto denominado inercia de portadores “carrier inertia” [1], con la corriente de desplazamiento, y también con el efecto “skin” [2-3] [4]. Una consideración que no existe en los modelos tradicionales es la influencia del efecto “skin” en la resistencia serie [5]. Como consecuencia de ello, en alta frecuencia el modelo de la resistencia serie, tiene que pasar de modelo sencillo a un modelo complejo de impedancia en serie, Z_s . La *Figura IV. 1* muestra la transformación del modelo de la resistencia serie del diodo de baja a alta frecuencia. La impedancia serie de alta frecuencia se puede escribir como [5]:

$$Z_s = Z_{skin} + Z_{bulk} \tag{IV.2}$$

Siendo Z_{skin} la impedancia del efecto “skin”, Z_{bulk} es la impedancia del material (representa una dependencia con la frecuencia).

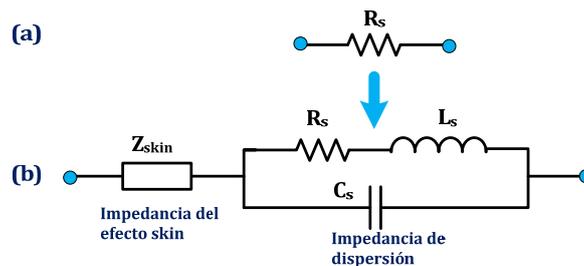


Figura IV. 1 Modelos de la Resistencia serie en régimen, (a) baja, (b) alta frecuencia

IV.2.3 Dependencia de la potencia con la temperatura de funcionamiento

Como consecuencia de un exceso de temperatura en la zona de unión, se producen la modificación de los parámetros eléctricos de los diodos, tales como la movilidad de los electrones y la tensión térmica ($V_T=kT/q$) así como cambios en el

mecanismo de transporte de corriente de la emisión termoiónica. La relación entre el aumento de la de la temperatura y la movilidad de los electrones causa un aumento de la resistencia serie, como consecuencia la aparición de pérdidas adicionales. Es posible utilizar un modelo de movilidad empírica presentado por Sotoodeh en [6] para examinar el efecto de la temperatura sobre la resistencia serie. La dependencia con la temperatura de la tensión térmica y de la corriente del diodo se describen de la forma siguiente respectivamente:

$$V_T(T) \propto T \quad \text{IV.3}$$

$$I_d(T) \propto T^2 \exp\left(\frac{-\phi_{bi}}{V_T}\right) \exp\left(\frac{V_d}{V_T}\right) \quad \text{IV.4}$$

Además de la degradación del rendimiento, los efectos térmicos también influyen sobre la fiabilidad de los diodos. Esto puede causar problemas graves, como su agotamiento. Por lo tanto, la gestión térmica de un diodo es un factor muy delicado y debe tenerse en consideración durante el diseño y la fabricación tanto del diodo como del sistema donde se va a emplear.

IV.2.4 Corriente de saturación (frecuencia/potencia)

La corriente dominante a través de la unión del diodo en modo varactor, es la corriente de desplazamiento, i_d . Esta corriente depende tanto de la frecuencia como de la potencia de la señal aplicada, como se expresa en la ecuación siguiente:

$$i_d(t) = Cj(t) \cdot \frac{dV_d(t)}{dt} \quad \text{IV.5}$$

En el funcionamiento de un diodo normal, la corriente de desplazamiento en la unión $i_d(t)$ debe ser compatible con la corriente de conducción $i_e(t)$ en la capa “epitaxial”, sin embargo la corriente en esta capa está limitada por los fenómenos de saturación de la velocidad de los electrones. A medida que la corriente de desplazamiento se incrementa por encima de la velocidad de saturación de la corriente, $i_{e,sat}$, la limitación de la corriente podría ser modelada como un aumento de la resistencia serie en la capa epitaxial [7].

$$i_{\max} = i_{e,sat} = N_{D,epi} \cdot V_{e,sat} \cdot q \cdot A_d \tag{IV.6}$$

Siendo V_e es la velocidad de los electrones, $N_{D,epi}$ concentración de dopado, A_d Área de sección transversal de la interfase metal/semiconductor

IV.3 Modelado de los Diodos Schottky

IV.3.1 Modelado de la unión Schottky

La forma más común de modelar la unión es una combinación en paralelo de una resistencia no lineal y una capacidad no lineal. El típico modelo circuital equivalente de la unión se muestra en la *Figura IV. 2*, a partir del esquema (b); este muestra las dos resistencias: la resistencia de unión, $R_j(V_j)$, y la resistencia del contacto óhmico R_s , que representa la resistencia total desde la capa del semiconductor denominada “epitaxial” hasta el contacto óhmico del cátodo. Una convención estándar es incluir la resistencia serie R_s en este modelo, a pesar de que generalmente se considera un parámetro constante. La razón de esto es que una parte importante de la resistencia en serie es causada por la capa “epitaxial” y que esta última forma parte de la unión.

La región de depleción genera la capacidad no lineal antes mencionada, denominada capacidad de la unión $C_j(V_j)$, en paralelo con la resistencia no lineal que modela la corriente que circula a través de la unión. A estos elementos se añadirán una inductancia serie y una capacidad paralela que representarán los efectos parásitos de la estructura plana del diodo.

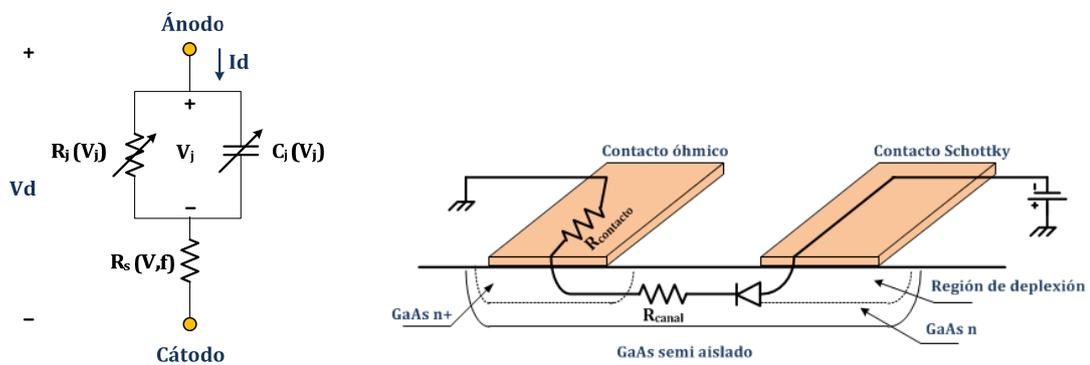


Figura IV. 2 Un típico diodo Schottky: (a) Esquema físico de un diodo planar (modelo circuital equivalente), (b) Vista simplificada en transversal

Las características corriente tensión (I-V) y capacidad tensión (C-V) de los modelos de la unión utilizados en los simuladores típicos de circuitos siguen aquellas dadas en el capítulo III por (ecuación III.1) y (ecuación III.11), aunque los modelos que utilizan los simuladores de circuitos comerciales pueden contener decenas de parámetros. Un gran número de publicaciones se han concentrado en la investigación teórica de la unión Schottky, tales como [8-9] y [10-11]. Recientemente, la física basada en el modelado de la unión rectificadora, teniendo en cuenta los diversos efectos físicos presentes, ha proporcionado resultados valiosos, verificados experimentalmente [12-13].

IV.3.2 Estructura física del diodo Schottky planar

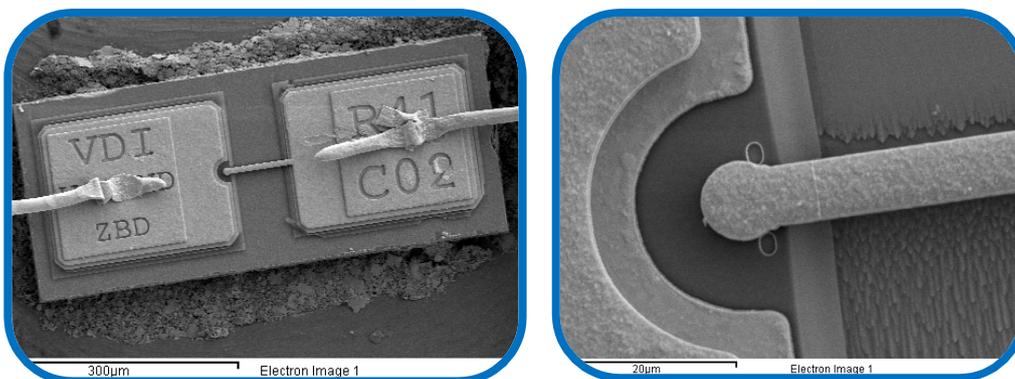
IV.3.2.1 Análisis cuantitativo de las capas de los diodos planares

Basándonos en la estructura física del diodo, y para obtener los valores iniciales de los parásitos del modelo del mismo, se ha querido hacer un modelado electromagnético que simule los efectos de la estructura del diodo para luego poder utilizarlo en los estudios de este capítulo y posteriores para llevar a cabo la caracterización y el modelado de estos diodos. Con este motivo, en primer lugar vamos a presentar un análisis de los diodos utilizados en este trabajo partiendo de los datos obtenidos con un microscopio electrónico *Figura IV. 3* (realizado en el departamento LADICIM: Laboratorios de la División de Ciencia y Ingeniería de los Materiales en la Universidad de Cantabria), Scanning Electron Microscopy (SEM), “JEOL JSM-5800LV, scanning microscope” [14]. Este instrumento permite la observación y caracterización y también el análisis superficial de materiales inorgánicos y orgánicos, entregando información morfológica y espectroscópica del material analizado. Nuestro interés es analizar y caracterizar las capas de los materiales y semiconductores que forman los diodos Schottky considerados y también obtener fotos de los mismos que nos sirvan para medir con más precisión las dimensiones de estos diodos de cara a su simulación electromagnética numérica. En la foto *Figura IV. 3* se muestra una captura de la pantalla durante el análisis de la capas de la configuración de dos diodos en Antiparalelo.



*Figura IV. 3 Set-up de medidas con microscopio electrónico (SEM)
(Análisis de la configuración de diodos en antiparalelo (VDI). realizado en el departamento
LADICIM*

Los diodos que se utilizarán en este proyecto son diodos fabricados en la universidad de Virginia (VDI Diode). Como hemos mencionado anteriormente, se han estudiado tres tipos de diodos Schottky, un diodo single ánodo, un Zero Bias (ZBD), y un conjunto de dos diodos en configuración antiparalelo. En la *Figura IV. 4* se presenta la estructura del diodo Zero Bias (ZBD).



*Figura IV. 4 (a). Vista general del diodo (ZBD) con microscopio electrónico (SEM)
(b). Detalle del ánodo del diodo Schottky (ZBD)*

A continuación presentamos dos tablas (Tabla IV. 1, Tabla IV. 2) que muestran los resultados del análisis de las capas que forman los diodos Schottky de Virginia (VDI Diode). Para llevar a cabo este análisis, se coloca el diodo (o la placa donde está

montado el diodo) con una masilla especial como se muestra en la *Figura IV. 5*, durante el tiempo necesario para hacer un análisis de una capa (60 segundos).

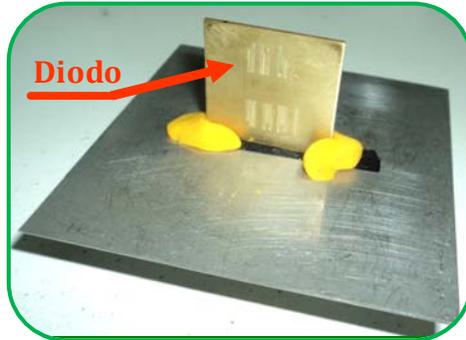


Figura IV. 5 Foto de la placa de los diodos pegada para hacer análisis de las capas de los diodos

Diodo Single ánodo	Espectrógrafo	Valores del Análisis Cuantitativo	Análisis cuantitativo																					
		<table border="1"> <thead> <tr> <th>Element</th> <th>Weight%</th> <th>Atomic%</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Si K</td> <td>1.42</td> <td>3.62</td> </tr> <tr> <td>Cu L</td> <td>2.37</td> <td>2.67</td> </tr> <tr> <td>Ga L</td> <td>42.64</td> <td>43.65</td> </tr> <tr> <td>As L</td> <td>50.26</td> <td>47.88</td> </tr> <tr> <td>Ag L</td> <td>3.31</td> <td>2.19</td> </tr> <tr> <td>Totals</td> <td>100.00</td> <td></td> </tr> </tbody> </table>	Element	Weight%	Atomic%	Si K	1.42	3.62	Cu L	2.37	2.67	Ga L	42.64	43.65	As L	50.26	47.88	Ag L	3.31	2.19	Totals	100.00		<p>Quantitative results</p>
Element	Weight%	Atomic%																						
Si K	1.42	3.62																						
Cu L	2.37	2.67																						
Ga L	42.64	43.65																						
As L	50.26	47.88																						
Ag L	3.31	2.19																						
Totals	100.00																							
		<table border="1"> <thead> <tr> <th>Element</th> <th>Weight%</th> <th>Atomic%</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Si K</td> <td>2.12</td> <td>5.29</td> </tr> <tr> <td>Cu L</td> <td>1.63</td> <td>1.79</td> </tr> <tr> <td>Ga L</td> <td>43.09</td> <td>43.26</td> </tr> <tr> <td>As L</td> <td>53.16</td> <td>49.66</td> </tr> <tr> <td>Totals</td> <td>100.00</td> <td></td> </tr> </tbody> </table>	Element	Weight%	Atomic%	Si K	2.12	5.29	Cu L	1.63	1.79	Ga L	43.09	43.26	As L	53.16	49.66	Totals	100.00		<p>Quantitative results</p>			
Element	Weight%	Atomic%																						
Si K	2.12	5.29																						
Cu L	1.63	1.79																						
Ga L	43.09	43.26																						
As L	53.16	49.66																						
Totals	100.00																							
		<table border="1"> <thead> <tr> <th>Element</th> <th>Weight%</th> <th>Atomic%</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Au M</td> <td>100.00</td> <td>100.00</td> </tr> <tr> <td>Totals</td> <td>100.00</td> <td></td> </tr> </tbody> </table>	Element	Weight%	Atomic%	Au M	100.00	100.00	Totals	100.00		<p>Quantitative results</p>												
Element	Weight%	Atomic%																						
Au M	100.00	100.00																						
Totals	100.00																							

Tabla IV. 1 Representación del espectrógrafo y del análisis cuantitativo del diodo Schottky Single Ánodo

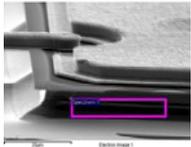
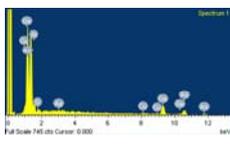
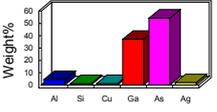
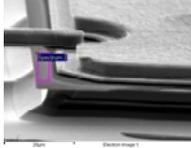
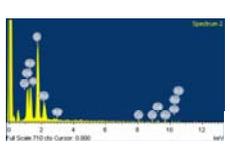
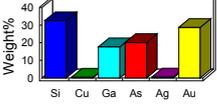
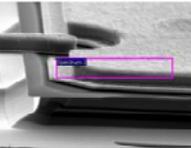
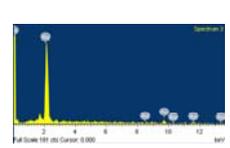
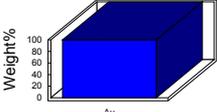
Diodos configuración Antiparalelo	Espectrógrafo	Valores del Análisis Cuantitativo	Análisis Cuantitativo																								
		<table border="1"> <thead> <tr> <th>Element</th> <th>Weight%</th> <th>Atomic%</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>Al K</td><td>4.49</td><td>11.12</td></tr> <tr><td>Si K</td><td>1.04</td><td>2.48</td></tr> <tr><td>Cu L</td><td>1.29</td><td>1.36</td></tr> <tr><td>Ga L</td><td>37.01</td><td>35.48</td></tr> <tr><td>As L</td><td>54.21</td><td>48.35</td></tr> <tr><td>Ag L</td><td>1.95</td><td>1.21</td></tr> <tr><td>Totals</td><td>100.00</td><td></td></tr> </tbody> </table>	Element	Weight%	Atomic%	Al K	4.49	11.12	Si K	1.04	2.48	Cu L	1.29	1.36	Ga L	37.01	35.48	As L	54.21	48.35	Ag L	1.95	1.21	Totals	100.00		<p>Quantitative results</p> 
Element	Weight%	Atomic%																									
Al K	4.49	11.12																									
Si K	1.04	2.48																									
Cu L	1.29	1.36																									
Ga L	37.01	35.48																									
As L	54.21	48.35																									
Ag L	1.95	1.21																									
Totals	100.00																										
		<table border="1"> <thead> <tr> <th>Element</th> <th>Weight%</th> <th>Atomic%</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>Si K</td><td>32.51</td><td>63.01</td></tr> <tr><td>Cu L</td><td>0.41</td><td>0.35</td></tr> <tr><td>Ga L</td><td>17.63</td><td>13.77</td></tr> <tr><td>As L</td><td>20.16</td><td>14.65</td></tr> <tr><td>Ag L</td><td>0.58</td><td>0.29</td></tr> <tr><td>Au M</td><td>28.71</td><td>7.93</td></tr> <tr><td>Totals</td><td>100.00</td><td></td></tr> </tbody> </table>	Element	Weight%	Atomic%	Si K	32.51	63.01	Cu L	0.41	0.35	Ga L	17.63	13.77	As L	20.16	14.65	Ag L	0.58	0.29	Au M	28.71	7.93	Totals	100.00		<p>Quantitative results</p> 
Element	Weight%	Atomic%																									
Si K	32.51	63.01																									
Cu L	0.41	0.35																									
Ga L	17.63	13.77																									
As L	20.16	14.65																									
Ag L	0.58	0.29																									
Au M	28.71	7.93																									
Totals	100.00																										
		<table border="1"> <thead> <tr> <th>Element</th> <th>Weight%</th> <th>Atomic%</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>Au M</td><td>100.00</td><td>100.00</td></tr> <tr><td>Totals</td><td>100.00</td><td></td></tr> </tbody> </table>	Element	Weight%	Atomic%	Au M	100.00	100.00	Totals	100.00		<p>Quantitative results</p> 															
Element	Weight%	Atomic%																									
Au M	100.00	100.00																									
Totals	100.00																										

Tabla IV. 2 Representación del espectrógrafo y del análisis cuantitativo de dos diodos en configuración Antiparalelo

Hemos realizado un análisis de las tres capas del diodo empezando por la capa inferior (sustrato). Como se muestra en los resultados del análisis, es una capa formada por dos materiales: Arsénico y Galio, lo que nos asegura de que los diodos son de “GaAs” como se ha comentado anteriormente; a continuación se ha hecho el análisis de la segunda capa y, como demuestra el análisis, es también es una capa de GaAs pero con diferentes porcentajes de los materiales lo que significa que el dopado de esta capa es diferente que la interior. Además se puede ver la aparición o la detección de otro material, el silicio (Si), esto es debido a la mezcla del material de la capa analizada con la capa que existe justo arriba y como resulta difícil seleccionar esta capa por causa de su pequeño espesor, suponemos, basados en referencias de otro diodos de Virginia [15] que es un material aislante SiO₂. Y finalmente las tres últimas capas son 100 % oro.

Basándonos en el análisis de la capas del diodo, podemos determinar la estructura aproximada de las capas que forman los diodos Schottky de Virginia (VDI Diode) como se puede ver en la Figura IV. 6. Se puede apreciar que hay tres capas metálicas de

oro sobre una capa de SiO₂ aislado. El contacto Schottky se genera a través de un contacto pasante “vía” en la capa de SiO₂ que permite el contacto entre la primera capa del metal y la capa del Arseniuro de Galio (GaAs). A todos los materiales dieléctricos se les suponen pérdidas siendo las constantes dieléctricas: $\epsilon_{\text{GaAs}} = 12.9$ y $\epsilon_{\text{SiO}_2} = 4$.

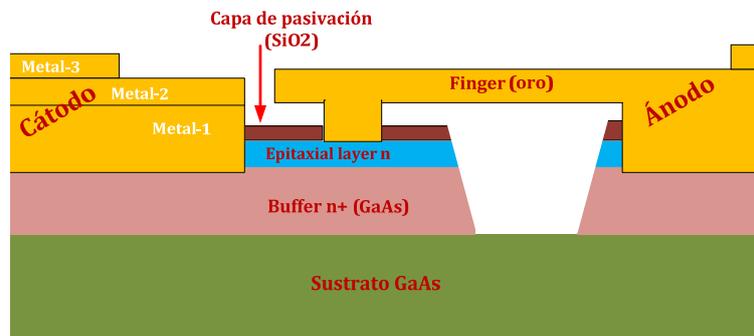


Figura IV. 6 Estructura aproximada por capas de los diodos Schottky de Virginia (VDI)

Capas del Diodo	Metal-1	Metal-2	Metal-3	SiO ₂	Capa “Epitaxial”	Capa “Buffer”	Sustrato	Dedo “Finger”
Espesor Capa (µm)	0.25	3.74	2.4	1.05	3	2.98	81	3.88

Tabla IV. 3 Espesor de las capas del diodo Single ánodo

La Figura IV. 7 y las tablas (Tabla IV. 3, Tabla IV. 4), muestran los tamaños de los diferentes parámetros del diodo single ánodo y más tarde se tendrán en cuenta a la hora de montar el diodo para medirlo utilizando conexiones de tipo “bonding” con hilo de oro, o para montarle en “flip-chip” y también a la hora diseñar el diodo en HFSS para obtener la aproximación de los valores necesarios de sus parásitos tales como la inductancia del dedo “finger” y la capacidad entre los contactos “pad” del diodo C_{pp}..etc.

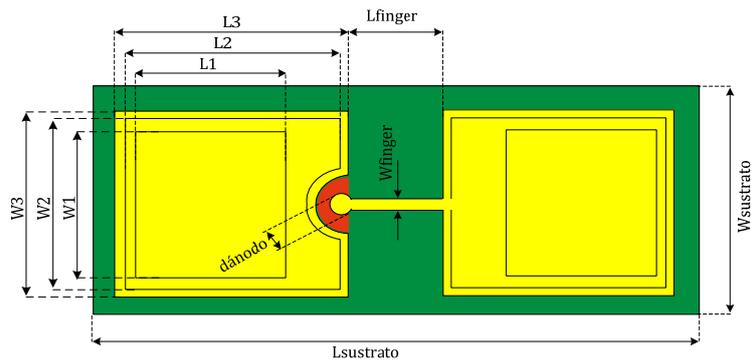


Figura IV. 7 Cotas del diodo Single Ánodo

Parámetro	L_1	L_2	L_3	W_1	W_2	W_3	L_{sust}	W_{sust}	L_{dedo}	W_{dedo}	$D_{ánodo}$
Dimensiones (μm)	145.2	194.5	220	145.2	158.9	186	570	240	70	6	8

Tabla IV. 4 Dimensiones del diodo Single Ánodo de (VDI)

IV.3.2.2 Dependencia de los parásitos con la geometría del diodo

En la etapa del desarrollo de los diodos Schottky, se estudiaron varias configuraciones planares, es decir, se investigaron varios factores como la estructura del diodo “mesa”, el proceso de bombardeo de los protones en el diodo (este proceso se utiliza para confinar el área de la región activa) y también de la superficie del canal del diodo [16-17]. La investigación llegó a la conclusión de que la capacidad parásita mínima se puede determinar optimizando la superficie del canal del diodo planar. Por lo tanto, la tecnología plana de los diodos Schottky se ha desarrollado y optimizado sobre la base de la forma de la superficie del canal del diodo, como se muestra en la Figura IV. 8.

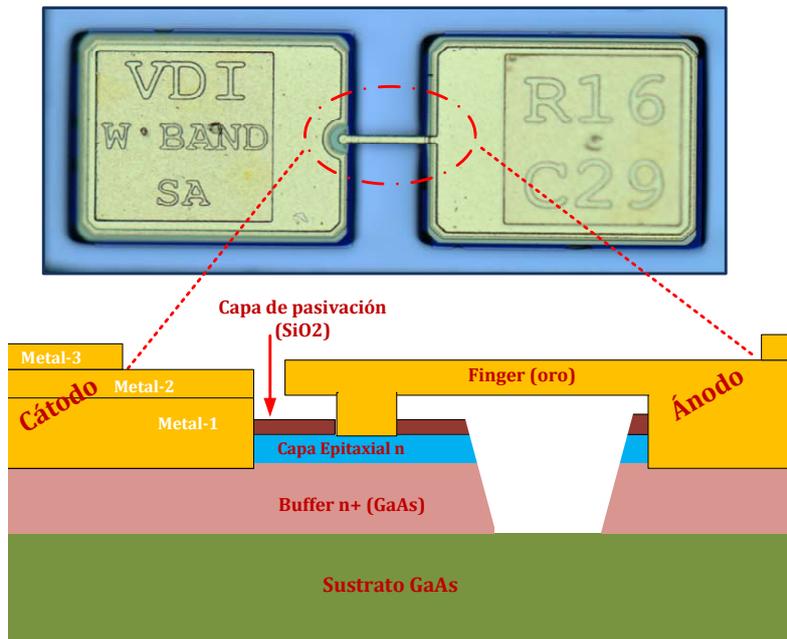


Figura IV. 8 Aproximación de la estructura del diodo Schottky planar, mediante el análisis (SEM)

El contacto del ánodo se forma mediante el depósito de un contacto de metal en la capa epitaxial con bajo dopado de n-GaAs. El contacto óhmico se forma a una distancia de unos pocos micrómetros desde el contacto del ánodo, mediante ataque químico a través de la capa epitaxial a la capa con dopado alto denominada “buffer”.

Por otro lado, una conexión metálica estrecha está formada a través de la superficie del canal para dirigir el camino del ánodo Schottky hacia el “pad” del cátodo. Esta conexión metálica estrecha se conoce como dedo “finger”. El material bajo el “finger” (GaAs) se elimina con el fin de mejorar el aislamiento entre los “pads” del ánodo y del cátodo y también para minimizar los parásitos del diodo. El sustrato de Arseniuro de Galio (GaAs) sirve como estructura de soporte para el diodo, mientras que el dióxido de silicio (SiO₂) se utiliza para pasivar la superficie superior del semiconductor. Hasta el momento, la literatura más relevante acerca de la tecnología de la fabricación de los diodos planares está disponible en las referencias siguientes [16, 18, 19, 20, 21-25].

Las limitaciones en la respuesta de frecuencia de los diodos planos y las pérdidas de conversión son debidas a la disipación de potencia y los acoplamientos por causa de los efectos parásitos alrededor de los diodos. A continuación, en la *Figura IV. 9*, se presenta una sección transversal del diodo que justifica el modelo típico [26]-[37] de los parásitos del diodo Schottky.

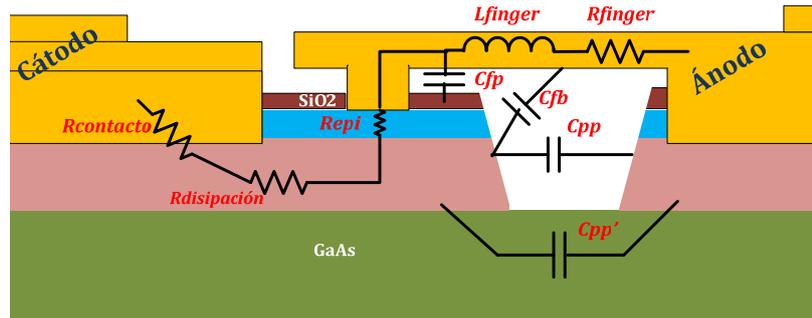


Figura IV. 9 Sección transversal del diodo Schottky planar que indica los elementos circuitales que representan los efectos parásitos del diodo

Las pérdidas debidas al efecto Joule se modelan como resistencias parásitas. La resistencia parásita en serie de un diodo plano se compone de la resistencia del “finger”: R_{finger} , la resistencia de la capa “epitaxial”: R_{epi} , la resistencia de la capa “Buffer”: $R_{spreading}$ y, finalmente, la resistencia del contacto óhmico: $R_{contacto}$, como se aprecia en la *Figura IV. 9*.

El acoplamiento electromagnético de la estructura plana se modela como elementos parásitos capacitivos e inductivos [16], [27], [17], [28], [37]. La capacidad y la inductancia parásita que representan los acoplamientos electromagnéticos tienen una dependencia directa con los materiales y geometría del componente. El efecto parásito que existe entre el ánodo y el “pad” del cátodo está representado por la capacidad, C_{pp} , tal y como puede escribirse en la expresión siguiente (ecuación IV.7):

$$C_{pp} = C_{pp}^{aire} + C_{pp}^{sustrato} \tag{IV.7}$$

Puesto que el acoplamiento entre los “pad” del diodo pasa a través finger y del sustrato, la capacidad C_{pp} depende de la distancia entre los “pad”, de la altura de la estructura “mesa”, así como del espesor y de la permitividad del sustrato.

Por otro lado, el acoplo eléctrico entre el finger y la parte superior de la estructura del diodo, se modela como la capacidad entre del finger y el “pad” del cátodo, C_{fp} , mientras que entre el finger y la capa buffer se representa con la capacidad, C_{fb} . En este caso, todas estas capacidades parásitas son dependientes de la distancia entre el finger y la parte superior de la estructura “mesa” del diodo.

Generalmente, la capacidad parasita total, C_p total, de un diodo planar se calcula como la suma de todas esas capacidades parásitas antes definidas, como se puede ver en la expresión siguiente (ecuación IV.8):

$$C_p^{\text{total}} = C_{pp} + C_{fp} + C_{fb} \quad \text{IV.8}$$

Desde la perspectiva de acoplo magnético, una inductancia de “finger”, “ L_f ”, se utiliza para modelar la corriente auto-inducida en el mismo. Por otro lado, existe la posibilidad de la aparición del efecto skin y de otros efectos cerca de la unión, debidos al acoplo magnético que puede existir entre el “finger” y la capa dopada del Arseniuro de Galio $n^+\text{GaAs}$. Desde el punto de vista de la topología, como se puede ver en la *Figura IV. 9*, las capacidades parásitas del diodo se colocan en paralelo y la inductancia parásita en serie con la resistencia del diodo y la capacidad de la unión intrínseca del diodo.

En general, en la caracterización y la optimización de estos diodos, sólo se consideran los parásitos cercanos al canal y el contacto del ánodo, como es el caso en nuestro trabajo. Otro factor a tener en cuenta es que siempre la complejidad del modelo del diodo aumenta cuando se utilizan elementos adicionales en el proceso de medida. En nuestro caso, el diodo se montó utilizando transiciones coplanar - microstrip (CPW-M) y “bonding” con hilos de oro, para medirlo en oblea, lo que hace que se añaden otros efectos indeseados a la estructura del diodo y por lo tanto en el circuito equivalente de lo que se está midiendo.

IV.4 Caracterización de los efectos parásitos

El objetivo final del proceso de caracterización es desarrollar el circuito equivalente gran señal del diodo Schottky. Esto involucra la caracterización de los elementos intrínsecos y los elementos parásitos, o extrínsecos, del dispositivo. En este apartado se presentan los métodos para determinar los elementos parásitos introducidos por los contactos “pad” del diodo, el “finger”, los hilos de “bonding” del montaje y el substrato semiconductor. Además, se mostrarán los resultados obtenidos en las simulaciones y los cálculos oportunos llevados a cabo a partir de estos métodos empleados.

En este trabajo de modelado, la caracterización, el modelado y la optimización se han realizado utilizando dos simuladores; un simulador electromagnético 3D, High Ansoft High frequency Simulation Software (HFSS) [29] para determinar los valores iniciales de los parásitos de los diodos y un simulador de circuitos, Advanced Design System de Agilent (ADS) [30] para optimizar y obtener el modelo completo de los diodos.

Una vez realizada la simulación del modelo en continua DC y en baja frecuencia, vista en el capítulo III, se llevan a cabo simulaciones para obtener el valor de los parámetros de Scattering del diodo. Para ello realizamos un análisis comparativo con los parámetros obtenidos a través de medidas llevadas a cabo en nuestro laboratorio, inicialmente hasta 50 GHz. Para obtener un primer valor de los parámetros del circuito equivalente, que se tomará como punto de partida para extraer el valor de los mismos en la banda 75 GHz -110 GHz.

Para determinar los valores de los parámetros de los elementos parásitos del modelo en RF del diodo, en lugar de hacer ajustes parciales en bajas y altas frecuencias [31], se opta por tomar como punto de partida los valores estimados con simulaciones electromagnéticas de los diversos parásitos, basándonos en el análisis de la estructura física del diodo como se ha descrito anteriormente, con el microscopio electrónico (SEM); así se estima la inductancia del diodo, L_f (este parámetro también se calcula mediante una ecuación que vamos a presentar más adelante), la capacidad parasita

entre los “pad” del ánodo y el cátodo, los contactos de acceso, los hilos de “bonding”, etc., que se emplearán como valores iniciales para una posterior optimización más automatizada.

Una estimación exacta de la inductancia “finger” y de la capacidad entre los contactos del diodo es de suma importancia [32] para posteriores cálculos, como ponen de manifiesto los distintos trabajos existentes en la bibliografía a este respecto [33-36].

IV.4.1 Estimación de los valores iniciales de los parásitos de la estructura del diodo mediante simulaciones electromagnéticas para su posterior optimización

La determinación de los valores de los elementos parásitos es muy importante para conseguir una caracterización correcta del diodo, ya que estos elementos afectan en gran medida al comportamiento del diodo.

La estructura del diodo planar como elemento pasivo ha sido modelada y simulada mediante HFSS. La *Figura IV. 10* y *Figura IV. 11* muestran la configuración del diodo para simular sus posibles efectos parásitos y su circuito equivalente, respectivamente. De esta forma, se pueden estimar los elementos parásitos extrínsecos y su dependencia con la geometría planar de los diodos considerados en este trabajo, puesto que los tres diodos tienen, prácticamente, la misma topología física y el mismo tamaño, diferenciándose principalmente en el espesor del sustrato, y el dopado de la capa de GaAs del diodo Zero Bias (ZBD) que determina la tensión de codo que caracteriza cada diodo. Este último aspecto no se ha tenido en cuenta en la simulaciones dado el desconocimiento de algunas de las características de la capa epitaxial (por ejemplo el dopado) y su pequeño tamaño.

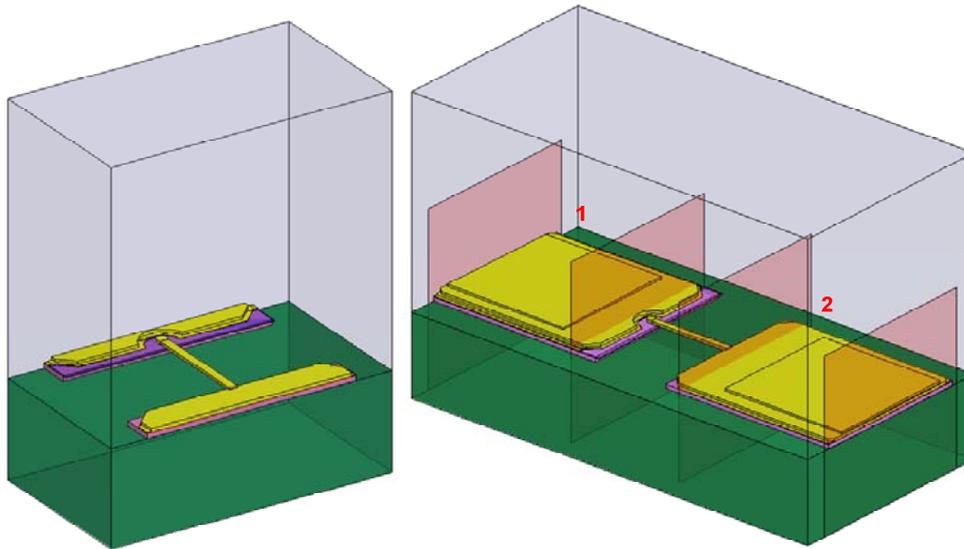


Figura IV. 10 Configuración real del diodo en HFSS para simular los posibles parásitos de la estructura del diodo

La estructura completa del diodo que se muestra en la *Figura IV. 10*, incluye los “pad” de contacto, el “finger”, el ánodo del diodo y el sustrato de GaAs. Nuestro interés actual se centra en la estimación de los elementos extrínsecos parásitos del diodo en función de la geometría física del mismo. Dado que la capa epitaxial tiene un espesor pequeño en comparación con el resto de las capas de la estructura del diodo, esta no se ha incluido en las simulaciones [37-38].

Tal y como se ha comentado anteriormente, para determinar los valores iniciales de los parásitos del diodo, hemos realizado varias simulaciones electromagnéticas de los posibles efectos de la estructura del diodo. En este trabajo de modelado, caracterización y optimización, sólo se consideran los elementos parásitos próximos al “finger”, el contacto del ánodo y los “pads” de acceso del diodo.

Como se muestra en la *Figura IV. 10*, la estructura se divide en tres secciones para su simulación: las dos primeras secciones incluyen los contactos del cátodo y del ánodo, y la tercera sección central se trata del medio (centro) de la estructura compuesto fundamentalmente por el dedo del diodo. Así, las dos primeras secciones se extraen de ambos extremos de la estructura del diodo con el objetivo de distinguir los parásitos del diodo y por otro lado, poder simplificar y obtener los parámetros de

Scattering del centro de la estructura que se correspondería con la tercera sección citada anteriormente. Los “pad” del diodo se modelan mediante un circuito equivalente en π formado por una inductancia y dos capacidades.

El circuito que modela los parásitos del diodo se muestra en la *Figura IV. 11*. El modelo incluye la inductancia del dedo, L_f , la capacidad entre los contactos del diodo, C_{pp} , la capacidad entre el dedo y el contacto, C_{pf} y finalmente dos capacidades, C_{r1} y C_{r2} , para modelar los contactos de los contactos del diodo.

Se simula la estructura completa con el simulador HFSS, y a partir del resultado, se pueden extraer los elementos parásitos mediante el ajuste del modelo circuital, basándonos en una optimización de los valores del mismo en la que se comparan los valores de los parámetros de Scatternig hasta 20 GHz del circuito equivalente, con los obtenidos en la estructura considerada y simulada en HFSS. Es decir, se compara el archivo de parámetros Scattering exportado del software HFSS con el correspondiente a los resultados de las simulaciones del circuito equivalente en ADS.

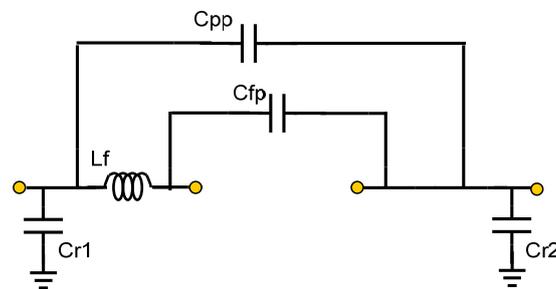


Figura IV. 11 Circuito equivalente que incluye los parásitos considerados del diodo, las capacidades parasitas y la inductancia del dedo “finger”

El valor obtenido de la capacidad entre los pads del diodo mediante la optimización, C_{pp} , es de 7 fF. Por otra parte, la inductancia del “finger” se calculó mediante una aproximación de una inductancia plana con el método definido en [39].

Este método de cálculo se considera válido y se puede aplicar solamente en caso de que $L \gg W$ y $L \gg t$, siendo L la longitud del dedo, W su anchura, y t su espesor.

En nuestro caso, las dimensiones del “finger” de los diodos cumplen estas dos condiciones, y por ello, podemos aplicar al valor la inductancia equivalente, el obtenido de la ecuación que se muestra a continuación:

$$L_f = \frac{\mu_0}{2\pi} (\ln[2L/W] + 0.50049 + [W/3L]) \quad \text{IV.9}$$

Siendo, L_f , la inductancia total calculada del “finger”. Su valor se calculó mediante la ecuación IV.9 y hemos obtenido un valor de 51.10pH.

La capacidad entre los “pad” del diodo, C_{pp} , puede ser determinada [40], sin embargo, en el caso de la capacidad C_{pf} no es posible, debido a su proximidad al ánodo del diodo, parámetro crítico de los diodos planos, ya que se presenta directamente en paralelo con la capacidad de la unión del ánodo. Además esta capacidad representa un efecto interno en el dispositivo y su respuesta está enmascarada por la inductancia del finger y también por la capacidad entre los pad del diodo, que es significativamente mayor. Los valores obtenidos en estas simulaciones no se considera que son definitivos, puesto que en este trabajo de modelado, en los montajes de los diodos considerados se usa “bonding” con hilos de oro, lo que significa que todos los resultados obtenidos de este análisis servirá solamente como punto de partida o estimación, ya que los valores obtenidos de los parásitos que modelan los “pad” del diodo se modificarán a la hora de optimizar el circuito equivalente del diodo con el resto de los elementos del montaje.

A continuación. En las graficas de la *Figura IV. 12* y *Figura IV. 13*, se muestran los resultados de la comparación entre la simulación de la estructura del diodo en HFSS y la obtenida a partir del circuito equivalente de los posibles parásitos del encapsulado del diodo.

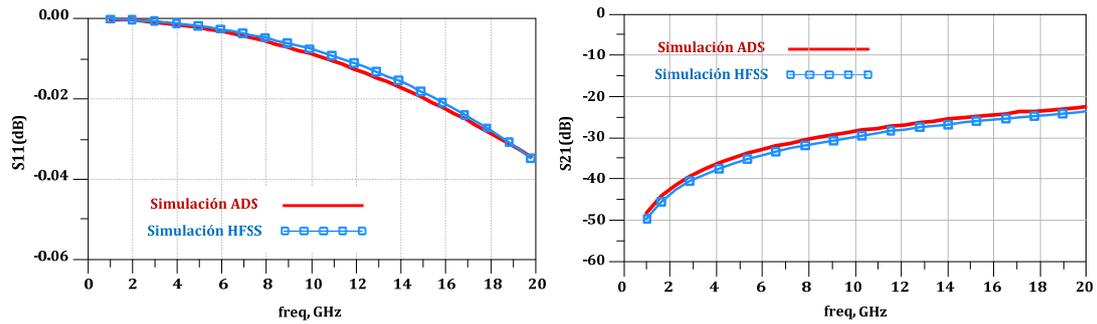


Figura IV. 12 Comparación entre los parámetros de transmisión y reflexión de las simulaciones en HFSS y ADS

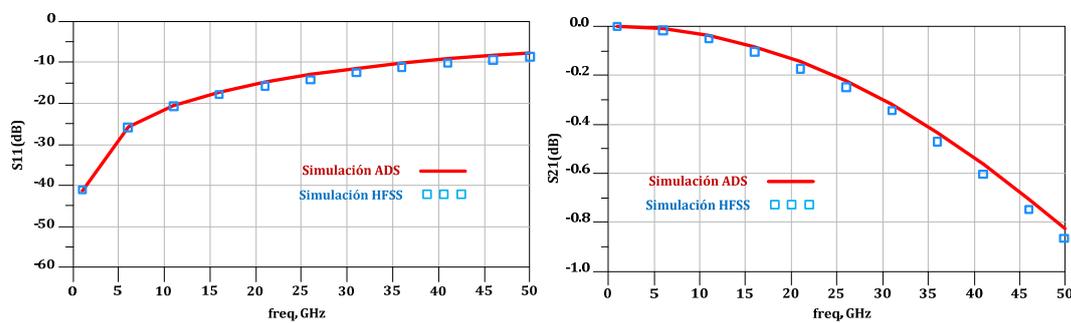


Figura IV. 13 Comparación entre los parámetros de transmisión y reflexión de las simulaciones en HFSS y ADS de los “pad” de la estructura del diodo single

IV.4.2 Estimación mediante un circuito equivalente de los parásitos introducidos por los hilos de “bonding”

El tratamiento adecuado de los hilos de “bonding” ha sido uno de los temas más delicados de la industria de los semiconductores durante décadas ya que juegan un papel vital y afectan seriamente a los circuitos. Aun así sigue siendo el método predominante para la conexión de dispositivos semiconductores [41], de los circuitos integrados en microondas y ondas milimétricas, así como para la interconexión de circuitos. Entre las funciones de los hilos de “bonding” está el servir como una ruta de acceso para la entrega de potencia de alimentación de circuitos integrados y también permiten la distribución de señales hacia y desde los dispositivos. Sin embargo su alta impedancia provoca unas discontinuidades inductivas, que se traducen en desajustes de la impedancia y reflexiones no deseadas. Varias técnicas [42-44] han sido utilizadas para estudiar los efectos parásitos de los hilos en frecuencias de RF y para

proporcionar un menor desajuste de las interconexiones entre los circuitos, tales como minimizar el “gap” o la separación entre los circuitos para minimizar lo máximo posible las longitudes de los hilos de conexión.

Los hilos de “bonding” generalmente presentan mayores inductancias que otros métodos de interconexión como las configuraciones en “flip chip”. Puesto que estas inductancias parásitas pueden disminuir la eficiencia en la transmisión de la señal / potencia para los circuitos integrados a frecuencias microondas RF y ondas milimétricas, es importante buscar modos de reducir al mínimo su valor o intentar compensar su comportamiento en RF.

Cuanto mayor es la frecuencia de funcionamiento de un circuito o un dispositivo, mayor es el efecto de los hilos de “bonding”. En el rango de frecuencia de varias decenas de GHz, los diseñadores no pueden despreciar el efecto de los hilos e intentan conseguir que su efecto sea insignificante colocando varios en paralelo o añadiendo elementos de compensación. Los hilos de “bonding” tienen que ser modelados con precisión y tenerse en cuenta desde el principio del diseño.

En nuestro caso, se realizará el “bonding” con hilos de oro, y por lo tanto, es interesante poder cuantificar los posibles efectos parásitos que pueden producir /introducir estas conexiones a los circuitos equivalentes de los diodos. Por ello, en este apartado, primero presentamos un modelo circuital equivalente apropiado de los hilos de “bonding”. Después mostramos las dos opciones de montaje que se hicieron con los diodos para realizar el “bonding” con los hilos; en uno de los casos los hilos tenían una longitud considerable (de $500\mu\text{m}$) y el “gap” resultante entre el diodo y las transiciones coplanar-microstrip era de unas $160\mu\text{m}$, valor a tener en cuenta. Por el contrario, en el segundo caso se han utilizado los hilos más cortos posibles, debido a que en este caso se minimizó la separación (“gap”) entre el diodo y las transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) (alrededor de $10\mu\text{m}$). Al final de este apartado mostraremos una comparativa de los parámetros de Scattering obtenidos en las medidas realizadas hasta 50 GHz para los dos casos, que se muestran en la *Figura IV. 14*.

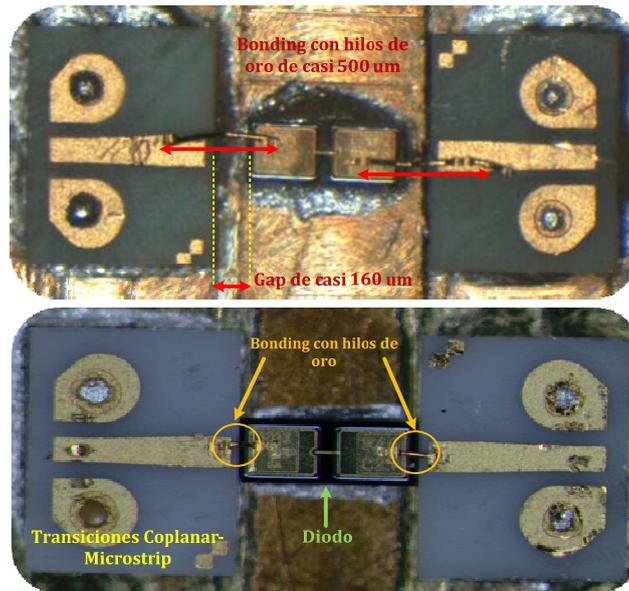


Figura IV. 14 Montaje del diodo Single Ánodo mediante “bonding” con hilo de oro y transiciones coplanar a microstrip, (a)- caso con hilos largos y “gap” de casi 150 μm , (b)- caso con hilos cortos y “gap” pequeño (10 μm)

Respecto a ciertos parámetros físicos como: constantes dieléctricas de los sustratos, dimensiones características de los hilos (longitud, diámetro), “gap”, etc. Con el objetivo de lograr un circuito equivalente fácil de manejar para los hilos de “bonding”, nos hemos basado sobre los estudios y los análisis realizados en [45-47], que se caracterizan por su flexibilidad para simular diferentes posiciones geométricas de los hilos y predice la influencia en los parámetros eléctricos. El circuito equivalente apropiado para los dos casos será el que se muestra en la Figura IV. 15.

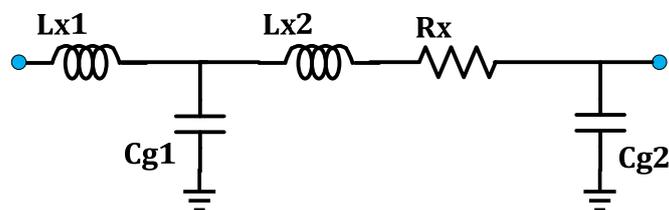


Figura IV. 15 Modelo de circuito equivalente para los hilos de bonding

El circuito equivalente de los hilos de “bonding”, en este caso está modelado por una inductancia en serie con una resistencia (modelo equivalente de un conductor

largo). Las capacidades en los puertos de entrada y de salida proporcionan una representación eléctrica para el acoplamiento entre la línea y el sustrato.

Una sencilla caracterización del modelado analítico del efecto skin se introduce mediante el aumento de la resistencia en serie R_x . Es necesario tenerlo en cuenta e incluirlo en el modelo equivalente global de los diodos en las simulaciones en esta banda de frecuencia.

Las dos estructuras de los diferentes hilos presentados en la *Figura IV. 14* se optimizaron en ADS para obtener mejores resultados de los circuitos equivalentes, y luego se adaptaron a la medida de los parámetros de Scattering del montaje del diodo en el rango de frecuencia utilizado. Los valores obtenidos de inductancias para los casos anteriormente mencionados son: en el primer caso desde casi 130pH hasta 170 pH, y en el segundo caso, dado que los hilos son más cortos y el gap es muy pequeño, los valores de las inductancias no superan un valor de 60 pH. Respecto al resto de los elementos, como las capacidades, también se ven afectadas, no por la diferencias entre las longitudes de los hilos de los dos casos, sino por el hecho de que los hilos están pegados en sitios diferentes, y esto afectará a los valores de las capacidades entre un caso y otro.

A continuación, en la *Figura IV. 16* presentamos las medidas del diodo simple en la banda de frecuencias desde 1 hasta 50 GHz que corresponde a cada uno de los dos casos.

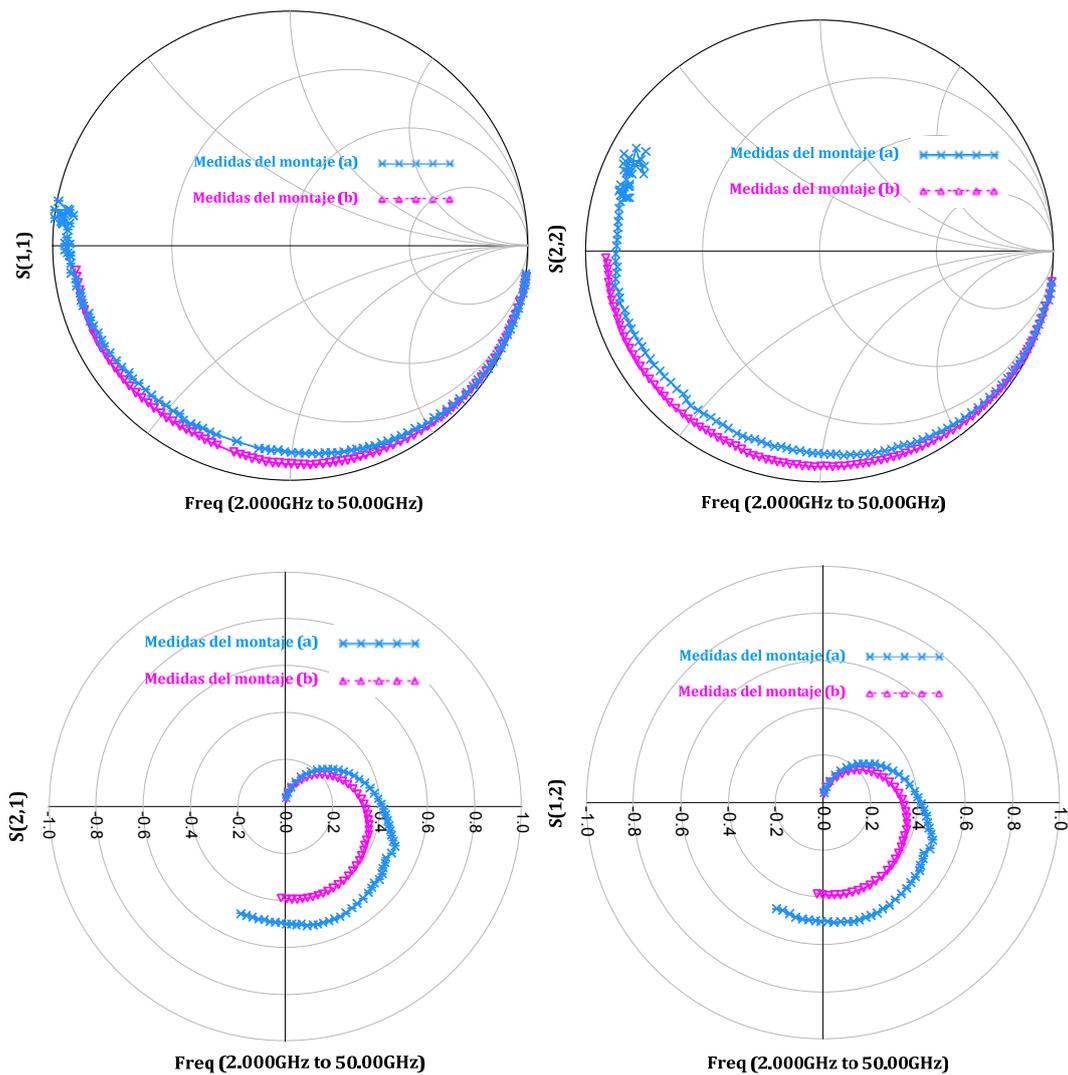


Figura IV. 16 Medidas de los parámetros de Scattering que corresponden a los dos casos anteriores ((a) con hilos largos y (b) con hilos cortos)

En primer lugar, se realizó el montaje del primer diodo que corresponde al primer caso, y se llevaron a cabo las medidas en la banda 1-50 GHz. Así, obtuvimos un modelo válido del diodo con estos hilos (que se presentará en la parte de resultados más adelante), sin embargo al pasar a medir este diodo en la banda W (75-110GHz), y por el hecho de tener un “gap” considerable y unos hilos largos, nos encontramos con varias resonancias en esa banda, por lo que, para resolver este problema, se realizó otro montaje con un gap pequeño para minimizar lo más posible las longitudes de los hilos de “bonding” (segundo montaje). De esta manera, ha sido posible, por un lado eliminar el problema de las resonancias que aparecen en la banda W y por otro lado, minimizar

los valores de los parásitos causados por los hilos, para así poder modelar estos diodos en toda la banda de frecuencias con menor incertidumbre.

IV.5 Conclusiones

En la primera parte, se ha presentado un análisis cuantitativo de las capas de los diodos considerados en este trabajo con objetivo de determinar y estimar los efectos parásitos relacionados con la estructura geométrica de dichos diodos. Se ha llevado a cabo un proceso de estimación de valores de los elementos parásitos utilizando los resultados de simulaciones electromagnéticas parciales de la estructura del diodo, tales como los contactos “pads”, “finger”, etc.

Puesto que el proceso de “bonding” es de vital importancia en el montaje de los diodos para su caracterización, y con el objetivo de cuantificar los efectos parásitos posibles que pueden introducir los hilos de “bonding” en los circuitos equivalentes de los diodos, en la segunda parte, se ha obtenido un modelo adecuado de los efectos parásitos generados por dichos hilos, que pueda ser descontable de las medidas.

Los resultados de la estimación de los efectos parásitos presentes, tanto en los diodos, como los generados por el montaje, en particular los hilos de “bonding”, se tomarán como punto de partida a la hora de modelar y optimizar la respuesta de los diodos hasta 110GHz.

IV.6 Referencias

- [1] R. S. Cgampkin, Member, IEEE, D. B. Armstrong AND P. D. Gunderson “Charge Carrier Inertia in Semiconductors” IEEE Volume: 52 pages. (677 – 685), June, 1964.
- [2] L. E. Dickens, “Spreading resistance as a function of frequency,” IEEE, Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 15, no. 2, pp. 101–109, Feb. 1967.
- [3] U. V. Bhapkar and T. W. Crowe, “Analysis of the high frequency series impedance of GaAs Schottky diodes by a finite difference technique,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 5, pp. 886– 894, May 1992.
- [4] Hai-Young Lee “Wideband Characterization of a Typical Bonding Wire for Microwave and Millimeter- wave Integrated Circuits” IEEE, transactions on microwave theory and techniques, Vol. 43, no. I, January 1995.
- [5] K. S. Champlin and G. Eisenstein, “Cutoff frequency of submillimeter Schottky-barrier diodes,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 26, no. 1, pp. 31–34, Jan. 1978.
- [6] M. Sotoodeh, A. H. Khalid, and A. A. Rezazadeh, “Empirical low-field mobility model for III-V compounds applicable in device simulation codes,” Journal of Applied Physics, vol. 87, no. 6, pp. 2890–2900, 2000.
- [7] E. L. Kolberg, T. J. Tolmunen, M. A. Frerking, and J. R. East, “Current saturation in submillimeter-wave varactors,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 5, pp. 831–838, May 1992.
- [8] W. Schottky, “Halbleiterttheorie der Sperrschich,” Naturwissenschaften, vol. 26, p. 843, Dec. 1938.
- [9] C. R. Crowell and V. L. Rideout, “Normalized thermionic-field (T-F) emission in metalsemiconductor (Schottky) barriers,” Solid-State Electron., vol. 12, pp. 89–105, Feb. 1969.
- [10] E. L. Kollberg, T. J. Tolmunen, M. A. Frerking, and J. R. East, “Current saturation in submillimeter wave varactors,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 40, no. 5, pp. 831–838, May 1992.
- [11] J. T. Louhi and A. V. Räisänen, “On the modeling and optimization of Schottky varactor frequency multipliers at submillimeter wavelengths,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 43, no. 4, pp. 922–926, Apr. 1995.
- [12] J. Grajal, V. Krozer, E. Gonzalez, F. Maldonado, and J. Gismero, “Modeling and design aspects of millimeter wave and submillimeter-wave Schottky diode

- varactor frequency multipliers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 4, pp. 700-711, Apr. 2000.
- [13] J. V. Siles and J. Grajal, "Physics-based design and optimization of Schottky diode frequency multipliers for terahertz applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 7, pp. 1933-1942, July 2010.
- [14] Michael N. Spilde, Christopher Adcock "JEOL 5800LV Scanning Electron Microscope Operator's Manual" Original version: October 1999 Revised: (Department of Earth and Planetary Sciences and Institute of Meteoritics) January 2006.
- [15] William L. Bishop, Thomas W. Crowe and Robert J. Mattauch "PLANAR GaAs Schottky Diode Fabrication: Progress and Challenges" Fourth international Symposium on Space Terahertz Technology.
- [16] W. L. Bishop, K. McKinney, R. J. Mattauch, T. W. Crowe, and G. Green, "A novel whiskerless Schottky diode for millimeter and submillimeter wave application," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 607-610. 1987.
- [17] W. L. Bishop, E. R. Meiburg, R. J. Mattauch, T. W. Crowe, and L. Poli, "A micron-thickness, planar Schottky diode chip for terahertz applications with theoretical minimum parasitic capacitance," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1305-1308. May 1990.
- [18] P. H. Siegel, R. P. Smith, M. C. Graidis, and S. C. Martin, "2.5-THz GaAs monolithic membrane-diode mixer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 5, pp. 596-604, May 1999.
- [19] S. Martin, B. Nakamura, A. Fung, P. Smith, J. Bruston, A. Maestrini, F. Maiwald, P. Siegel, E. Schlecht, and I. Mehdi, "Fabrication of 200 to 2700 GHz multiplier devices using GaAs and metal membranes," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1641-1644. 2011.
- [20] G. Chattopadhyay, E. Schlecht, J. S. Ward, J. J. Gill, H. H. S. Javadi, F. Maiwald, and I. Mehdi, "An all-solid-state broad-band frequency multiplier chain at 1500 GHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 5, pp. 1538-1547, May 2004.
- [21] W. L. Bishop, T. W. Crowe, M. R. J., and D. H., "Planar GaAs diodes for THz frequency mixing applications," in *Proceeding of Third International Symposium on Space Terahertz Technology*, pp. 600-615. 1992.
- [22] W. L. Bishop, T. W. Crowe, and M. R. J., "Planar GaAs Schottky diode fabrication: progress and challenges," in *Proceeding of Fourth International Symposium on Space Terahertz Technology*, pp. 415-427. 1993.

- [23] I. Mehdi, P. H. Siegel, and M. Mazed, "Fabrication and characterization of planar integrated Schottky devices for very high frequency mixers," in Proceedings of IEEE/Cornell Conference on Advanced Concepts in High Speed Semiconductor Devices and Circuits, pp. 94–102. Aug. 1993.
- [24] I. Mehdi, S. C. Martin, R. J. Dengler, R. P. Smith, and P. H. Siegel, "Fabrication and performance of planar Schottky diodes with T-gate-like anodes in 200-GHz subharmonically pumped waveguide mixers," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 6, no. 1, pp. 49–51, Jan. 1996.
- [25] B. Alderman, H. Sanghera, M. Henry, H. Wang, P. Wilkinson, D. Williamson, E. M., and D. N. Matheson, "Schottky diode technology at the Rutherford Appleton Laboratory," in Proceeding of ARMMS RF and Microwave Society Conference.
- [26] Petter Sobis "Advanced Schottky Diode Receiver Front-End for Terahertz Applications" GÖTEBORG, Sweden 2011.
- [27] I. Mehdi, G. Chattopadhyay, E. Schlecht, J. Ward, J. Gill, F. Maiwald, and A. Maestrini, "Terahertz multiplier circuits," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 341–344. June 2006.
- [28] J. L. Hesler, "Planar Schottky diodes in submillimeter-wavelength waveguide receivers," Ph.D. dissertation, School of Engineering and Applied Science, University of Virginia, Charlottesville, United States, 1996.
- [29] Web address: www.ansoft.com/products/hf/hfss/ (4th Nov. 2011).
- [30] Web address: www.agilent.com/find/eesof-ads (4th Nov. 2011).
- [31] P. de Paco, L. Pradell, A. Lázaro "Detectores a diodo para los Modelos de cualificación de los Radiómetros a 30 y 44 GHz del instrumento de baja Frecuencia de la Misión PLANK" simposium URSI, sesión española del IEEE, (pp 86-89). Septiembre 2003.
- [32] H. Xu, S. G. Schoenthal, J. L. Hesler, T. W. Crowe, and R. M. Weikle II, "Nonohmic contact planar varactor frequency upconverters for terahertz applications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 55, no. 3, pp. 648–655, Apr. 2007.
- [33] J. A. Wells and N. J. Cronin, "Determination and reduction of the capacitance associated with the bonding pads of planar millimeter-wave mixer diodes," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 2, no. 7, pp. 297–299, Jul. 1992.
- [34] I. Mehdi and P. Siegel, "Effect of parasitic capacitance on the performance of planar subharmonically pumped Schottky diode mixers," in Proc. 5th Int. Symp. Space Terahertz Technol., pp. 379–393. 1994.

- [35] I. Mehdi, G. Chattopadhyay, E. Schlecht, J. Ward, J. Gill, F. Maiwald, and A. Maestrini, "Terahertz multiplier circuits," in *IEEE MTT-S Int. Dig.*, pp. 341–344. June. 2006.
- [36] Matthias Hoefle, Andreas Penirschke, Oleg Cojocari, and Rolf Jakoby, "Advanced RF Characterization of New Planar High Sensitive Zero-Bias Schottky Diodes", Manchester, UK. 10-11 October 2011.
- [37] Aik Yean Tang, and Jan Stake, "Impact of Eddy Currents and Crowding Effects on High-Frequency Losses in Planar Schottky Diodes" *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 58, No. 10, October 2011.
- [38] A.Y. Tang, V. Drakinskiy, P. Sobis, J. Vukusic, and J.Stake "Modeling of GaAs Schottky Diodes for Terahertz Application" *IEEE*, Page(s): 1 – 2. 2009.
- [39] Greenhouse, H, "Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors," Parts, Hybrids, and Packaging, *IEEE Transactions on*, vol.10, no.2, pp. 101- 109, Jun 1974.
- [40] Haiyong Xu, Gerhard S. Schoenthal, Lei Liu, Qun Xiao, Jeffrey L. Hesler, and Robert M. Weikle, II, "On Estimating and Canceling Parasitic Capacitance in Submillimeter-Wave Planar Schottky Diodes" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol, 19, No. 12, December 2009.
- [41] International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS), Chapter on Assembly and Packaging. Edition 2007.
- [42] S Yun and H. Lee, "Parasitic impedance analysis of double bonding wires for high-frequency integrated packaging", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 5, No. 9, September 1995.
- [43] J Lim et al, "RF characterization and modeling of various wire bond transitions", *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Vol. 28, No. 4, Nov. 2005.
- [44] A. Sutono et al, "Experimental modeling, repeatability investigation and optimization of microwave bond wire interconnects", *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Vol. 24, No. 4, Nov. 2001.
- [45] Danny Jahn, Ralf Reuter, Yi Yin, Jörg Feige "Characterization and Modeling of WireBond Interconnects up to 100 GHz" *IEEE*. Pages: 111–114. *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*. Nov, 2006.
- [46] Dawei an, Xiang Li, Jinchao Mou, Xin Lv "Modeling and characteristic of the vertical bonding wire interconnection in ka-band", *IEEE*. Pages: 229 – 232, *Millimeter Waves*, 2008. *GSMM 2008*. *Global Symposium on*. April 2008.
- [47] A. Sutono, N, G, J. Laskar, E.Tentzeris "Experimental study and modeling of microwave bond interconnects", *IEEE*. *Antennas and Propagation Society International Symposium*. Vol.4, 2020 – 2023. 2000.

CAPÍTULO V:

RESULTADO DEL MODELADO DE LOS DIODOS SCHOTTKY

V.1 Introducción

Como se ha comentado anteriormente, se puede modelar el diodo completo por medio de una representación de tipo circuito eléctrico equivalente [1-4], ya que los métodos de extracción de los parámetros resultan dependientes de la topología del modelo, es crucial elegir una estructura de circuito eléctrico equivalente que pueda reflejar lo mejor posible la física del dispositivo y que sea aplicable a métodos de extracción lo más simples que sea posible.

En este capítulo se describe el procedimiento de la caracterización del diodo de tipo Single Ánodo “VDI-Diode”. Esto conlleva la obtención del modelo circuital de la unión rectificadora del diodo simple, además del circuito equivalente total del diodo en las bandas de frecuencia 2-50GHZ y 75-110GHZ (banda W). La construcción del modelo completo se basa en diferentes tipos de medidas y simulaciones tanto electromagnéticas como circuitales necesarias para llevar a cabo el proceso de extracción de todos los parámetros intrínsecos y parásitos del circuito equivalente. Las medidas realizadas incluyen: medidas de los parámetros de Scattering en banda 2-50 GHz, medidas de los parámetros de Scattering en banda W (75-110 GHz) medidas Pin/Pout y, finalmente, medidas de un conjunto de transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) unidas mediante hilos de “bonding” para terminar la caracterización de los diodos en rango de frecuencia deseado.

En la primera parte de este capítulo presentamos el modelo equivalente obtenido para el diodo simple, junto con su topología circuital, basándonos en el proceso de

extracción de los valores de sus parámetros y los resultados de la estimación de los efectos parásitos, realizado en el capítulo anterior; después mostraremos las medidas y el modelo en dos bandas de frecuencias diferentes. En la segunda parte, nos vamos a centrar en concreto en los siguientes aspectos: los equipos de medida necesarios para las dos bandas de frecuencia, los montajes realizados en el laboratorio sobre los que se han empleado dichos equipos de medida y además, el tipo de calibración que realizaremos en cada banda de frecuencias para intentar cancelar o al menos minimizar los errores que se pudieran cometer en las medidas debido a toda una serie de factores relacionadas con los equipos de medidas y los montajes.

En la tercera parte se presentará por un lado un circuito eléctrico equivalente de las transiciones coplanar–microstrip (CPW-M) realizadas con la tecnología de JMicro, adecuado para operar a frecuencias de microondas y ondas milimétricas y por otro se propondrá un modelado electromagnético 3D de las transiciones (CPW-M) que se podrá utilizar para llevar a cabo el proceso de “de-embedding” en la corrección de medidas de dispositivos (diodos de banda W) para su caracterización y modelado. En ambos casos, las comparaciones con las medidas se pondrán de manifiesto la validez de los modelos presentados.

Finalmente se aplica el procedimiento de caracterización y el modelado realizado para el diodo simple a los dispositivos Zero Bias “ZBD” y también a la configuración de dos diodos en antiparalelo.

V.2 Caracterización de los diodos: Descripción del Método de optimización

Una vez que los elementos extrínsecos significativos han sido identificados a partir de la geometría del diodo, sus valores se pueden determinar usando medidas de sus parámetros de Scattering de dos puertos. Como punto de partida, la amplitud y la fase del coeficiente de reflexión S_{11} , y el coeficiente de transmisión, S_{21} , entre ánodo y el cátodo, se tomaron a polarización nula, ($V_d=0V$). Como se ha comentado antes y con estimaciones iniciales para los elementos de los valores obtenidos basándose en la estructura física del dispositivo mediante microscopia SEM (Scanning Electron

Microscope) junto con las medidas tomadas en continua y hasta frecuencias de microondas, y se aplicó un peso igual a todas las respuestas en el rango de 2 a 50GHz.

Un algoritmo de optimización proporciona valores que convergen rápidamente a los valores óptimos. Cuando se ha conseguido la convergencia en condiciones de polarización cero, la dependencia de la capacidad de la unión $C_j(v)$ con la tensión y la resistencia $R_j(v)$ se puede implementar utilizando el elemento “Symbolically-Defined-Device” (SDD), para modelar el comportamiento no lineal del diodo. Se trata de un módulo del simulador ADS que se basa en ecuaciones que permiten definir, de forma fácil y rápida, el comportamiento de componentes no lineales mediante relaciones entre las corrientes y los voltajes de las puertas. Estos componentes son dispositivos multipuertos que pueden ser insertados directamente sobre un circuito esquemático, como sera el caso de nuestro diodo.

Se puede definir el comportamiento del elemento SDD especificando ecuaciones que utilicen los voltajes de cada puerto del SDD. Igualmente se pueden definir puertos de corriente y sus derivadas. Las ecuaciones también pueden hacer referencia a una corriente fluyendo desde otro dispositivo. Todo esto nos da la flexibilidad de definir componentes no lineales que puedan simular el comportamiento en pequeña y gran señal de un dispositivo no lineal.

La función de error producida por el algoritmo de optimización debería permanecer relativamente constante para todos los puntos de polarización, avalando la no dependencia con la polarización de los elementos parásitos. La *Figura V. 1* muestra el detalle del ánodo del diodo simple y también el montaje realizado del diodo single ánodo bajo consideración. Las dimensiones nominales globales del chip del diodo son $600\mu\text{m} \times 250\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$ (longitud \times anchura \times espesor). El dispositivo está conectado con transiciones coplanar-microstrip (modelo de transiciones: PROBE POINT TM0503 JmicroTM) [5]. Esta configuración nos permite de medir en oblea utilizando puntas coplanares, pero requiere el uso de hilos de “bonding” para efectuar las conexiones (*Figura V. 1*). Este procedimiento de conexión tiene la ventaja de un bajo coste, alta fiabilidad y facilidad de realización [6]; aunque como desventaja añade

más elementos parásitos al modelo, lo que se traduce una mayor complejidad para una posterior corrección de las medidas descontando su efecto (“de-embedding”).

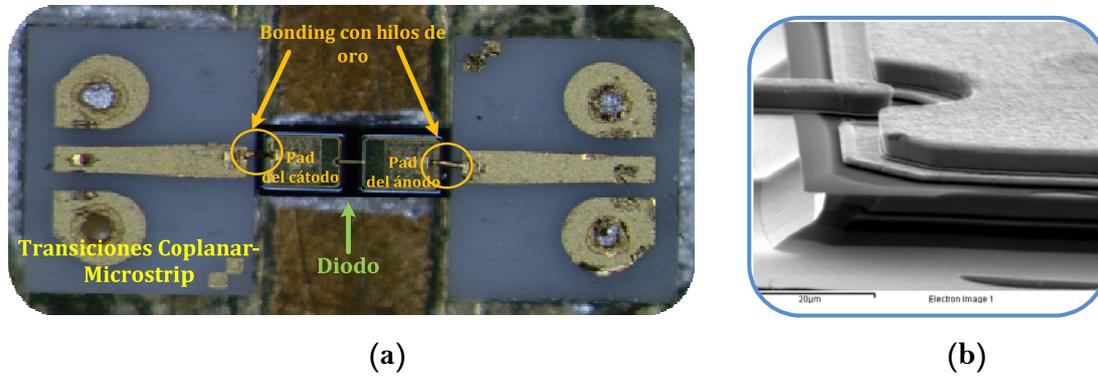


Figura V. 1 (a) Montaje del diodo single ánodo (SA-Diode) unido con hilos de oro (de diámetro, 17µm y longitud 200µm-210µm en ambos lados), (b) foto con Microscopio electrónico (SEM) del diodo simple

V.3 Circuito equivalente de los Diodos Schottky

En el presente trabajo de extracción de los elementos del circuito, se utilizan los parámetros de Scattnig $[S]$ del diodo, medidos para varios puntos de polarización en inversa (-3.5V hasta 0V). Se pueden definir explícita o implícitamente una serie de expresiones matemáticas que nos permiten relacionar todos los elementos de circuito eléctrico equivalente con las medidas efectuadas, de tal forma que todos los elementos tengan un significado físico dentro de la estructura del diodo.

En nuestro laboratorio no es posible medir de manera continua toda la banda de 2 GHz a 110 GHz, porque solo disponemos de equipos que nos permiten medir en dos bandas de frecuencias separadas: por un lado en la banda de DC hasta 50GHz y por otro en la banda W (75-110GHz), de esta forma tendremos la carencia de no disponer de datos medidos en la banda intermedia (50-75GHz).

V.3.1 Circuito equivalente del diodo simple válido para las bandas 2-50 GHz y 75-110GHz

El circuito equivalente del diodo que se muestra en la *Figura V. 2*, incluye una inductancia L_t , y la capacidad entre los “pad” del diodo C_{pp} . En paralelo con la unión

Schottky se sitúa la capacidad C_p , que representa la capacidad entre el contacto de ánodo y la capa activa de Arseniuro de Galio (GaAs). Otras capacidades de momento no se tienen en cuenta en este trabajo de modelado.

Los elementos en la red de entrada y la red de salida del modelo del diodo son los siguientes: una inductancia ideal L_2 en serie con la resistencia R representan la inductancia de los hilos de “bonding” y las pérdidas debidas a la unión y la metalización de los mismos, así como las pérdidas por radiación [7-8]; las dos capacidades (C_1 , C_2) representan las capacidades entre el sustrato y las líneas de microstrip en el que están unidos los hilos de “bonding”, por lo tanto, se usan para modelar la discontinuidad entre las líneas de contacto.

Las discontinuidades de ambos lados no son necesariamente idénticas, puesto que la estructura física de diodos planares no es completamente simétrica, y la longitud de los hilos de “bonding” no son exactamente los mismos en ambos lados. La inductancia L_1 representa la inductancia final causada por los hilos. Finalmente, el dispositivo intrínseco se representa a través de sus elementos característicos: R_j es la resistencia no lineal de la unión Schottky, que actúa en paralelo con la capacidad de unión del diodo C_j ; por último la resistencia de contacto óhmico se denota por R_s . Los valores equivalentes para cada componente de los elementos intrínsecos se han obtenido mediante las medidas de las características corriente-tensión (I-V) en continua (DC), las medidas en baja frecuencia que se han presentado en el capítulo III, y a partir de medidas de parámetros de Scattering realizadas con niveles de potencia de RF menores de -30 dBm.

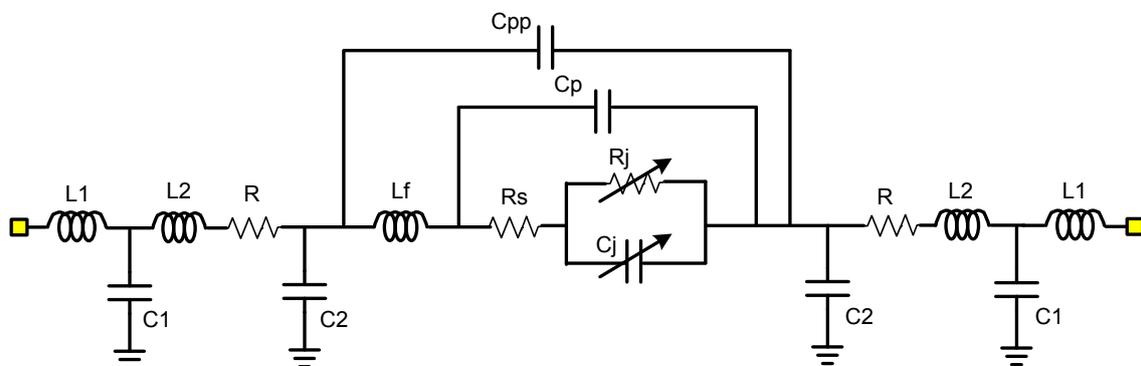


Figura V. 2 Circuito equivalente para el diodo Schottky simple con detalles de todos los elementos extrínsecos

V.3.2 Medidas y modelado en la banda de frecuencia (1-50GHz)

V.3.2.1 Método de medida de los parámetros de Scattering

Para realizar las medidas de los parámetros de Scattering $[S]$ de los diodos en la banda de frecuencias de hasta 50 GHz, hemos empleado un analizador de redes vectorial (PNA), polarizando el diodo en inversa a través de las redes de polarización del mismo equipo, y accediendo al montaje mediante la estación de sondas coplanares, con cables coaxiales de 2,4mm. El montaje del diodo se hizo con transiciones de línea coplanar a línea microstrip, modelo (PROBE POINT TM1003 de JmicroTM Transition) [5]-[9], que posibilitaran el acceso con las sondas.

Para la calibración hemos empleado el procedimiento genérico de Jmicro Technology, Se realizó una calibración TRL (THRU, REFLECT, LINE), para descontar el efecto de las transiciones en el montaje y obtener los parámetros de Scattering del diodo con los hilos de “bonding” a la entrada y salida. La potencia de entrada utilizada para realizar las medidas fue de -30 dBm, y se realizaron medidas para varios puntos de polarización. En la *Figura V. 3* se muestra el equipo de medidas empleado para medir los diodos en banda de frecuencia de 2 hasta 50 GHz.



Figura V. 3 Equipo de Medida del Laboratorio, En primer plano el microscopio de la estación de sondas.

Los resultados de las simulaciones del modelo han sido verificados mediante medidas de parámetros de Scattering (limitados hasta 20GHz por el procedimiento de calibración). En estas medidas las puntas se han posicionado directamente en el diodo, en el “gap” entre los pad del ánodo y el cátodo, sin ningún tipo de elementos de montaje adicionales (como hilos de “bonding” o accesos Jmicro), como se puede ver en la *Figura V. 4* donde se aprecian las huellas de las puntas.

La medida ha sido llevada a cabo mediante una sonda diferencial de 150 μm de distancia entre puntas (“pitch”) con dos contactos (Signal-Ground) [10]. Con esa medida hemos verificado la coherencia del modelo, mostrando que este último no está afectado por los efectos parásitos como los de hilos de “bonding” y las transiciones coplanar-microstrip.

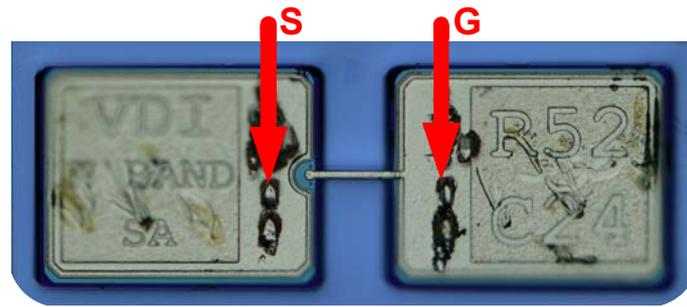


Figura V. 4 Foto del Diodo simple (SA-Diode), medidas con la sonda diferencial modelo (50A-GS-150-P)

A continuación en la Figura V. 5 presentamos los resultados de medidas y modelado del parámetro de reflexión S_{11} :

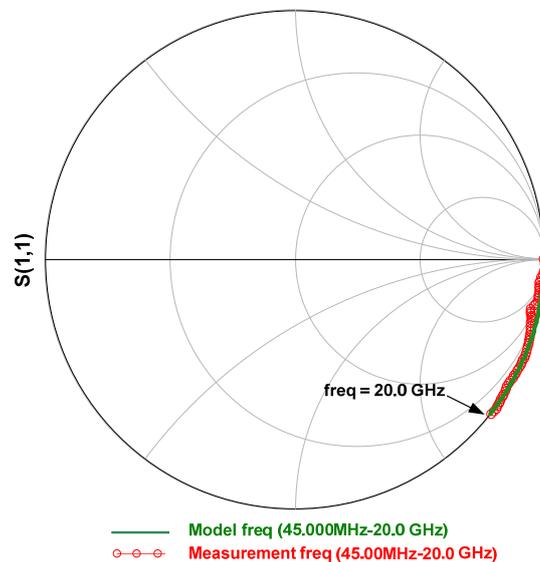


Figura V. 5 Coeficiente de reflexión simulado y medido del diodo Schottky simple con sonda (50A-GS-150-P)

V.3.2.2 Resultados

Una vez realizada la simulación del modelo en continua (capítulo III), se llevan a cabo simulaciones para obtener el valor de los parámetros de Scattering. Para ello realizamos un análisis comparativo con los parámetros obtenidos a través de medidas hechas en el laboratorio, y se optimizan los valores de los elementos del modelo del diodo. Para determinar los parámetros del modelo en RF del diodo, como se ha comentado anteriormente se opta por tomar como punto de partida los resultados de los valores estimados con las simulaciones electromagnéticas de los diversos parásitos de la parte anterior: la inductancia del diodo, los hilos de “bonding”, los “pad” de

acceso, la capacidad parasita entre ánodo y el cátodo, etc., que se emplearán como valores iniciales para una posterior optimización mas automatizada.

La comparación en la banda de frecuencias de 2 hasta 50GHz entre los resultados de las medidas y las simulaciones del modelo obtenido para los dos casos (a y b) presentados en el capítulo IV (apartado IV.4.2), de los parámetros de Scattering, se muestran en las figuras (*Figura V. 6, Figura V. 7*).

Como se puede observar, los resultados de la comparación entre las medidas realizadas y las simulaciones hechas en ADS de los parámetros de Scattering del modelo obtenido del diodo simple son muy similares. Por tanto se considera que el modelo se ajusta muy bien al comportamiento de alterna, además al de continua. Mencionar que se realizaron medidas en otros puntos de polarización, obteniendo resultados de ajuste igualmente satisfactorios, que se presentarán más adelante a la hora de mostrar los resultados finales del modelo del diodo que cubre la banda de frecuencias completa hasta 110GHz.

Medidas y modelado del diodo Simple hasta 50 GHz (caso a)

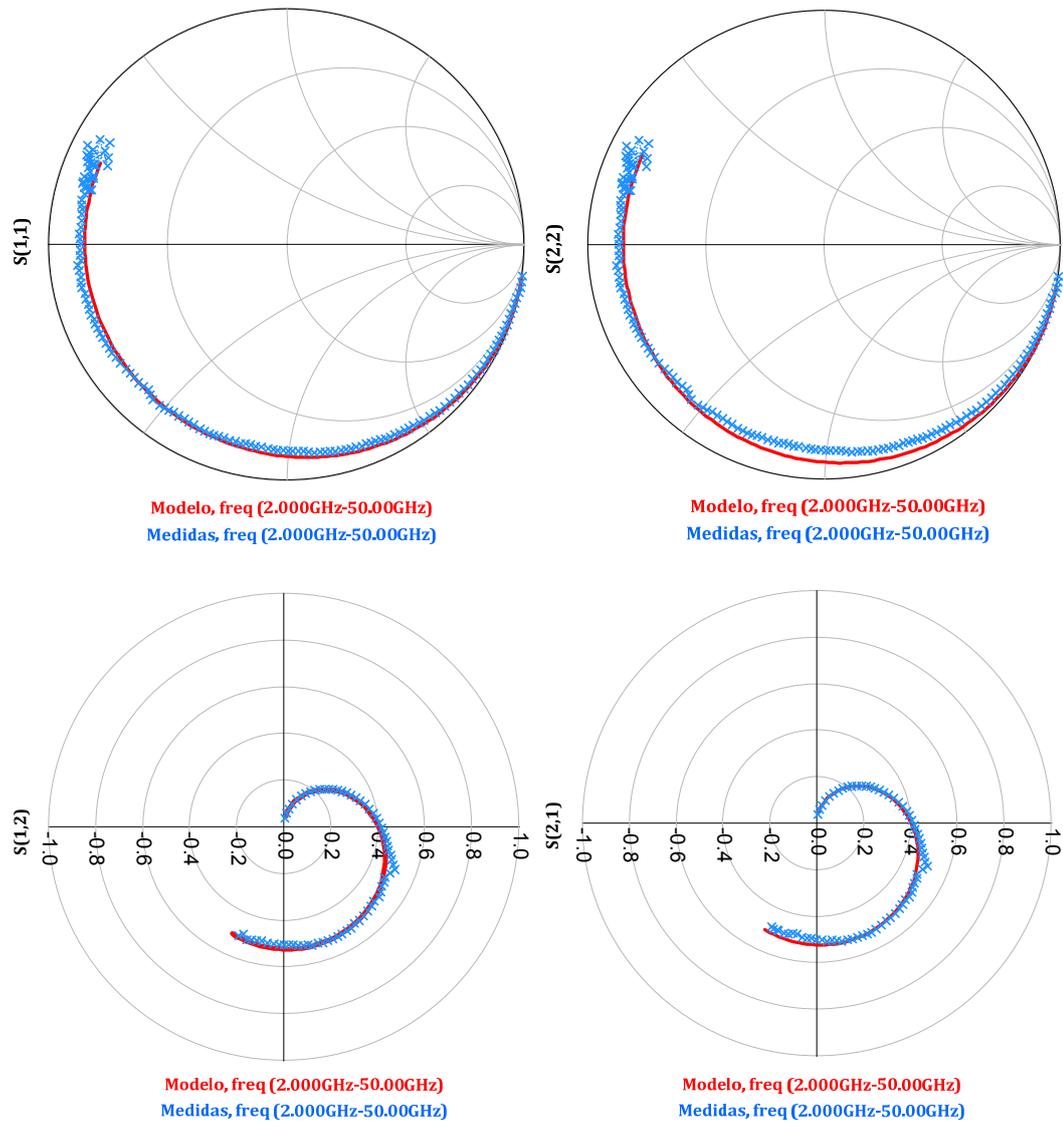


Figura V. 6 Medida y Modelado de los Parámetros de Scattering del Diodo Simple ($V_d=0$ V), caso (a)

Medidas y modelado del diodo Simple hasta 50 GHz (caso b)

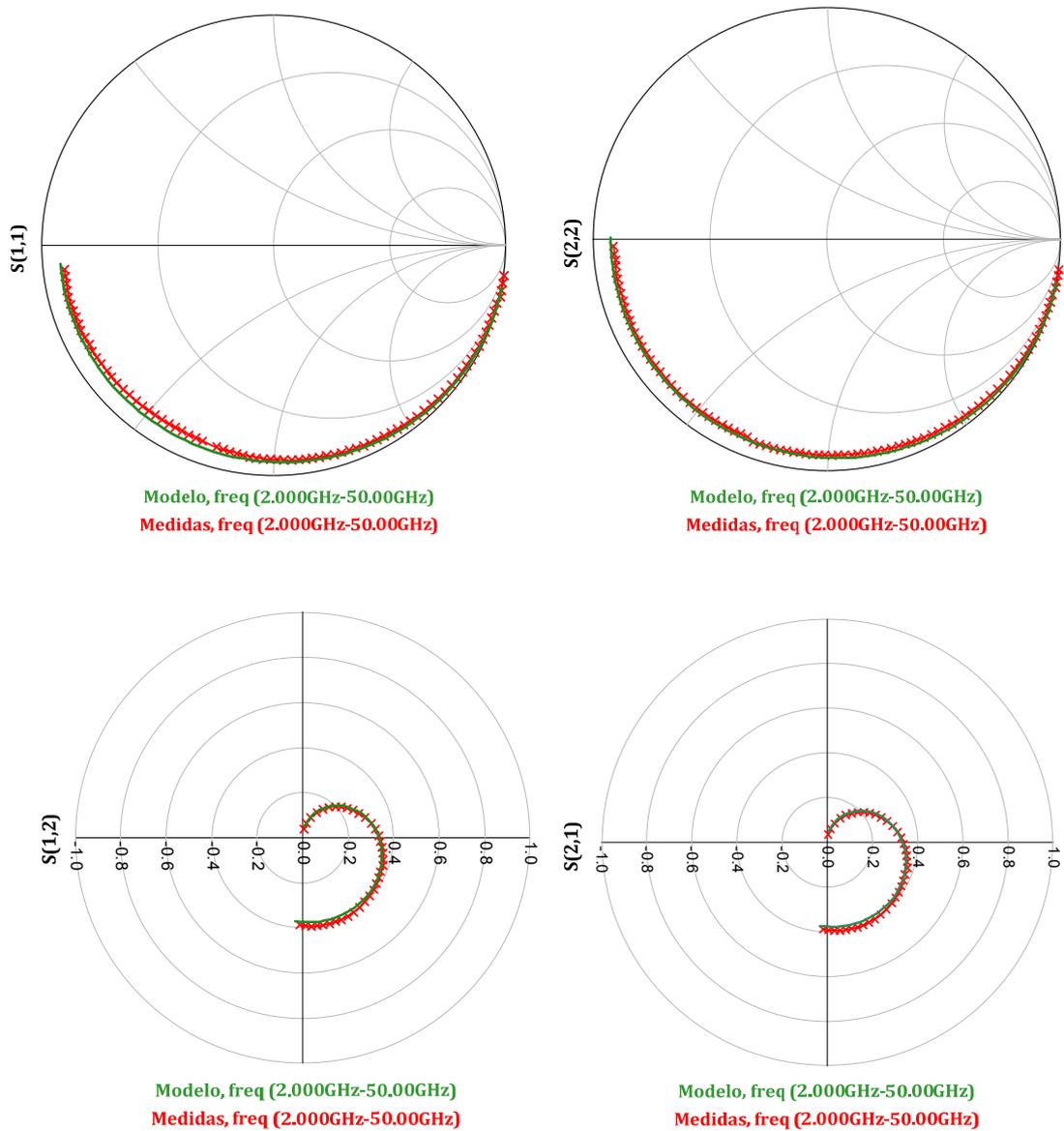


Figura V. 7 Medida y Modelado de los Parámetros de Scattering del Diodo Simple ($V_d=0$ V), caso (b)

V.3.3 Medidas y modelo en banda W (75-110GHz)

V.3.3.1 Método de medida de los parámetros de Scattering

El sistema de medida empleado se basa en dos módulos (VNA-extensions) [11] de alta frecuencia: un módulo transmisión-reflexión (T-R) y un módulo de solo recepción, (R) que trabajan en la banda de frecuencias de 75GHz a 110GHz (Banda W), y están conectados a un Analizador de Redes el PNA-X N5242A de Agilent Technologies.

Como se puede observar en la fotografía (*Figura V. 8*), las extensiones disponibles para esta frecuencias son diferentes una de la otra. La extensión que se puede observar a la derecha, es un conversor transmisor/receptor, que tiene un oscilador interno junto con un acoplador direccional y por tanto, tiene la posibilidad tanto de enviar señal hacia el DUT en banda W como recibir la señal reflejada por el mismo en esa misma banda W, mientras que la situada en la izquierda en la fotografía, es solamente receptora, por lo que con esta cabeza no podemos enviar una señal incidente a la segunda puerta del DUT desde la salida de la extensión. Por este motivo, para realizar las medidas de los 4 parámetros $[S]$, exclusivamente podemos medir los parámetros S_{11} y S_{21} simultáneamente (colocando la extensión transmisora/receptora en la entrada y la extensión receptora en la salida). Para medir los parámetros S_{22} y S_{12} , es necesario dar la vuelta al dispositivo y los valores de los parámetros S_{11} y S_{21} de las medidas, serán en realidad precisamente los S_{22} y S_{12} deseados.

Hay que comentar, que a la salida del cabezal receptor colocamos un atenuador de 20dB. Así, si estuviera desadaptada la entrada del cabezal, facilitamos la adaptación del mismo (mínimo de 40dB) para que no existan reflexiones entre este y la salida del dispositivo a medir, y conseguir unas medidas más fiables.

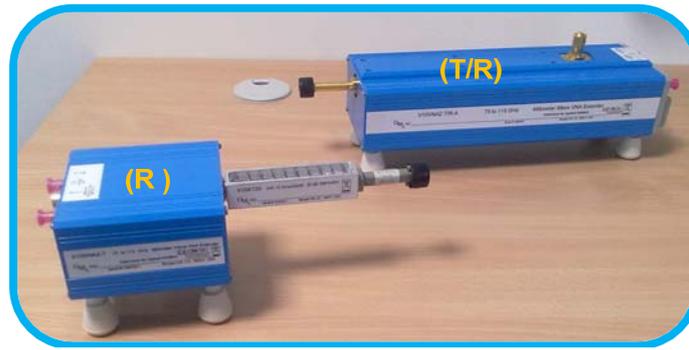


Figura V. 8 Cabezales N5260AW10 para Banda W (Transmisora-Receptora y Receptora)

Con el analizador vectorial PNA-X, se puede medir desde 10MHz hasta 26.5GHz, pero tiene la opción de poder medir a frecuencias en banda milimétrica añadiendo los cabezales antes mencionados que nos proporcionan la banda de frecuencias deseada (75-110GHz). Estos cabezales extensores, son módulos con salida en la guía de onda estándar en esta banda de frecuencias, WR-10, y por lo tanto, para poder medir conjuntamente los parámetros de transmisión y reflexión de los diodos considerados, hemos empleado un equipo de medida formado por las extensiones antes mencionadas conectadas a las transiciones guía de onda a coaxial y cables coaxiales de 1 mm, que nos permiten medir en toda la banda W (75-110GHz) y finalmente, una sondas coplanar Modelo 110H de PicoProbe para medir en oblea como se puede ver en la Figura V. 9 “on-wafer”, con un espaciamiento “pitch” de 125µm. Las puntas de medida sirven como adaptadores entre los cables y las superficies de contacto “pads” de la estructura de medida.

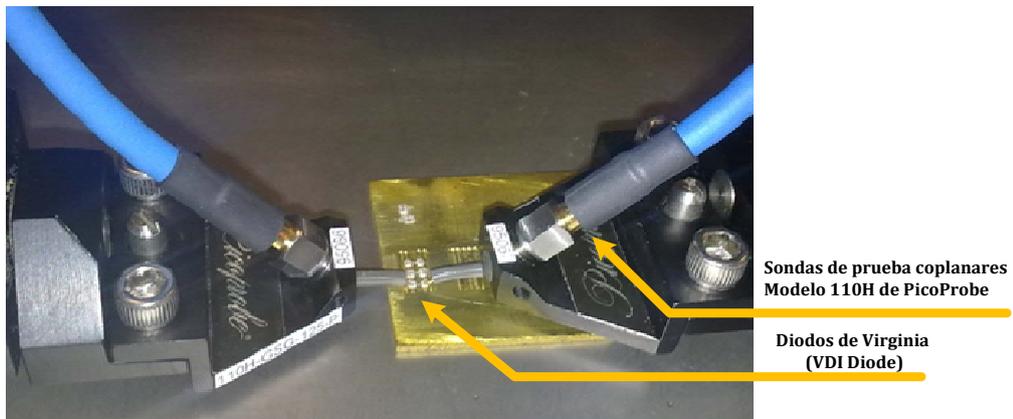
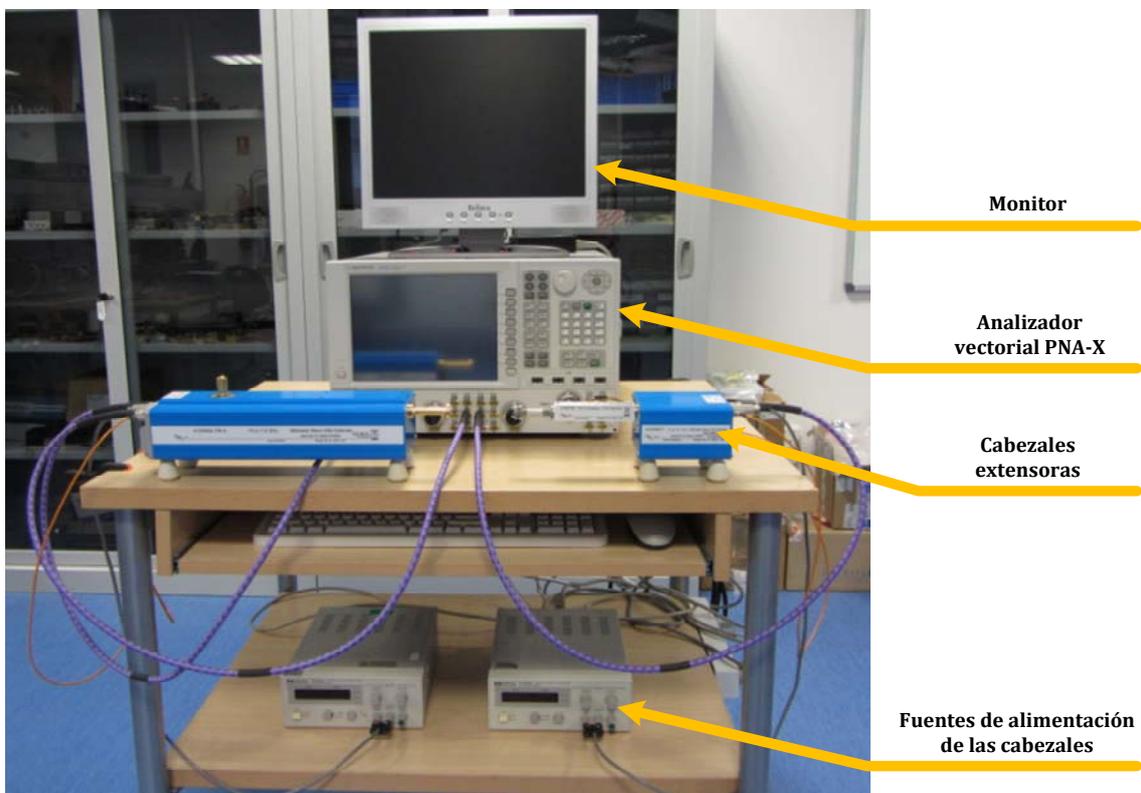
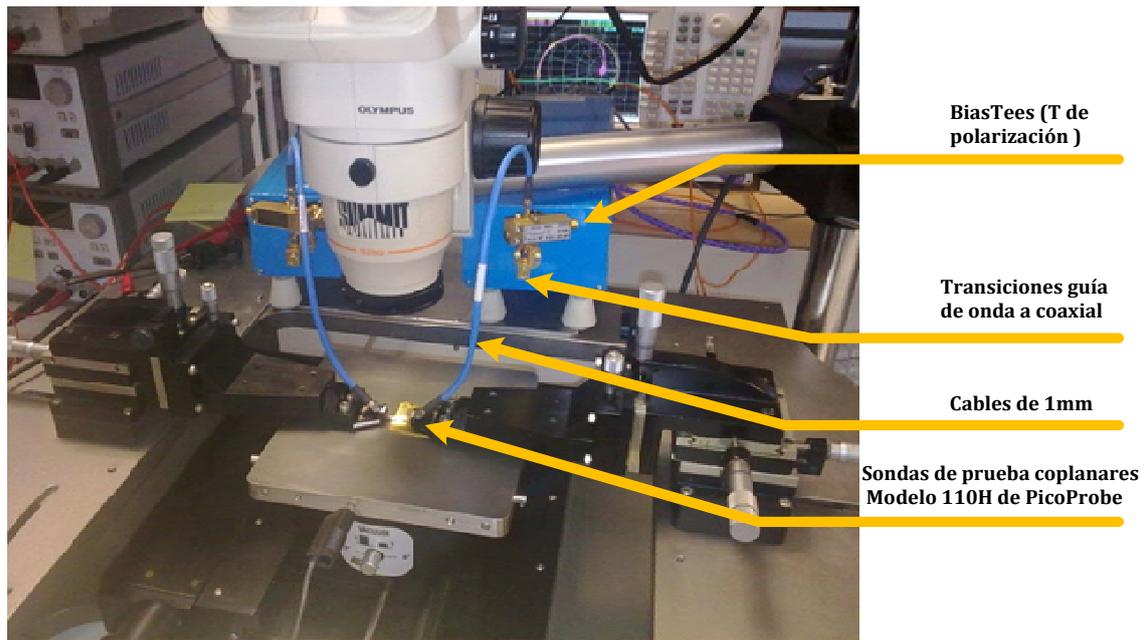


Figura V. 9 Sondas de prueba coplanares Modelo 110H de PicoProbe para medir en oblea los diodos en la banda W

Todas las medidas de este trabajo se realizaron en el Laboratorio de Microondas del Departamento, y el equipo de medida es el que se muestra en la *Figura V. 10*, en dicha fotografía en la (a) se puede apreciar el PNA-X, las extensiones para poder medir en la banda W, las dos fuentes para alimentar a los cabezales y un monitor para poder visualizar mejor la pantalla del analizador PNA-X. En la *Figura V. 10* (b) se muestra una foto del diodo conectado con las dos transiciones de Jmicro mediante “bonding” con hilos de oro de diámetro $17\mu\text{m}$, para medir en oblea los parámetros de Scattering en la banda W (75-110) GHz.



(a)



(b)

Figura V. 10 Banco de Medida del Laboratorio para banda W (Cabezales T/R y R)
 (a) Equipo de medida: analizador PNA-X con sus cabezales para la banda W , (b) Detalle del banco de medida para medir en oblea el dispositivo con la estación de puntas coplanares

Una vez seleccionadas todas las opciones deseadas para definir las medidas que se quieren llevar a cabo, es necesaria una calibración que compense los errores sistemáticos introducidos por el equipo y los cabezales, los cables, las transiciones, etc. y así obtener unas medidas fiables que correspondan exclusivamente al dispositivo a medir.

Para la calibración hemos empleado el procedimiento genérico (Cascade Probe LRM) que se muestra en la Figura V. 11, que sitúa los planos de calibración de medida en el lugar de posicionamiento de las puntas.

Posteriormente, el plano de referencia podrá ser cambiado de posición para poder medir el montaje teniendo en cuenta los efectos de las dos transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) y del hilo de “bonding”. Para calibrar el sistema en el plano de las sondas coplanares, hemos utilizado una calibración LRRM (LINE, REFLECT, REFLECT, MATCH) y estándares coplanares (ISS 101-190 de Cascade 38286).

Se realizó una calibración adecuada para el hecho de que tenemos dos cabezales diferentes para medir en la deseada banda W . Se trata de una calibración SOLT

(Short-Open-Load-Thru), para corregir la influencia de los cables y obtener los parámetros de Scattering del las dos transiciones con los hilo de conexión de la entrada y salida.

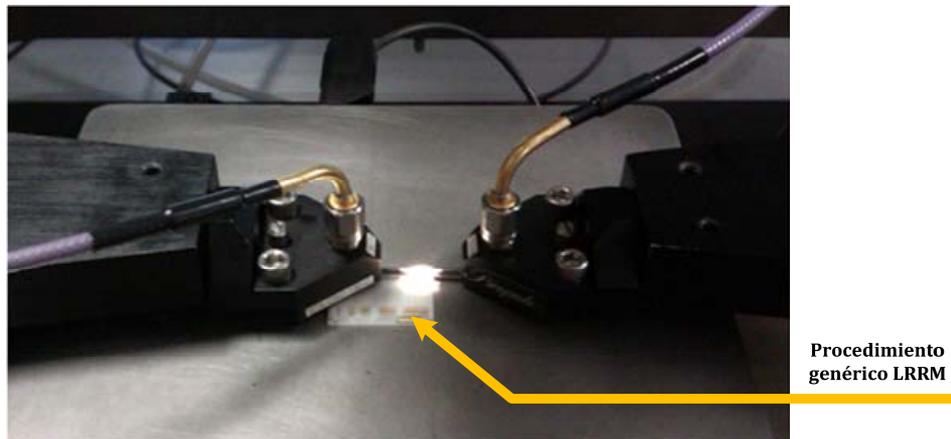


Figura V. 11 Proceso de calibración mediante el sustrato para el procedimiento genérico Cascade Probe LRRM

V.3.3.2 Resultados

Como hemos comentado en el apartado anterior, previo a la realización de las medidas, fue necesario el correcto montaje del equipo de medida, la selección de las opciones del analizador (PNA-X) para tener unas medidas adecuadas y finalmente la calibración para corregir los errores que pudieran producirse debidos al equipo. Pero aun así nos enfrentamos con el hecho de que los resultados de medidas de los diodos no representan medidas propias del diodo solo, sino también del efecto de las transiciones coplanar-microstrip “Jmicro”; a continuación, en la *Figura V. 12*, presentamos los resultados de medidas del los parámetros de Scattering del diodo ánodo simple en banda W.

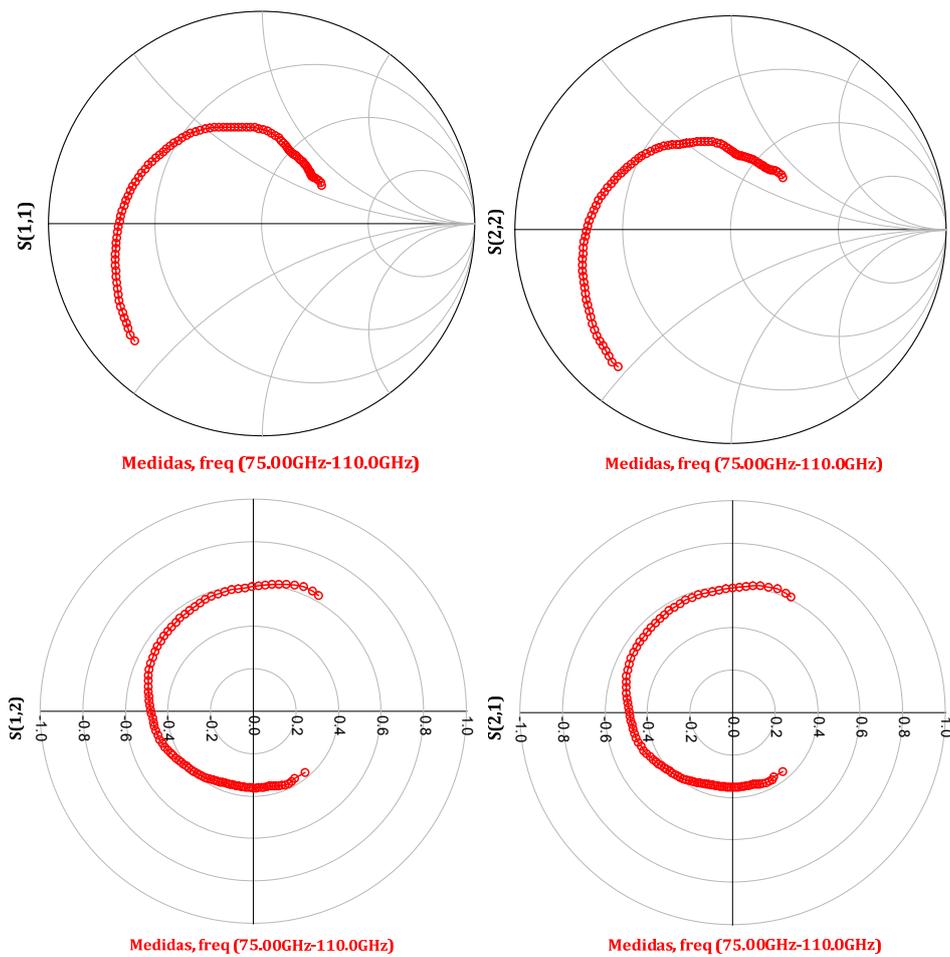


Figura V. 12 Medida de los Parámetros de Scattering del Diodo Simple con el efecto de las transiciones Coplanar-Microstrip ($V_d=0 V$)

A la vista de los resultados de medidas de los parámetros de Scattering de diodo mostrados en la figura anterior (Figura V. 12), se puede apreciar el efecto incluido de las transiciones coplanar-microstrip (CPW-M). Si deseamos determinar únicamente la medida del dispositivo microstrip, es necesario eliminar el efecto de las transiciones CPW-M empleadas. Con este fin, las transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) se han tratado en numerosos trabajos de investigación, que han propuesto modelos de la transición obtenidos mediante simulaciones electromagnéticas 2D [12], que se utilizan para desplazar las medidas del plano CPW-M al plano microstrip. De igual manera, se han presentado métodos donde se obtiene la matriz ABCD o la matriz T de las transiciones CPW-CPW [12] mediante ajustes a medidas [13].

V.4 Caracterización de las Transiciones Coplanar-Microstrip

Dentro del proyecto de investigación TERASENSE, nuestro grupo pretende, en primer lugar, diseñar e implementar un sistema de detección pasivo y posteriormente un sistema activo. Con este fin, es imprescindible trabajar en la caracterización de circuitos tales como amplificadores o detectores y de dispositivos activos como diodos Schottky como es el caso de este trabajo. Frecuentemente, se requiere medir dispositivos con acceso a los mismos de tipo microstrip, utilizando sondas de prueba coplanares “on-wafer”.

Sin embargo, la caracterización y el modelado de dispositivos, en particular los diodos, en la banda de W se convierten en una tarea compleja debido a las dificultades para el proceso de “de-embedding” de los elementos de acceso como es el caso con las transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) y a la hora de modelar los diodos Schottky en la banda W, nos enfrentamos con la necesidad de obtener un modelo de las transiciones para poder descontarlas de las medidas del diodo. En este sentido y en primer lugar, se ha realizado en el laboratorio un montaje sencillo consistente en dos transiciones de coplanar a línea microstrip (CPW-M) frente a frente [14], empleando para ello el modelo PROBE POINT TM1003 de Jmicro™ Technology, [5-9]. Las transiciones CPW-Microstrip están unidas mediante un hilo de oro a la sección microstrip y pegadas con epoxi a un latón chapado en oro como plano de tierra. Se unieron utilizando un hilo de oro de diámetro 25 μm , con una longitud aproximada de 330 μm y con un bucle “Loop” de 80 μm .

En este apartado, presentamos un circuito equivalente CAD (ADS) y un modelo electromagnético mediante un simulador electromagnético en 3D (HFSS) para caracterizar las transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) en la banda de frecuencias (2-110 GHz) inspirado en su estructura física, que parte de montar dos transiciones frente a frente conectadas mediante un hilo de oro, para obtener el modelo del montaje de las dos. Este modelo, se aplica después para la extracción de las transiciones en las medidas de los dispositivos. Los resultados obtenidos son comparados con las medidas hechas en laboratorio.

V.4.1 Montaje de las dos transiciones CPW-M.hilo.CPW-M

En la *Figura V. 13*, se muestra una foto de las dos transiciones CPW-M disponibles y del diseño que Jmicro Technology aporta en la hoja de características de las mismas. En este diseño, se han indicado las dimensiones de la estructura obtenidas en las medidas realizadas con un microscopio.

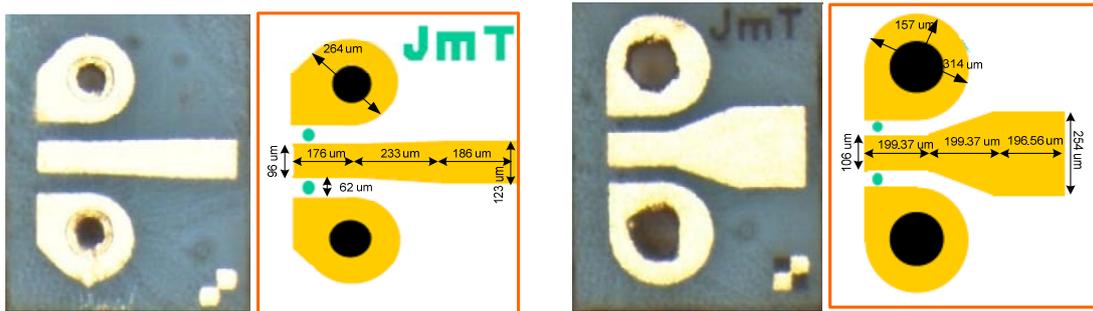


Figura V. 13 Transición Coplanar-Microstrip (CPW-M). (a) Transiciones de sustrato con 5mils, (b) transiciones con sustrato 10mils. Dimensiones en μm

Estas transiciones adaptan la estructura coplanar-microstrip (CPW-M) conservando la impedancia característica Z_0 ($\approx 50\Omega$), e incluye dos “via-holes” que permiten asegurar un buen contacto entre la tierra de la línea coplanar y el plano de tierra microstrip. A continuación en la *Figura V. 14*, se muestra la foto del montaje propuesto para evaluar la transición formada con un par de transiciones unidas mediante el hilo de oro.

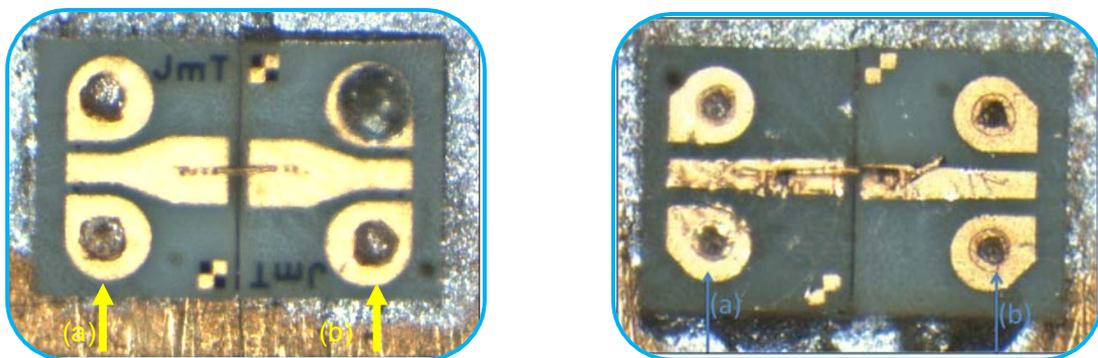


Figura V. 14 Montaje a medir de las dos transiciones coplanar a microstrip conectadas mediante hilo, transiciones con sustrato de 5mils y 10mils

V.4.2 Resultados experimentales

Como se ha comentado antes, hemos empleado un analizador de redes vectorial (PNA) conectado a una estación de sondas coplanares (con coaxial 2.4mm). En la banda de frecuencias 75-110GHz, hemos empleado un equipo de medidas formado por un PNA-X y los cabezales extensores conectados al mismo, que nos permite medir en toda la banda W (75-110GHz).

Cuando hemos empleado para medir los diodos la calibración propia del fabricante JMicro, hemos podido descontar el efecto de las transiciones. Así hemos hecho en la banda hasta 50GHz. Sin embargo, este conjunto de calibración no opera en la banda de (75-110GHz). En ese caso, se puede utilizar para la calibración el procedimiento genérico (Cascade ProbeLRM) que sitúa los planos de medida en el lugar de posicionamiento de las puntas ((a) y (b) en la *Figura V. 14*). Posteriormente, el plano de referencia podrá ser cambiado de posición para poder medir el montaje teniendo en cuenta los efectos de las dos transiciones coplanar microstrip CPW-M y del hilo. Para calibrar el sistema en el plano de las sondas coplanares, hemos utilizado una calibración LRRM (LINE, REFLECT, REFLECT, MATCH) [15], y estándares coplanares (ISS 101-190 de Cascade 38286).

En cuanto a la calibración en sí, el tipo de calibración empleada es la denominada “Enhanced Response”, para corregir la influencia de los cables y obtener dos de los cuatro parámetros de Scattering de la pareja de transiciones con el hilo de oro de conexión, en lugar de los cuatro, como haría la calibración “full two-port”.

Como hemos comentado anteriormente la medida de los 4 parámetros de Scattering necesita hacerse en dos pasos, girando las conexiones del circuito, sin embargo, el hecho de no poder posicionar en el segundo paso las puntas en el mismo sitio exactamente (como en el primer paso para medir S_{11} y S_{21}) además de la no perfecta simetría del montaje puede causar una cierta diferencia en los valores, que se puede apreciar en las graficas de las medidas en la banda W (75-110GHz).

V.4.3 Simulaciones

V.4.3.1 Modelo circuital obtenido del montaje (ADS)

En primer lugar, se ha realizado una simulación para validar el modelo circuital del montaje de las transiciones empleando ADS (Advanced Design System), de Agilent, usando líneas microstrip (TLine) y coplanares (CPW) y Tapered Line (MTAPER) para tener en cuenta la forma de las líneas de las transiciones y finalmente “vía-holes”, que permiten asegurar un buen contacto entre tierra y “bond wire” (hilo) para tener en cuenta el efecto del hilo de “bonding” [16].

En esta simulación, también se tendrá que definir el sustrato que se utilizará. En este caso es Alúmina con las siguientes características: permitividad, $\epsilon_r = 9.9$; espesor de las metalizaciones, $t = 3\mu\text{m}$; altura del dieléctrico, $h = 0.254\text{mm}$; conductividad, $\sigma = 4 \cdot 10^7 \text{ S/m}$, sin olvidar el hilo de conexión, que tiene una longitud aproximada de $l=330\mu\text{m}$, un diámetro de $25\mu\text{m}$ y está colocado haciendo un bucle “Loop” de $80\mu\text{m}$ en el caso de las transiciones de 0.254mm de sustrato y con las transiciones de 0.127mm de un sustrato, la longitud del hilo de conexión fue un poco más larga, de casi $l=340\mu\text{m}$ y con el mismo diámetro de $25\mu\text{m}$. Se han llevado a cabo medidas de las longitudes y anchuras de cada una de las líneas, tanto coplanar como microstrip, con un microscopio calibrado. Como primer paso hemos empezado con unas simulaciones circuitales del hilo utilizando los modelos del hilo que están en la librería de ADS; para comprobar la validez del hilo que vamos a utilizar en nuestro circuito, y para asegurarnos de la buena elección del modelo del hilo hemos hecho unas pruebas de medidas del hilo. Partimos de las medidas del mismo montaje (CPW-hilo-CPW) con una calibración que descuenta el efecto de las transiciones en la banda 1-50GHz y comparamos los resultados de las medidas con el modelo del hilo. Los circuitos equivalentes obtenidos a simular son los que se muestran a continuación (*Figura V. 15, Figura V. 16*).

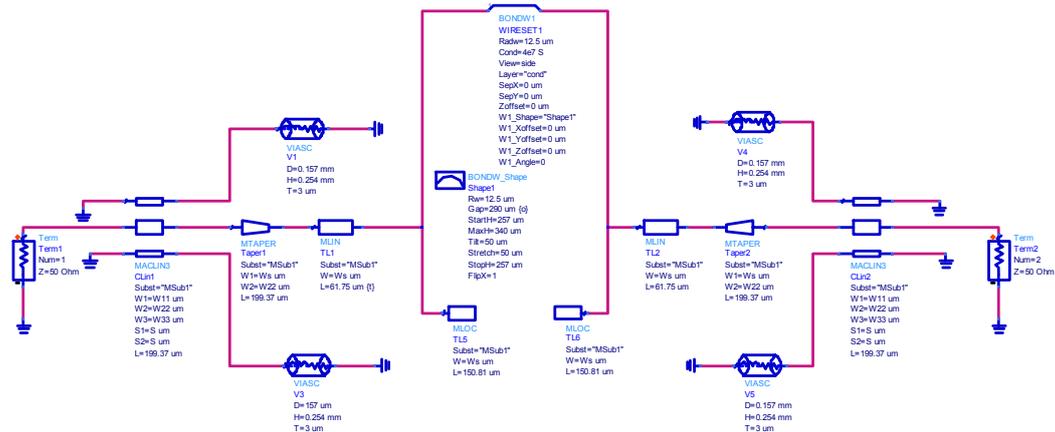


Figura V. 15 Modelo circuital en ADS del montaje de las transiciones (de 10mils) con hilo

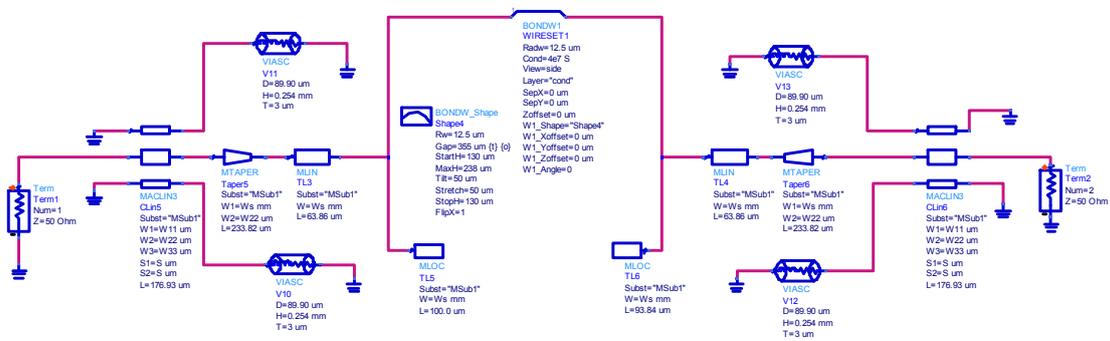
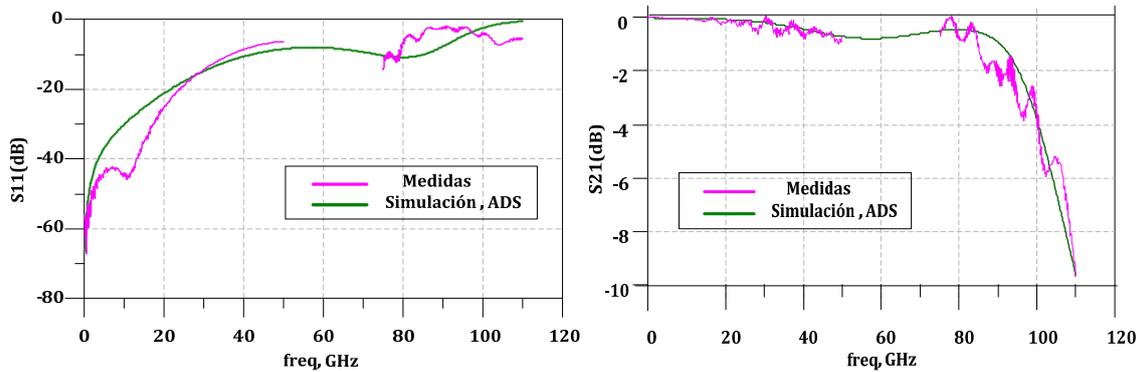


Figura V. 16 Modelo circuital en ADS del montaje de las transiciones (de 5mils) con hilo

Una vez realizados los diseños, el siguiente paso fue la simulación en ADS. Así, en la Figura V. 17, se muestra una comparativa de las medidas obtenidas en el laboratorio del montaje disponible (Figura V. 14) para los dos casos, junto con la propia simulación obtenida en ADS del modelo circuital diseñado (Figura V. 15, Figura V. 16).

a- Resultados para el caso de las transiciones con sustrato de 10 mils



b- Resultados para el caso de las transiciones con sustrato de 5 mils

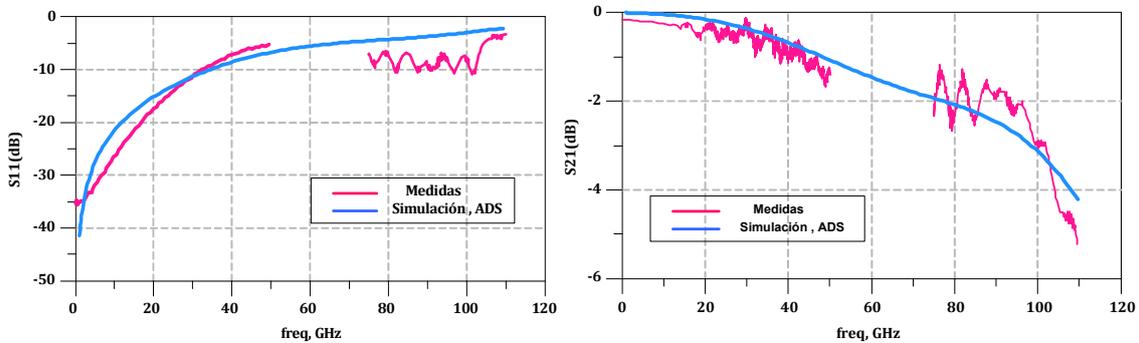


Figura V. 17 Comparación entre los parámetros $[S]$ del modelo circuital en ADS y las medidas del montaje (CPW-M.hilo.CPW-M) de las transiciones ((a) J_{micro} de 10mils, (b) J_{micro} de 5mils)

Se puede apreciar cómo la simulación tiene un comportamiento muy similar a las medidas de las dos estructuras, en ambos parámetros, S_{11} y S_{21} . Se puede observar que no tenemos medidas en el rango completo de frecuencias deseadas, puesto que en el rango de frecuencias de 50 a 75GHz no es posible medir con los equipos disponibles. Esto supone un cierto inconveniente a la hora de optimizar el modelo circuital, pero aún así, se ha conseguido obtener un modelo circuital adecuado tanto para la propia transición CPW-microstrip como para el hilo necesario para conectar las dos transiciones, y en todo el rango de frecuencias. Por otra parte, en la simulación también ha sido crítico el efecto del hilo, teniendo por tanto, que diseñarle con la forma y dimensiones exactas que presenta en el montaje físico, por esta razón hemos pasado a otra alternativa que nos permita tener en cuenta de una manera más sofisticada la geometría del hilo y también la estructura física de las transiciones.

V.4.3.2 Modelo electromagnético 3D obtenido del montaje (HFSS)

La segunda herramienta que se ha utilizado para tener en cuenta las desventajas del modelo circuital y también para validar la respuesta del montaje de las transiciones ha sido el programa HFSS (High Frequency Structure Simulator). Este software permite resolver electromagnéticamente las estructuras en 3D, y nos permite obtener de forma fácil y visual los resultados en función de los campos electromagnéticos y de los parámetros $[S]$. En primer lugar, se realizó una única transición coplanar-

microstrip (CPW-M) definiendo para cada objeto sólido el material utilizado. En este caso, el conductor y la metalización es oro y todo ello está encerrado en el vacío. También fue necesario indicar y definir los dos puertos utilizados, en este caso “wave port”. Antes de realizar el cálculo se deben definir las condiciones de contorno de las caras frontera de las estructuras. Estas condiciones de contorno, permiten describir el comportamiento del campo electromagnético en y más allá de los límites, por ejemplo, si se radia hasta el infinito o si la radiación es absorbida o reflejada; estas condiciones son necesarias para obtener una solución numérica. Para obtener una forma del hilo más próxima a la realidad, como es un simulador en 3D, hemos importado en el circuito directamente el diseño del hilo de CST utilizando un formato con extensión “igs”.

El montaje de las dos transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) simulado utilizando el simulador electromagnético 3D HFSS, de Ansoft Designer se muestra en la *Figura V. 18*, con el propósito de obtener el comportamiento de los parámetros de Scattering en función de la frecuencia.

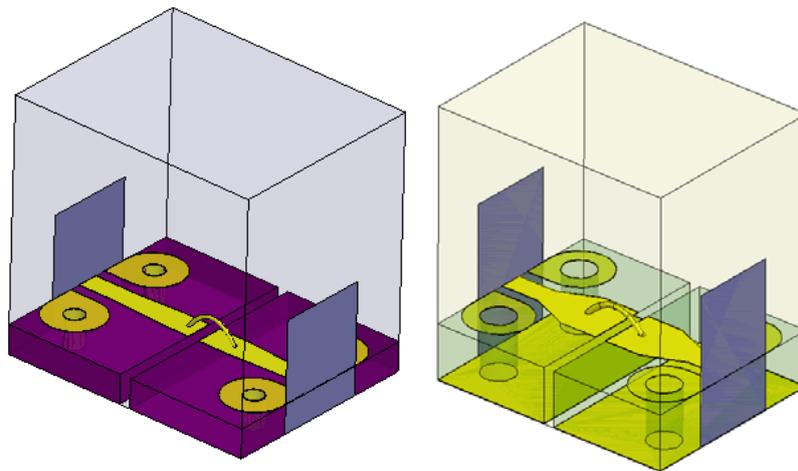
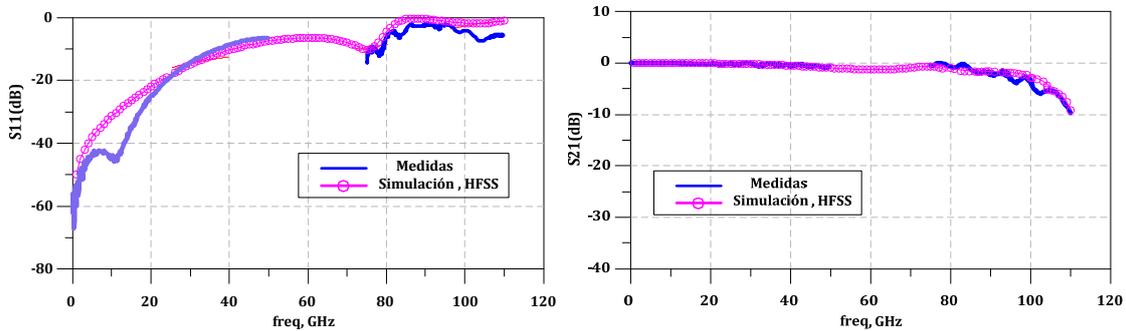


Figura V. 18 Vista en 3D del conjunto de las dos transiciones, conectado con el hilo, (a) Transiciones de 5mils, (b) transiciones de 10 mils

Los resultados de las simulaciones electromagnéticas 3D obtenidas con HFSS, se muestran en la *Figura V. 19*, en la que se presentan los resultados de los parámetros obtenidos en la simulación del montaje mostrado anteriormente (*Figura V. 14*).

a- Resultados para el caso de las transiciones con sustrato de 10 mils



b- Resultados para el caso de las transiciones con sustrato de 5 mils

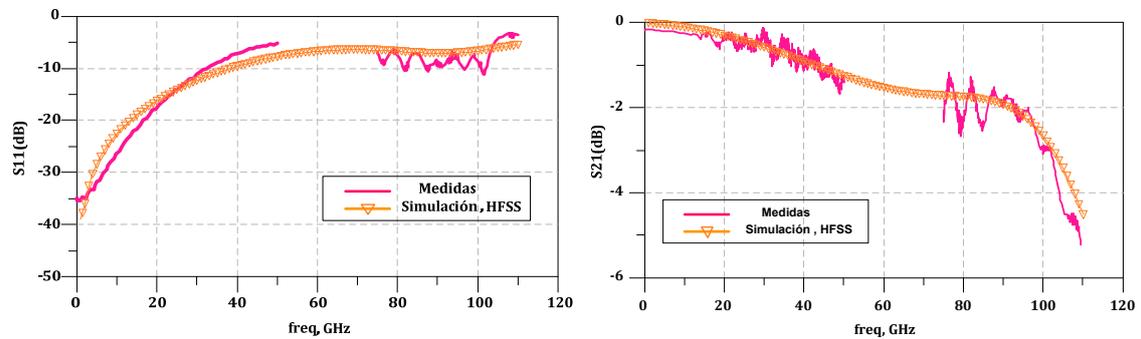


Figura V. 19 Resultados de la comparación entre los parámetros $[S]$ del modelo EM en HFSS y las medidas del montaje (CPW-M.hilo.CPW-M) de las transiciones ((a) J_{micro} de 10mils, (b) J_{micro} de 5mils)

Se han obtenido resultados satisfactorios sobre todo en alta frecuencias 75-110 GHz. De hecho los modelos obtenidos mediante las simulaciones electromagnéticas se podrán utilizar para llevar a cabo el proceso de “de-embedding” en la corrección de medidas de dispositivos (diodos en nuestro caso de banda W) para su caracterización y modelado. En ambos casos, las comparaciones con las medidas ponen de manifiesto la validez de los modelos presentados.

V.5 Resultados y Aplicación del proceso de de-embedding de las transiciones Coplanar-Microstrip (CPW-M) a las medidas del diodo simple en banda W

Los resultados finales de medidas y simulaciones, (del modelo equivalente que se muestra en la Figura V. 2), de los parámetros de Scattering del diodo Single Ánodo, después de la aplicación del proceso del De-embedding de las transiciones coplanar-microstrip en banda W, se representan en la Figura V. 20, Figura V. 21. Se llevaron a

cabo medidas de los parámetros de Scattering del diodo en varios puntos de polarización en inversa (-3.5 V hasta 0 V).

Como se puede observar en estas figuras, el modelo equivalente obtenido describe muy bien el comportamiento del diodo. El grado de acuerdo entre las medidas y los resultados generados por el modelo es excelente en toda la banda de frecuencias (2-110GHz), validándose por lo tanto la estrategia de extracción y el método del “de-embedding” utilizados en este trabajo.

Las medidas del coeficiente de transmisión y reflexión de la simulación del circuito equivalente se representan, para el diodo primero sin polarización (0 V) (*Figura V. 20*) y después aplicando una polarización en inversa al diodo (-3 V) (*Figura V. 21*).

El proceso del “de-embedding” de las transiciones coplanar-microstrip en la banda W se realizó utilizando el programa ADS, mediante el archivo exportado del software HFSS del modelo equivalente a las transiciones. Cabe señalar aquí que nuestro modelo tiene en cuenta el aumento de la resistencia serie causada por el efecto “skin” y eventualmente por algunas incertidumbres en la medida [8] a frecuencias superiores a 50GHz, dado que el aumento de la resistencia en la banda W se encontró de modo consistente cuando se realizó el ajuste de las medidas de varios diodos.

El estudio de la extensión de este efecto es difícil en esta banda de frecuencia, ya que las medidas están limitadas por la precisión de la calibración. Nótese también, como se comentó anteriormente, el efecto que presentan algunas posibles inexactitudes en la determinación de otros parámetros del circuito equivalente del diodo como la inductancia del finger, capacidades parásitas, los hilos.. etc.

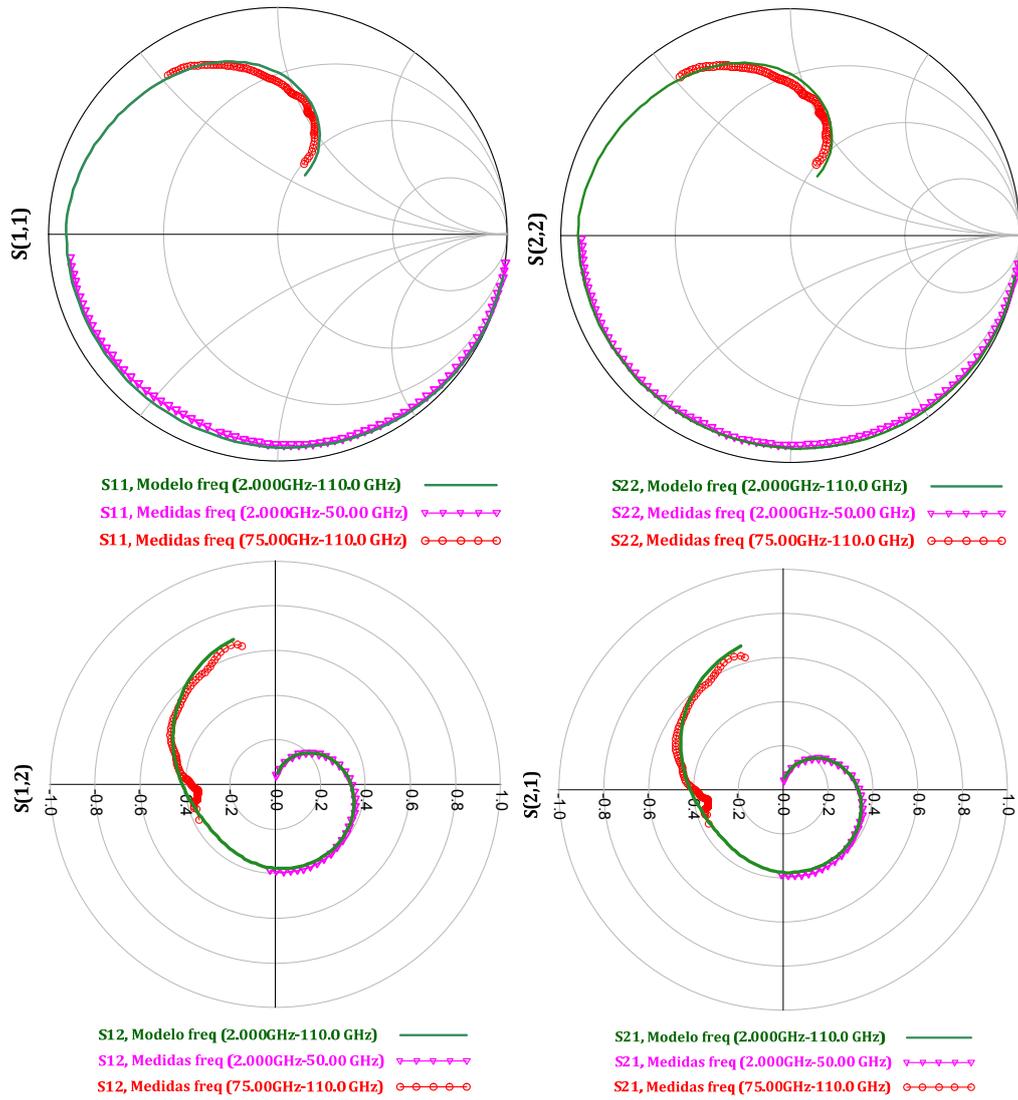


Figura V. 20 Medida y Modelado final de los Parámetros de Scattering del Diodo Single Ánodo, sin polarizar el diodo ($V_d=0 V$) después del proceso de de-embedding

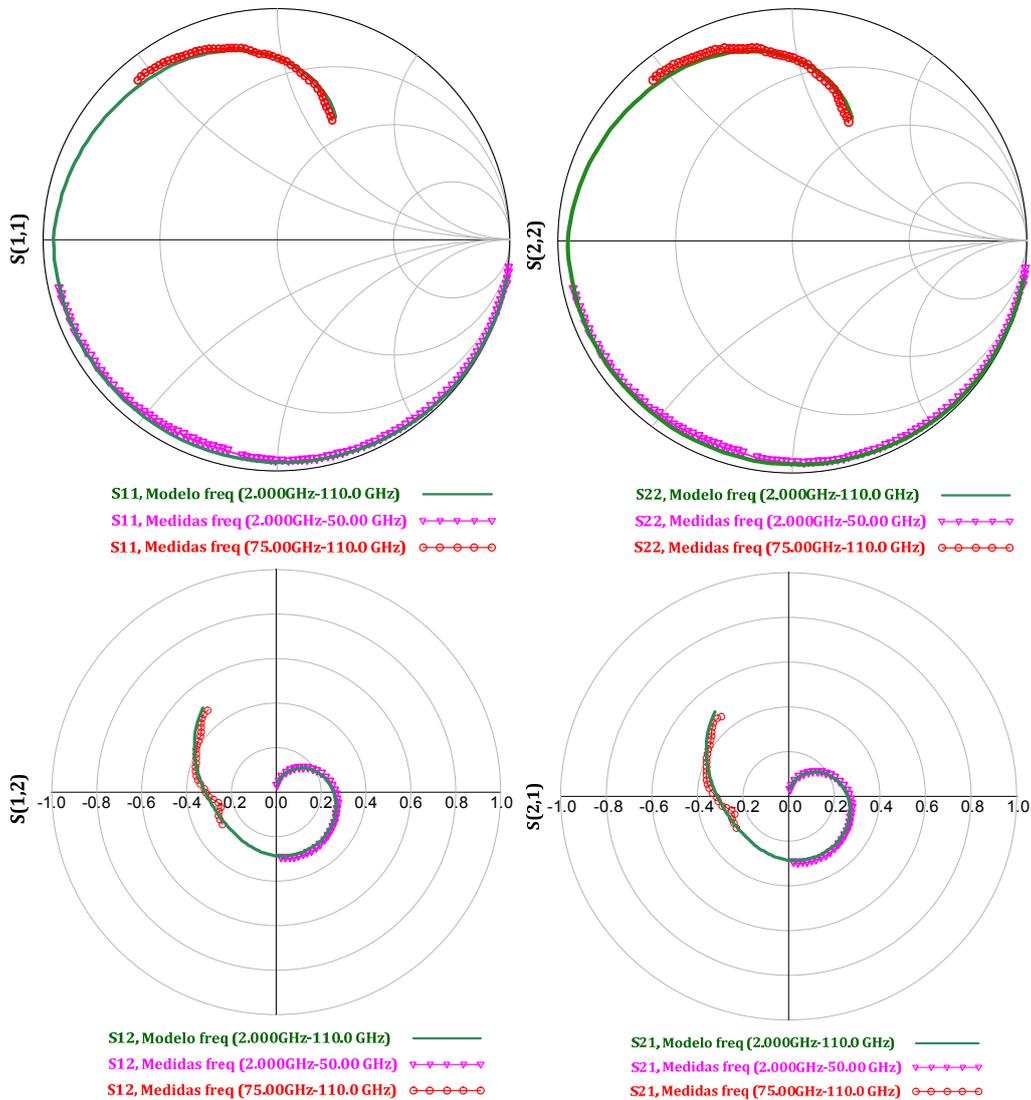


Figura V. 21 Medida y Modelado final de los Parámetros de Scattering del Diodo Single Ánodo, aplicando una tensión de ($V_d = -3 V$) en inversa al diodo después del proceso de “de-embedding”

La capacidad de nuestro método de modelado y caracterización para obtener un modelo de circuito equivalente de los diodos Schottky ha sido demostrada con una precisión que consideramos muy aceptable y válida hasta 110 GHz. Esto se demostró mediante las medidas llevadas a cabo hasta 50 GHz y entre 75 GHz y 110 GHz, aunque sin disponer de medidas en el rango de 50-75 GHz. También se ha demostrado la validez del modelo obtenido de las transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) aplicado para llevar a cabo el proceso de “de-embedding” con objetivo de eliminar o

descontar sus efectos en la banda W (75-110 GHz). A continuación, en la *Tabla V. 1* presentamos los valores obtenidos de todos los parámetros del modelo del diodo simple.

Parámetro	Símbolo	Valor
Corriente de saturación (A)	I_{sat}	$9.97593e-13$
Factor de idealidad	η	1.28
nkT/q (1/V)	α	30.31
Capacidad de unión (Vd=0V) (fF)	C_{jp}	24
Resistencia serie (Ω)	R_s	2.4429
Potencial de unión (V)	Φ_{bi}	0.9
Inductancia del dedo (pH)	L_f	50
Capacidad parasita (fF)	C_p	1
Capacidad (Pad-to-Pad) (fF)	C_{pp}	15
Inductancia "bonding" (pH)	L_1	60.13
Inductancia "bonding" (pH)	L_2	51.36
Capacidad "Pad" (fF)	C_1	60.34
Capacidad "Pad" (fF)	C_2	46.26
Resistencia "bonding" (Ω)	R	0-3

Tabla V. 1 Valores extraídos de los parámetros del modelo del diodo Single Ánodo (VDI-Diode)

A continuación, en la *Figura V. 22* presentamos el esquema eléctrico del modelo no lineal completo implementado en el simulador ADS para el diodo single ánodo.

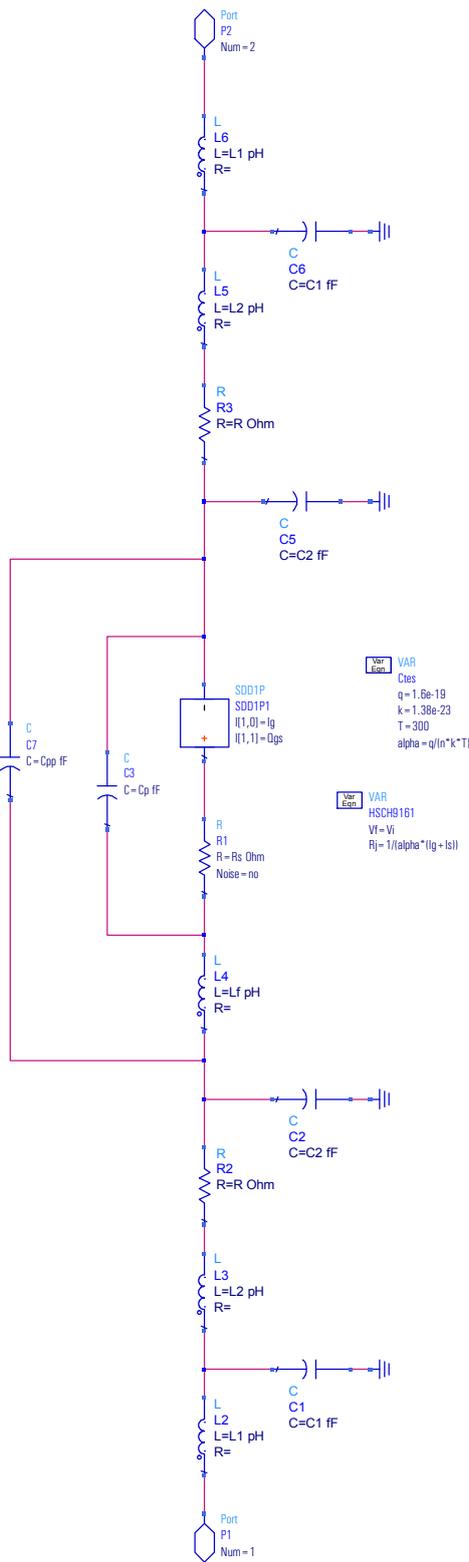


Figura V. 22 Esquema eléctrico del modelo completo implementado en el simulador ADS para el diodo simple (single Ánodo)

V.6 Validación del modelo gran señal de los diodos-Medidas de Potencia

Una forma adicional de probar la validez del modelo RF gran señal de los diodos ha sido la medida y simulación de la potencia y el espectro de salida frente la potencia de entrada para una señal de test sinusoidal. En este tipo de medidas se cuantifica la potencia de salida frente a la potencia de entrada del dispositivo y son conocidas como medidas Pin/Pout, y presentan la ventaja de no necesitar una instrumentación tan sofisticada para realizarlas si se escogen frecuencias asequibles [17-18].

Para efectuar este tipo de medidas se deben cuantificar primero las pérdidas introducidas por todo el sistema. Una vez estén estimadas, se procede a aplicar en la entrada del dispositivo a medir una señal conocida e incrementar el nivel de potencia, leyendo la potencia de salida en cada caso y se procede a corregir las medidas descontando las pérdidas introducidas por los accesos. De esta forma se conocerá perfectamente tanto la magnitud de la señal aplicada en la entrada del diodo, como la medida correcta de potencia a su salida.

Puesto que los diodos Schottky contienen elementos no lineales, cuando se introduce una señal de RF, el diodo responde además de con una señal a la frecuencia fundamental, con los armónicos generados por la mismo. Esto permite caracterizar su comportamiento respecto a los armónicos de orden superior.

El montaje implementado para las medidas en potencia es el que se muestra en la *Figura V. 23*, está formado por un analizador de espectro, un multímetro, un generador de señal, un polarizador “DC bias Tees” y el diodo Zero Bias (después el single ánodo) insertado en su test-fixture *Figura V. 24*, al cual se conectará, por el ánodo y el cátodo del diodo.

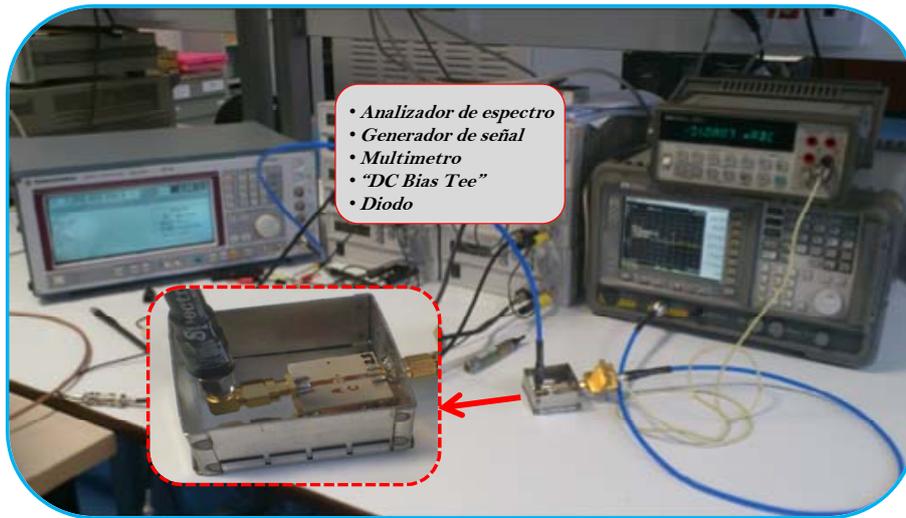


Figura V. 23 Montaje realizado para las medidas de potencia en el laboratorio

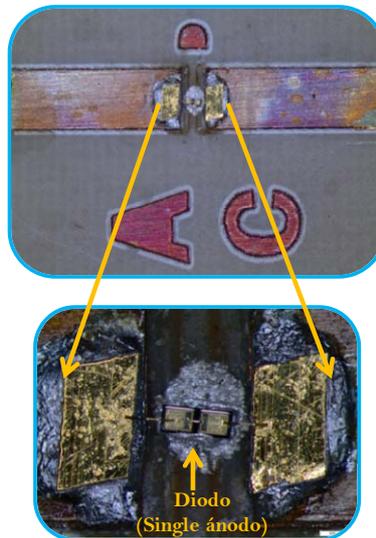


Figura V. 24 Test-*fixture* para medidas de potencia de los diodos

Para comparar los resultados de medidas con la simulación se introducirá el modelo del diodo en el simulador comercial ADS, desde donde se obtendrán resultados de simulación en forma de simulaciones Pin/Pout, cubriendo un rango de potencias de entrada que asegura que el diodo trabaja de forma no lineal. De esta forma se pondrá de manifiesto que el modelo predice correctamente el comportamiento gran señal de los diodos bajo estudio. Nótese que en estas simulaciones, además de los elementos del modelo del diodo, se deben cuantificar y tener en cuenta algunos otros efectos parásitos generados por el montaje del mismo para realizar estas medidas. Como ejemplo de estos parásitos una capacidad entre las líneas del montaje realizado.

A continuación en la *Figura V. 25* se muestran los resultados obtenidos, tanto de las medidas como de las simulaciones balance harmónico HB, del comportamiento Pin/Pout del diodo single ánodo para la frecuencia fundamental ($f_0=1\text{GHz}$) y los armónicos que se generan de orden superior de $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$, $5f_0$ (para mayor claridad se han presentado los armónicos pares y los impares por separado).

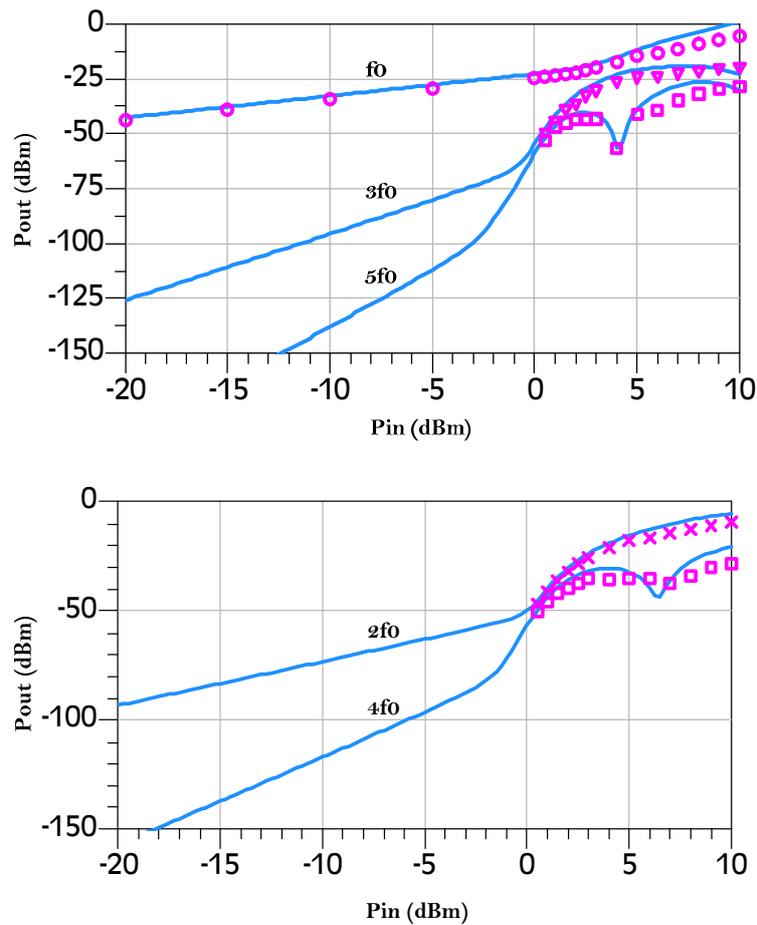


Figura V. 25 Resultados de la medida de potencia introduciendo una señal de 1 GHz para el diodo Single Ánodo (Potencia de salida frente a potencia de entrada Pin/Pout) Simulación (líneas) y medidas (símbolos)

Las medidas realizadas sirven para la validación del modelo en gran señal del diodo. Como se puede ver en las gráficas, los resultados simulados muestran un buen acuerdo con las medidas, quedando de manifiesto cómo el modelo del diodo obtenido para el Single Ánodo permite reproducir el comportamiento del mismo en gran señal, con un buen grado de acuerdo entre las simulaciones y los resultados experimentales

verificando de esta forma la validez del modelo para el régimen de funcionamiento gran señal.

V.7 Organigrama del proceso de extracción del modelo de los diodos

En primer lugar presentaremos un diagrama del procedimiento de modelado y caracterización del diodo single ánodo, detallando todos los pasos seguidos para aplicarlo después a la obtención del modelo equivalente de los diodos de configuración antiparalelo y “Zero Bias” “ZBD”. El proceso de la extracción del modelo global de los diodos se lleva a cabo en cuatro pasos principales, como se muestra en el organigrama de la *Figura V. 26*

- 1- Como primer paso se extraen los parámetros de continua del modelo ajustando las medidas de las características corriente tensión I-V del diodo (capítulo III), llevadas a cabo en régimen DC y de la capacidad no lineal del diodo mediante medidas realizadas en baja frecuencia.
- 2- Como segundo paso, y una vez que tenemos extraídos estos parámetros de continua de la fuente de corriente y de la capacidad no lineal de diodo, pasamos a realizar simulaciones electromagnéticas (usando HFSS) del diodo para obtener los valores aproximados iniciales de los elementos parásitos que caracterizan el diodo dependiendo de sus topología física, basándonos sobre un análisis microscópico de las capas del diodo.
- 3- Como tercer paso, y después de tener una idea sobre los valores de los parásitos del diodo, se realizó el montaje del diodo con “bonding” de hilos de oro para pasar a medirlo con sondas coplanares y, a partir del montaje realizado, se realizó una estimación mediante un circuito equivalente de los parásitos introducidos por dichos hilos. A partir de estos resultados, y mediante las medidas de los parámetros de Scatternig $[S]$ hasta 50GHz, se procede a optimizar el circuito equivalente global.
- 4- Después se ha realizado medidas directas sobre el diodo con las puntas G-S para comprobar la independencia del modelo de diodo de los parásitos generados por el circuito.

- 5- Por último, con las medidas realizadas en banda W, aplicando técnicas de “de-embedding” de las transiciones mediante el modelo electromagnético obtenido, y teniendo en cuenta el aumento de la resistencia causada por el efecto “skin” y por algunos errores de medidas, se ajustan de nuevo los parámetros globales del modelo.

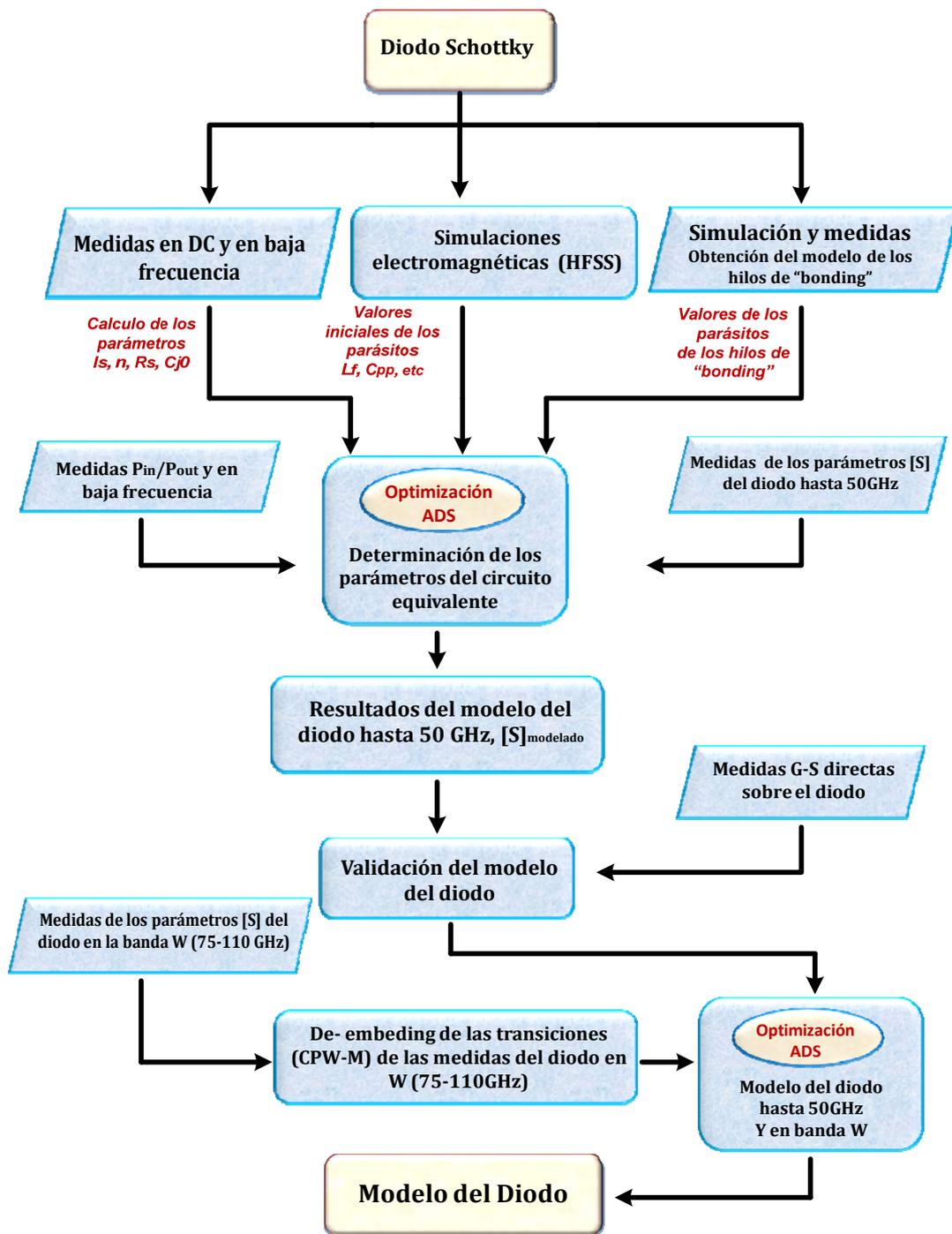


Figura V. 26 Organigrama del proceso de extracción del modelo del diodo

En el apartado precedente se ha presentado un modelo del diodo single ánodo en la banda 2-110GHz, se han descrito distintos tipos de medidas, simulaciones y procedimientos necesarios para la extracción de todos los valores de sus elementos tanto intrínsecos como parásitos.

Basándonos en el análisis realizado para llevar a cabo el modelado del diodo single ánodo, y teniendo en cuenta los resultados del estudio realizado en los capítulos 3 (caracterización en DC y en baja frecuencia) y 4 (caracterización de los efectos parásitos relacionados con la estructura del diodo simple y los correspondientes a los hilos de “bonding” utilizados en el montaje), se ha desarrollado un modelo equivalente para los diodos Schottky en configuración antiparalelo y “Zero Bias” (ZBD).

En este apartado, y como resultado, presentamos solamente las topologías circuitales para los diodos con configuración antiparalelo y para el diodo “Zero Bias” (ZBD), el esquema eléctrico del modelo completo implementado en el simulador ADS y, finalmente, mostraremos los resultados obtenidos del modelo correspondiente para cada diodo como resultado de la aplicación del mismo procedimiento presentado en la primera parte de este capítulo.

V.8 Modelo propuesto para los diodos de la configuración de dos diodos en Antiparalelo y del diodo Zero Bias (ZBD)

Teniendo en cuenta lo anteriormente expuesto en el capítulo IV con todo el procedimiento y las aproximaciones usadas para el modelado de los efectos parásitos que presentan los diodos bajo test (VDI-Diode) simples, se propone un modelo circuital capaz de reproducir el comportamiento de los diodos en configuración antiparalelo y “Zero Bias” así como de predecir sus características en el rango DC-110GHz, teniendo en cuenta el aumento de la resistencia serie causada por el efecto “skin”, por los hilos de “bonding” y por posibles incertidumbres de medida.

V.8.1 Topología circuital del modelo de los diodos Schottky con configuración en Antiparalelo

Como en caso del diodo simple, la implementación del modelo de los diodos de configuración antiparalelo y “Zero Bias” (ZBD) en ADS se ha llevado a cabo mediante

la herramienta SDD “Symbolically-Defined-Device”, que nos ofrece gran facilidad para la implementación de modelos no lineales de los elementos en comparación con otras alternativas, como se ha comentado anteriormente. La *Figura V. 27* muestra el montaje realizado de los diodos en configuración antiparalelo. Las dimensiones nominales globales del chip de la configuración son $600\mu\text{m} \times 250\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$ (longitud \times anchura \times espesor). La topología circuital asociada al tipo de modelado que se va a llevar a cabo es la que se muestra en la *Figura V. 28*.

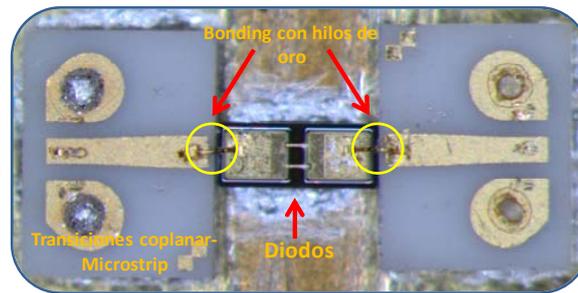


Figura V. 27 Montaje de la configuración de diodos en antiparalelo unido con hilos de oro (de diámetro, $17\mu\text{m}$ y longitud $200\mu\text{m}$ - $210\mu\text{m}$ en ambos lados)

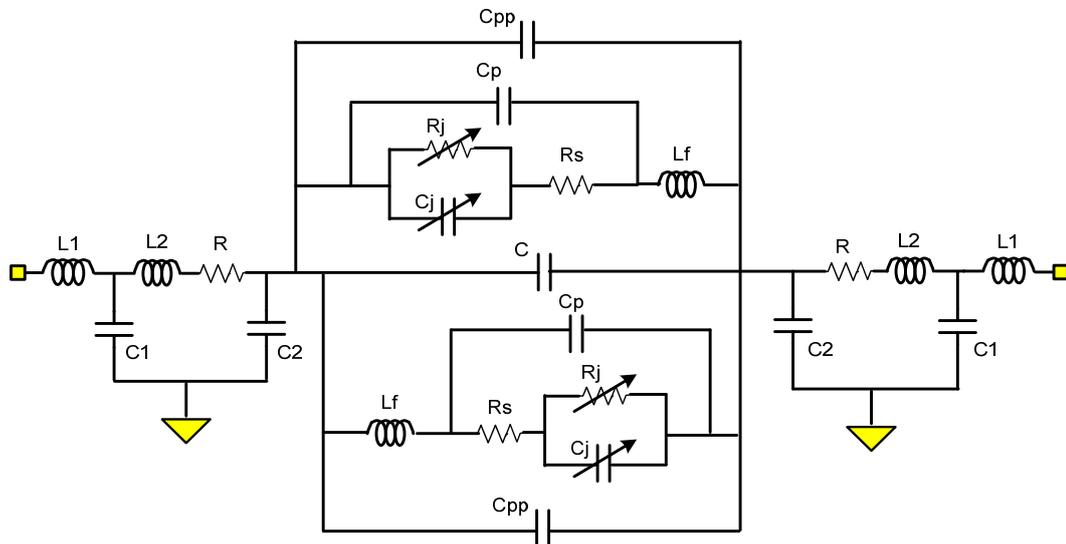


Figura V. 28 Topología circuital del modelo propuesto para los diodos en configuración Antiparalelo

La diferencia apreciable con respecto al modelo circuital del diodo simple es la aparición de una capacidad entre los dos fingers “C” de la configuración antiparalelo,

con objeto de tener en cuenta el efecto capacitivo existe entre ellos, debido a que en estas bandas de frecuencia hay que definir con precisión todos elementos del modelo.

V.8.2 Resultados, aplicación del proceso de de-embedding de las transiciones Coplanar-Microstrip (CPW-M) a las medidas de los diodos de configuración antiparalelo en banda W

En la *Figura V. 29* se presentan las comparaciones entre los parámetros de Scatternig medidos y simulados usando el modelo propuesto. Como se puede ver en las gráficas, el grado de acuerdo entre las medidas de la configuración antiparalelo y las simulaciones del modelo es excelente. En la *Tabla V. 2* se presentan los valores de los parámetros que definen el modelo de la configuración antiparalelo. Los valores de los parámetros DC (I-V, C-V) son los mismos obtenidos en el capítulo III.

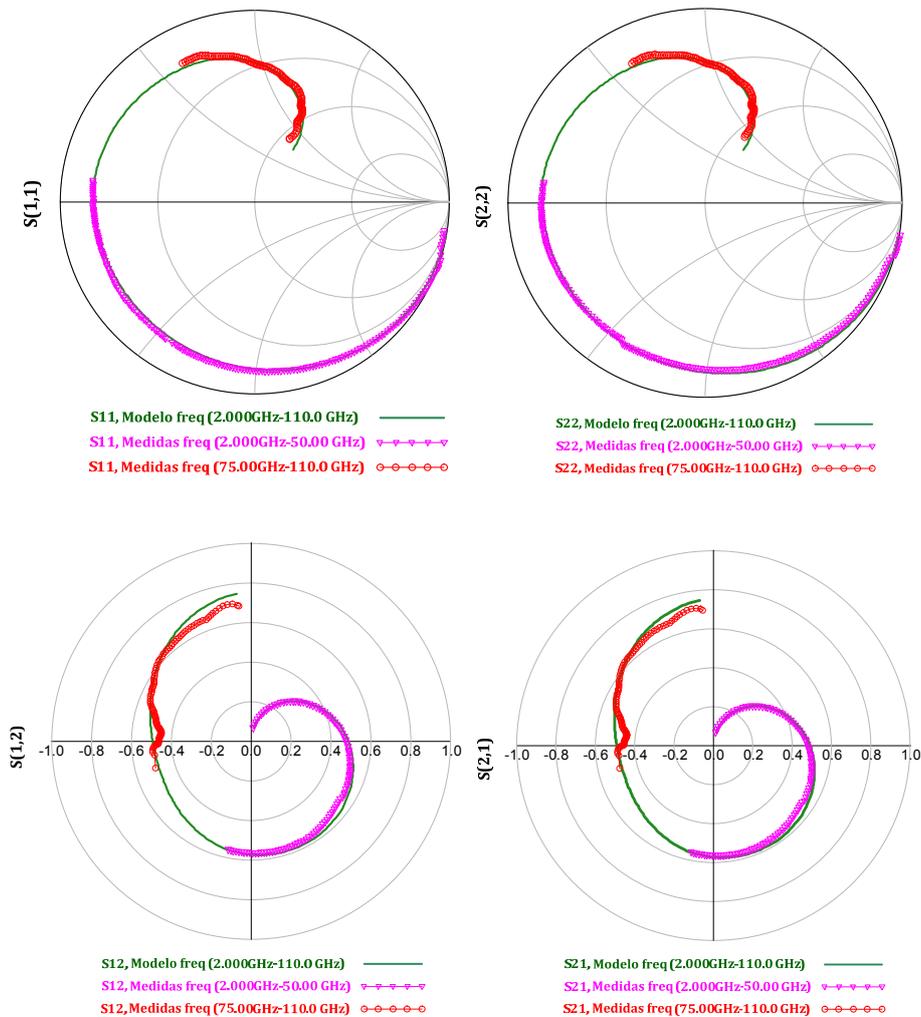


Figura V. 29 Comparación de las medidas y simulaciones de los parámetros de scattering, usando el modelo final de los Diodos en configuración antiparalelo, sin polarizar ($V_d=0$ V) después del proceso de “de-embedding”

Parámetros de la configuración antiparalelo	Símbolo	Valor
Corriente de saturación (A)	I_{sat}	$2.77492 \cdot 10^{-14}$
Factor de idealidad	η	1.2543
nkT/q (1/V)	α	31.147
Capacidad de unión (Vd=0V) (fF)	C_{jo}	16
Resistencia serie (Ω)	R_s	2.2997
Potencial de unión (V)	Φ_{bi}	0.9
Inductancia del dedo (pH)	L_f	50
Capacidad parasita (fF)	C_p	1
Capacidad (Pad-to-Pad) (fF)	C_{pp}	12
Inductancia "bonding" (pH)	L_1	70.13
Inductancia "bonding" (pH)	L_2	58.36
Capacidad "Pad" (fF)	C_1	52.34
Capacidad "Pad" (fF)	C_2	35.26
Resistencia "bonding" (Ω)	R	0-3

Tabla V. 2 Valores extraídos de los parámetros del modelo de los diodos con configuración antiparalelo

V.8.3 Resultados, del diodo Zero Bias (ZBD)

En la *Figura V. 30* se presentan las comparaciones entre los parámetros de Scatternig medidos y simulados usando el modelo propuesto para el diodo "Zero Bias". Como se puede ver en las gráficas el grado de acuerdo entre las medidas del diodo Zero Bias y las simulaciones del modelo es excelente. Respecto a los valores de los parásitos del diodo "Zero Bias" se aprecia un aumento de las capacidades parasitas en los extremos del diodo, debido a que este diodo tiene un sustrato más fino (casi 55um) en comparación con el diodo single ánodo y la configuración antiparalelo (100um). En la *Tabla V. 3* se presentan los valores de los parámetros que definen el modelo del diodo "Zero Bias". Los valores de los parámetros DC (I-V, C-V) son los obtenidos para el ZBD en el capítulo III.

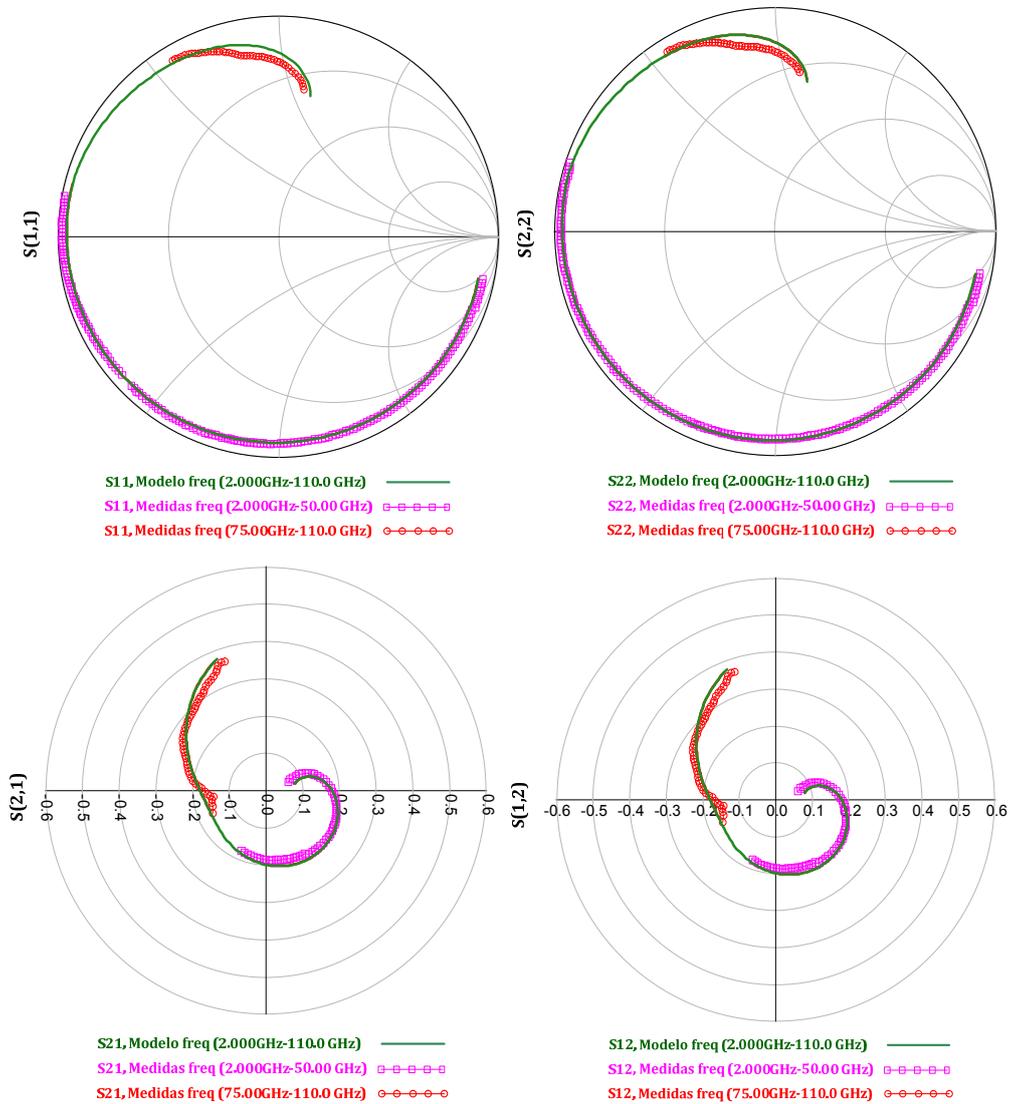


Figura V. 30 Comparación de las medidas y simulaciones de los parámetros de scattering, usando el modelo final del diodo Zero Bias, sin polarizar ($V_d=0 V$) después del proceso de de-embedding

Parámetros del diodo Zero Bias	Símbolo	Valor
Corriente de saturación (A)	I_{sat}	$27.84738 \cdot 10^{-6}$
Factor de idealidad	η	1.3669
nkT/q (1/V)	α	28.581909
Capacidad de unión (Vd=0V) (fF)	C_{jo}	10
Resistencia serie (Ω)	R_s	6.4760
Potencial de unión (V)	Φ_{bi}	0.9
Inductancia del dedo (pH)	L_f	50
Capacidad parasita (fF)	C_p	1
Capacidad (Pad-to-Pad) (fF)	C_{pp}	16
Inductancia "bonding" (pH)	L_1	72.84
Inductancia "bonding" (pH)	L_2	41.77
Capacidad "Pad" (fF)	C_1	87.99
Capacidad "Pad" (fF)	C_2	50.57
Resistencia "bonding" (Ω)	R	0-3

Tabla V. 3 Valores extraídos de los parámetros del modelo el diodo Zero Bias (ZBD)

V.8.4 Medidas Pin/Pout del diodo Zero Bias (ZBD)

Para validar el modelo gran señal del diodo Zero Bias, se procedió a realizar la medida Pin/Pout del diodo Zero Bias, En la *Figura V. 31* se presentan las medidas y las simulaciones Pin/Pout para la frecuencia fundamental de 1GHz. En esta gráfica se puede ver que las simulaciones tanto en la frecuencia fundamental, como en los primeros armónicos de orden superior, siguen con muy buena precisión los resultados.

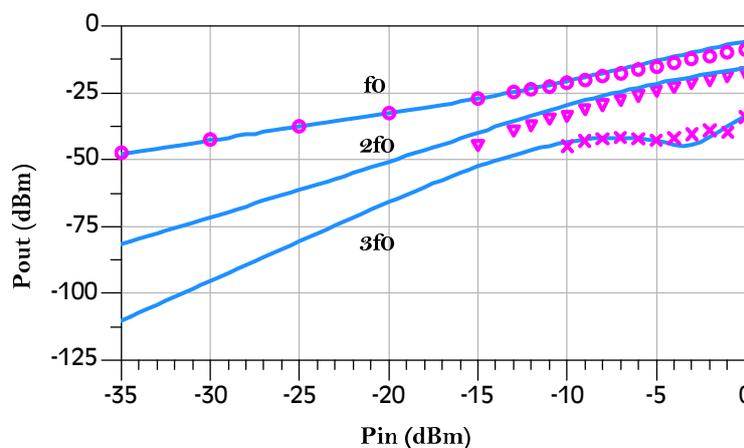


Figura V. 31 Resultados de la medida de potencia introduciendo una señal de 1 GHz para el diodo Zero Bias (Potencia de salida frente a potencia de entrada Pin/Pout) Simulación (líneas) y medidas (símbolos)

V.9 Conclusiones

Se ha obtenido un excelente ajuste del modelo circuital obtenido para el diodo simple, que representa el resultado de una caracterización cuidadosa de las no linealidades de las características I-Vy C-V del diodo Schottky utilizado en este trabajo. Los resultados obtenidos presentan un enfoque práctico de modelado, basado en diferentes medidas, simulaciones y métodos de extracción para construir el modelo de los diodos Schottky operando en banda W. Estos diodos presentan grandes ventajas en términos de rendimiento y de precio en el mercado y creemos que se convertirán en una parte integral en muchas aplicaciones en esta banda de frecuencias.

Se han descrito todos los pasos seguidos en el procedimiento llevado a cabo para caracterizar y modelar los diodos Schottky bajo test. De hecho, la extracción del modelo se basa en diferentes medidas y simulaciones, tanto electromagnéticas como circuitales para llevar a cabo el proceso de extracción de todos los parámetros intrínsecos y parásitos del diodo. Los valores de los elementos parásitos extrínsecos serán comunes para todos los puntos de polarización, y los elementos intrínsecos, se calcularon en cada punto de polarización dependiendo de la ley no lineal de variación en función del punto de operación.

También se han realizado medidas de los parámetros de Scattering para el montaje de las transiciones coplanar a microstrip (CPW-M) con objeto de mostrar la validez del modelo propuesto y utilizado para llevar a cabo el proceso del “de-embedding” de las transiciones a partir de las medidas de los diodos en la banda W (75GHz-110GHz). Las simulaciones y las medidas obtenidas del conjunto de las transiciones indican que el modelo propuesto puede describir el comportamiento de las transiciones de coplanar a microstrip (CPW-M) de forma adecuada y se puede utilizar para separar y descontar el efecto de los elementos parásitos generados por las transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) en el montaje en banda W del comportamiento intrínseco del diodo.

Los modelos se han desarrollado también para los diodos en configuración Antiparalelo y Zero Bias (ZBD); en estos casos se ha obtenido unos ajustes bastante precisos de los resultados de las medidas del dispositivo. Los resultados obtenidos para

los diodos bajo test demuestran y confirman la validez del trabajo realizado en términos de caracterización y modelado de dichos diodos y de los efectos parásitos presentes tanto en los diodos como los generados por el montaje de estos, es decir, hilos de “bonding”, y transiciones coplanar a microstrip (CPW-M).

Para validar del modelo gran señal de los diodos se han llevado a cabo medidas Pin/Pout que han sido comparadas con las correspondientes simulaciones de balance armónico poniendo de manifiesto la exactitud del modelo gran señal de los diodos considerados.

V.10 Referencias

- [1] A.Y. Tang, V. Drakinskiy, P. Sobis, J. Vukusic, and J.Stake “Modeling of GaAs Schottky Diodes for Terahertz Application” IEEE, Page(s): 1 – 2. 2009.
- [2] Matthias Hoefle, Andreas Penirschke, Oleg Cojocari, and Rolf Jakoby, “Advanced RF Characterization of New High Sensitive Zero Bias Schottky Diode” Proceeding of the 6th European Microwave Integrated Circuit Conference, Manchester UK, 10–11 October 2011.
- [3] Teru kiuru “Characterization, modeling, and design for applications of waveguide impedance tuners and schottky diodes at millimeter wavelengths” Doctoral Dissertations, Aalto University publication series, 2012.
- [4] Manuel Rodríguez-Gironés Arbolí “Monolithic Integration of non Linear Circuits for Terahertz Applications” Shaker Verlag, 2003.
- [5] ProbePoint 0503, test interface Circuit-Coplanar to microstrip, Jmicro Technology
- [6] R.Tummala, E.Rymaszewski, “Microelectronics Packaging Handbook,” Van Nostrand Reinhold, 1989.
- [7] Danny Jahn, Ralf Reuter, Yi Yin, Jörg Feige “Characterization and Modeling of Wire Bond Interconnects up to 100 GHz” IEEE, pp. 111-114 .Nov 2006.
- [8] Hai-Young Lee “Wideband Characterization of a Typical Bonding Wire for Microwave and Millimeter- wave Integrated Circuits” IEEE, transactions on microwave theory and techniques, Vol. 43, no. I, January 1995.
- [9] ProbePoint 1003, test interface Circuit-Coplanar to microstrip, Jmicro technology
- [10] <http://www.ggb.com/40a.html>
- [11] <http://www.omlinc.com/products/vna-extension-modules/wr-10-75-110-ghz.html>
- [12] A. Pham, J. Laskar, and J. Schappacher, “Development of On-Wafer Microstrip Characterization Techniques” ARFTG Conference Digest- Spring, 47th, Spring 1997 Vol. 29,pp. 85-94, June 1997.
- [13] M. C. Maya, A. Lázaro, P. de Paco y L. Pradell, “A method for characterizing coplanar waveguide to microstrip transitions and its application to the measurement of microstrip devices with coplanar microprobes” Microwave and optical technology letters/ vol. 39, No. 5, December 2003.

- [14] A. Sutono, N.G. Cafaro, J. Laskar, E. Tentzeris” Experimental Study and Modeling of Microwave Bond Wire Interconnects” IEEE antennas and propagation society international symposium, Vol.4, 2000.
- [15] F. Purroy, and L. Pradell “New theoretical analysis of the LRRM calibration technique for vector network analyzers,” Transactions of instrumentation and Measurement, Vol.50, No.5, pp.1307-1314, Oct. 2001.
- [16] Beatriz Aja Abelán. “Amplificadores de Banda Ancha y Bajo Ruido Basados en Tecnología de GaAs para Aplicaciones de Radiometría” Santander, Octubre de 2006.
- [17] Mohamed Chaibi “Estudio, Caracterización y Modelado Avanzado de los Efectos Térmicos y Trampa en los Transistores MESFET y HEMT de Microondas” tesis doctoral. Santander, octubre 2009.
- [18] José M^a Zamanillo Sainz de la Maza “Metodología para la Extracción Lineal y No-lineal de Modelos Circuitales para Dispositivos MESFET y HEMT de Media / Alta Potencia” tesis doctoral. Santander, Abril 1996.

CAPÍTULO VI:

MODELADO DE RUIDO DE BAJA FRECUENCIA

VI. 1 Introducción

Existe un gran interés en desarrollar detectores, mezcladores y multiplicadores en bandas de frecuencias milimétricas y submilimétricas. Dichos diseños se pueden basar en la utilización de un diodo Schottky como elemento activo; como se ha comentado anteriormente los diodos Schottky fabricados por la Universidad de Virginia van formar parte de diversos circuitos diseñados a frecuencias de Terahercios, dado que el rango de sus valores capacitivos y resistivos es compatible con aplicaciones a dichas frecuencias. En nuestro caso, dentro de los componentes del detector a diodo que formará parte de un radiómetro, cabe destacar al diodo como elemento clave por la alta sensibilidad que deberá tener para lograr captar señales débiles de entrada. Se utilizará un diodo Schottky de Virginia Diodes, que cumple los requisitos mencionados. Es un diodo Schottky de GaAs en el que una de sus principales ventajas es el bajo ruido que introducen en las bandas de frecuencia antes mencionadas; además este diodo presenta otras características reseñables como su alta sensibilidad, característica muy importante cuando se diseñan dispositivos que deben medir señales muy débiles.

El diodo Schottky, al igual que el resto de componentes electrónicos, se ve afectado por el ruido. Este puede ser de distintas clases, y tener su origen en diferentes fuentes, de modo que el ruido medido a la salida del dispositivo (diodo) resulta de la suma de muchas contribuciones procedentes de diferentes fuentes gobernadas por el punto de polarización en DC y el régimen de operación, además de las características

del dispositivo. Entre las fuentes de ruido más importantes que podemos encontrarnos, y que deberán ser tenidas en cuenta, están las siguientes: ruido “*flicker*”, ruido “*shot*”, ruido por *generación-recombinación* “*burst*” y ruido *térmico*; en general todas ellas han de ser consideradas para modelar y caracterizar debidamente los diodos Schottky [1]; en este sentido en la primera parte de este capítulo se describirán dichas fuentes con detalle.

En la segunda parte del capítulo se abordará la medida y el modelado del ruido en baja frecuencia de los tipos de diodos de Virginia Diodos considerados. Esta tarea ha de ser especialmente cuidadosa, debido a la necesidad de aislar el diodo de la red eléctrica y de otras fuentes de ruido que no sean las fluctuaciones de baja frecuencia en el propio del diodo; además se deberá eliminar la influencia de los elementos que forman parte del sistema de medida utilizado para realizar las medidas de ruido. Después se mostrarán los resultados de las medidas de ruido de los diodos de Ánodo Simple y Zero Bias en baja frecuencia para distintas polarizaciones en cada caso, así como los valores de los parámetros que mejor ajustan dichas medidas al modelo teórico de ruido mediante unas subrutinas desarrolladas en el entorno MatLab.

Apoyándonos en el modelado de los diodos presentado en los capítulos anteriores, se han introducido los modelos de ruido con los parámetros obtenidos en MatLab, en el modelo circuital completo en ADS y se han simulado en diversos casos para corroborar su validez. Finalmente se ha comprobado la validez de los resultados simulados usando un circuito que emula en ADS el banco de medida mediante la comparación de estos con las medidas obtenidas en el laboratorio para esos mismos casos.

VI.2 Propiedades del ruido del diodo Schottky

El ruido asociado a cada componente electrónico puede ser de distintas clases, y tener su origen en diferentes fuentes, de modo que el ruido que se mide experimentalmente es una mezcla compleja de distintos tipos o fuentes de ruido. El estudio del ruido en los diodos Schottky ha sido objeto de extensos trabajos de investigación [2-8].

El funcionamiento de este dispositivo, al igual que el del resto de componentes electrónicos, se ve influenciado por el ruido. Para poder realizar una simulación del ruido en la salida del diodo es imprescindible disponer de un modelo fiable del mismo, apoyado en el conocimiento de las fuentes de ruido vinculadas al diodo. Dichas fuentes se pueden clasificar por la forma de su espectro, por las causas de origen o por una combinación de ambos aspectos.

Hay básicamente tres tipos de perfiles frecuenciales de densidad de ruido que pueden aparecer en una medida: $1/f$, lorentziano y blanco, que corresponden a ruidos de diferente origen.

Las fuentes más importantes de ruido en baja frecuencia propias de los diodos Schottky son: ruido *flicker* ($1/f$), *shot*, *generación-recombinación* (*burst*) y finalmente el ruido *térmico*, que han de ser consideradas para modelar y caracterizar debidamente los diodos Schottky [1][6-7][9]. Sin embargo en algunos casos, dependiendo del rango de frecuencias, solo se consideran dos mecanismos de ruido que contribuyen al ruido intrínseco del diodo: el ruido *shot* y el ruido *térmico* asociado a la resistencia serie, es decir que las fuentes de ruido del diodo Schottky se modelan como una unión del ruido *shot* y ruido *térmico* [10-12]. En otros casos se incluye también el ruido *flicker* pero se prescinde del *Burst* [8].

Para estudiar en simulación el ruido en dispositivos, es frecuente trabajar en el dominio de la frecuencia, es decir, que se puede caracterizar el ruido en el dominio de la frecuencia mediante su correspondiente densidad espectral, sea de potencia DSP (que indica la potencia que disipa la señal de ruido para cada frecuencia en una impedancia de carga dada, típicamente 50 Ohm), dada en vatios por hertzio (W/Hz), de tensión, DSV, dada en voltios al cuadrado por hertzios (V^2/Hz), o de corriente, DSI, en amperios al cuadrado por hertzios (A^2/Hz).

Analizando el perfil de los niveles la densidad espectral en función de la frecuencia, se habla de ruido blanco o *térmico* (nivel constante en la banda de frecuencia considerada), rosa o *flicker* (nivel decreciente con la frecuencia) o azul (nivel

creciente con la frecuencia). A continuación se precisaran las fuentes de ruido que se van a considerar en los diodos Schottky.

VI.2.1 Ruido “flicker” $1/f$

El origen de esta señal, de tipo aleatorio [13], de enorme interés por su ubicuidad y propiedades matemáticas, es una señal ruidosa, desordenada, que no se repite nunca del mismo modo y, sin embargo, posee características estadísticas que permiten clasificarla. El ruido $1/f$ o ruido flicker se produce en todos los dispositivos electrónicos y tiene diferentes procedencias [14-15], como las impurezas en el canal de conducción o relacionado con la captura y liberación de electrones y huecos en las trampas de recombinación del semiconductor en los transistores bipolares BJT [16] debido a la corriente de base, o por efecto de generación y recombinación en estados superficiales [6].

En particular, para el diodo Schottky también se puede asociar el ruido flicker a las imperfecciones del contacto de metal y semiconductor. El ruido flicker es más notorio en las frecuencias bajas, y a partir una determinada frecuencia el espectro de ruido flicker se verá enmascarado por otros tipos de ruido que se describirán en apartados posteriores.

En este ruido la potencia correspondiente a una determinada componente de Fourier de frecuencia f es inversamente proporcional a la misma, es decir, que se trata de un tipo de ruido electrónico con un espectro inversamente proporcional a la frecuencia, por lo que la densidad espectral de potencia presenta un aspecto sumamente sencillo cuando se la representa en un gráfico logarítmico, pues se reduce a una recta con pendiente igual a -1 .

Las fluctuaciones en baja frecuencia son las principales causantes de las limitaciones en la exactitud de las medidas en tiempo y frecuencia; también suponen un inconveniente en la estabilidad de la precisión de los generadores de señal. En particular, en sistemas que miden señales muy débiles el ruido flicker puede generar mediciones erróneas de señal que en realidad corresponden a inestabilidades del propio

sistema de medida [17]. El ruido $1/f$ es estacionario, es decir, en promedio sus características permanecen constantes a lo largo del tiempo.

Es difícil observar experimentalmente densidades espectrales que sean exactamente de la forma $1/f$. Lo habitual es dar con espectros del tipo $1/f^{b_f}$ con $0.8 < b_f < 1.4$. La ecuación VI.1 define la densidad espectral de corriente de ruido flicker:

$$\overline{I_f^2} = k_f \cdot \frac{I^{a_f}}{f^{b_f}} \quad \text{VI.1}$$

Siendo:

k_f es la constante de ruido flicker

a_f es el exponente de corriente de ruido flicker

b_f es el exponente de frecuencia de ruido flicker

El ruido flicker de un dispositivo dado toma los valores que toma para una polarización dada, pero a nivel de sistema completo puede minimizarse mediante cancelación por conmutación [17], dado que su influencia solo será notable a baja frecuencia, como se desprende de la expresión de la ecuación VI. 1 que define su densidad de potencia.

Atendiendo a la ecuación VI.1 se deduce la importancia del ruido flicker en bajas frecuencias, dado que la densidad espectral de corriente es inversamente proporcional a la frecuencia. Varios estudios del ruido $1/f$ en semiconductores muestran que se extiende hasta las frecuencias más bajas perceptibles en el laboratorio (10^{-7} Hz). El problema del ruido $1/f$ es que la densidad espectral crece indefinidamente cuando la frecuencia tiende a cero.

No existe una teoría general que explique satisfactoriamente este tipo de ruido. Los dos modelos más extendidos son: el modelo de Hooge [18], que atribuye el ruido a fluctuaciones en la movilidad de los portadores libres, y el modelo de McWhortel [19], que lo atribuye a fluctuaciones de la densidad de portadores libres.

VI.2.2 Ruido “shot” (disparo)

El ruido shot se genera en todas las uniones semiconductoras debido a la variación aleatoria que sufre la corriente eléctrica al atravesar un determinado punto, es decir que la carga eléctrica es discreta y existen emisiones aleatorias de portadores de carga a través de las barreras de potencial. Su espectro es plano, con lo que no depende de la frecuencia. El ruido de tipo shot es la prueba de que la corriente física de electrones y iones es la suma del movimiento aleatorio e individual de cada electrón. Para evaluar la densidad espectral de corriente de ruido shot, se aproxima la corriente del diodo, como unión metal-semiconductor, de la forma (ecuación VI.2):

$$I(V) = I_s \left[e^{\left(\frac{qV}{nkT}\right)} - 1 \right] \quad \text{VI.2}$$

Esta corriente consta de dos partes: la componente $I_s \cdot e^{qV/nkT}$, debida al flujo de portadores desde el semiconductor hacia el metal (se refiere a la corriente de electrones o portadores mayoritarios), y la componente I_s debida al flujo de portadores desde el metal hacia el semiconductor (se debe a la corriente de huecos o portadores minoritarios generada térmicamente).

En general el valor de la fuente de intensidad de ruido de un dispositivo se corresponde con una densidad espectral de corriente de ruido de valor (ecuación VI.3) [16]:

$$i_r^2 = q \cdot K \cdot I \quad \text{VI.3}$$

Con q carga de electrón, K es un parámetro que varía en función del componente concreto y es igual a 2 ($K=2$) en caso del transistores bipolares y diodos, e I es la corriente continua que circula por el dispositivo.

De la ecuación VI.2, ambas corrientes generan ruido shot y al tratarse de procesos independientes se deben sumar las densidades de potencia media (utilizando la ecuación VI.3) como se muestra en la ecuación VI.4.

$$\overline{I_s^2} = 2 \cdot q \cdot I_s \cdot e^{\left(\frac{qV}{\eta kT}\right)} + 2 \cdot q \cdot I_s \quad \text{VI.4}$$

Como resultado se obtienen las expresiones (ecuación VI.5 y VI.6) que caracterizan la densidad espectral de corriente de ruido shot, [7] [20-21]:

$$\overline{I_s^2} = 2 \cdot q \cdot (I_{\text{diodo}} + 2 \cdot I_s) \quad \text{VI.5}$$

$$\langle i_{\text{shot}}^2 \rangle = 2 \cdot q \cdot I \cdot B \quad \text{VI.6}$$

Siendo:

q	Carga del electrón.
I_{diodo}	Corriente en continua que pasa por el diodo (Amperios).
I_s	Corriente de saturación característica del diodo (Amperios).
I	Suma de corrientes $I_{\text{diodo}} + 2 I_s$
B	Ancho de banda

El ruido shot tiene una densidad espectral de potencia uniforme en la frecuencia y el valor eficaz de corriente de ruido al cuadrado dependerá directamente del ancho de banda.

VI.2.3 Ruido de generación-recombinación

El ruido de generación-recombinación (a veces denominado “burst”), tal y como su nombre indica, se deriva de la generación aleatoria y la recombinación de pares electrón-hueco [22-29].

Varios trabajos de investigación se han dedicado al estudio de este tipo de ruido en las uniones metal-semiconductor [30-33], o de la generación aleatoria de portadores procedentes de las trampas [34-22]. También puede derivarse de la recombinación aleatoria de portadores con trampas vacías. Por tanto el número de electrones libres en la banda de conducción es variable, debido a los procesos de generación y recombinación entre la banda y niveles de trampas. El número de fluctuaciones causa la variación en la conductancia e incluso en la resistencia del

dispositivo [1]. Este tipo de ruido genera un espectro de tipo “Lorentziano” [35], el cual se puede considerar casi constante en las bandas de frecuencia bajas y además disminuye rápidamente a medida que aumentamos la frecuencia más allá de una cierta frecuencia de corte f_c [36].

Puede representarse mediante una ecuación de la forma (ecuación VI.7) dependiendo de la corriente DC (I) y una serie de parámetros dependientes del dispositivo (a_b, b_b, K_b , frecuencia de corte f_c) correspondiendo la forma Lorentziana a un valor $b_b \sim 2$.

$$\overline{i_b^2} = K_b \frac{I^{a_b}}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{b_b}} \quad \text{VI.7}$$

VI.2.4 Ruido térmico (Ruido Johnson o Nyquist)

El primero en estudiar experimentalmente el ruido térmico fue J. B. Johnson [37]. Es en honor a ese trabajo por lo que también se conoce al ruido térmico como ruido de Johnson, o ruido de Nyquist, identificado inicialmente por Johnson en 1928. En el caso de los diodos aparece en la resistencia en serie. Este ruido, es debido al movimiento aleatorio de los electrones, originado por su energía térmica, es decir, debido a que en los circuitos electrónicos hay variaciones aleatorias en la corriente o el voltaje causadas por la agitación térmica [7]. En general tiene su origen en la agitación térmica de los portadores y las colisiones que dicha agitación provoca contra las moléculas colindantes.

El ruido térmico se considera como ruido blanco, debido a que su densidad espectral de potencia tiene un promediado homogéneo en todo el rango de frecuencias. Estrictamente hablando no es plano en todas las frecuencias pero sí lo es aproximadamente en los rangos de frecuencia de operación típicos de los sistemas de RF y microondas, hasta THzs ($KT/h \sim 6\text{THz}$; K Cte. de Boltzmann, h Cte. De Planck).

Cuando un electrón se encuentra en movimiento y colisiona con una molécula térmicamente agitada, los electrones se ponen en movimiento por el cambio repentino del campo magnético generado por la aceleración del electrón. Podemos encontrar este

tipo de ruido en cualquier elemento que presente cierta resistencia (R) al paso de corriente.

El ruido térmico depende principalmente de la temperatura física del dispositivo y se puede modelar mediante una fuente de tensión de ruido en serie con una resistencia equivalente ideal (sin ruido). La ecuación que caracteriza la densidad espectral de potencia de la tensión de ruido térmico generada por una resistencia es la que se muestra a continuación (ecuación VI.8) [37-38].

$$\overline{i_{th}^2} = 4.K.T.R \tag{VI.8}$$

Siendo:

K constante de Boltzmann $1.38 \cdot 10^{-23}$ [J/°K]

T temperatura absoluta en grados Kelvin.

R resistencia a través de la que fluye la corriente (ohmios).

A frecuencias medias (del orden 10^4 Hz), el ruido dominante en un diodo Schottky es de tipo shot, mientras que a bajas frecuencias puede ser mayor el ruido 1/f. El ruido térmico suele ser despreciable frente a las otras fuentes de ruido. El ruido térmico junto con el ruido shot contribuye de forma más importante al ruido total en aplicaciones a temperatura ambiente. A continuación en la *Figura VI. 1*, se muestra un esbozo de la distribución espectral de los distintos tipos de ruidos, en el que la dependencia en frecuencia depende del tipo de dispositivo, por ejemplo en el caso de los transistores bipolares el ruido flicker aparece en el orden de KHz y en cambio en transistores de arseniuro de galio (GaAs) aparece en el orden de MHz.

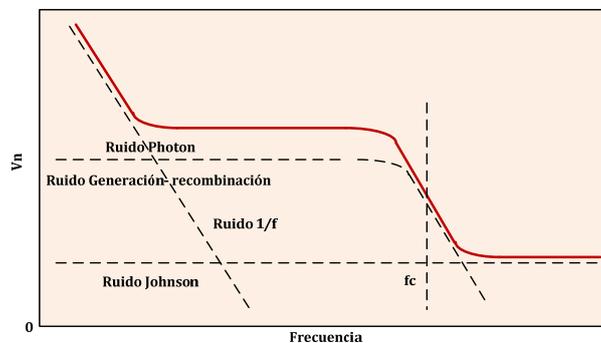


Figura VI. 1 Espectro total de ruido- Comportamiento de distintos tipos de ruido en función de la frecuencia

VI.3 Medida y modelado del ruido de baja frecuencia del diodo a temperatura ambiente

VI.3.1 Modelo del ruido del diodo Schottky en baja frecuencia

Se ha demostrado que en el diodo Schottky (intrínseco) como en cualquier otro dispositivo semiconductor electrónico por el que circulan portadores discretos, se generan corrientes de ruido de baja frecuencia transferido linealmente de las fuentes del diodo [39]. La dependencia en corriente de ruido flicker y ruido shot convencionalmente está relacionada con la corriente en DC del dispositivo. La topología circuital de la inclusión de las fuentes de ruido más relevantes en el modelo de los diodos Schottky se muestra en la *Figura VI. 2*.

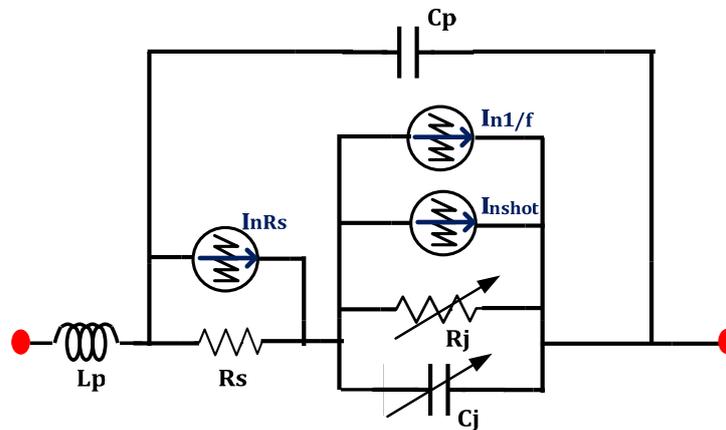


Figura VI. 2 Circuito equivalente del diodo Schottky incluyendo las fuentes de ruido

VI.3.2 Configuración y procesado de las medidas

Cuando se quiere medir el ruido de baja frecuencia de un dispositivo, uno de los mayores retos consiste en medir “solamente” el ruido del dispositivo, ya que habitualmente se añade a la medida de forma inevitable no sólo el ruido del sistema de medida, sino señales provenientes de otros dispositivos, que también contribuirán a la señal de ruido de interés, si el sistema de medida no está bien apantallado, pudiendo incluso enmascararla. Tras el estudio de diversas configuraciones [1] se llegó a una configuración de medida apropiada para realizar las medidas de densidad espectral de tensión DSV de ruido del diodo, conectando el analizador vectorial HP89410A (VSA) a la salida del amplificador de bajo ruido STANFORD RESEARCH SYSTEMS-SR560,

cuya entrada se ha conectado a la salida de un circuito conteniendo al diodo y que incorpora además la polarización del mismo, lo que nos permitirá realizar las medidas para distintas corrientes de polarización del mismo.

a- Configuración de las medidas

El esquema utilizado para efectuar las medidas de ruido es el que se muestra en la *Figura VI. 3*. El amplificador de instrumentación STANFORD RESEARCH SYSTEMS-SR560 Low-Noise Preamplifier, se utilizará para configurar el esquema de medida para la caracterización de los diodos. Se ha elegido este amplificador por su bajo nivel de ruido, menor que $4nV/\sqrt{Hz}$ medido a 1 kHz. Esto permite que el ruido de baja frecuencia introducido por el sistema de medida no varíe mucho con el valor de la corriente que circula por el diodo. Además se medirá la respuesta en frecuencia del amplificador SR560, para poder descontar su efecto en el espectro de potencia de ruido medido para la caracterización de dichos diodos.

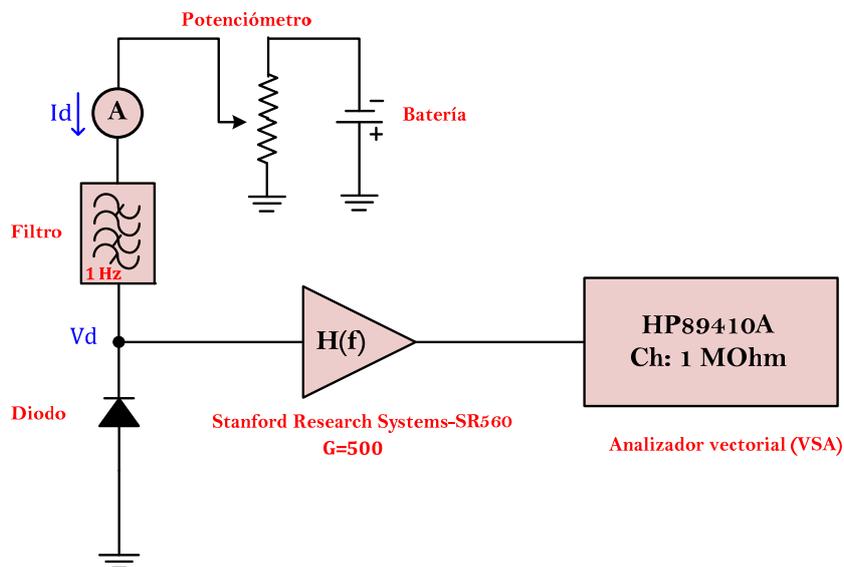


Figura VI. 3 Set-up para las medidas de ruido de los diodos Schottky

A continuación se presenta en la *Figura VI. 4* una fotografía del sistema de medida, donde se muestran los equipos de medida utilizados, además del montaje del diodo apantallado mediante una caja metálica, un filtro de 1Hz con Resistencia equivalente serie de 14 KOhm utilizado para filtrar la polarización y a la vez proteger

al diodo, y las baterías utilizadas como fuente de alimentación. La fuente de alimentación de los diodos se ha construido utilizando baterías, y un potenciómetro de precisión para evitar el acoplo de las fluctuaciones de la señal de 50 Hz de la red y sus armónicos. Como se puede observar en la *Figura VI. 4* todos los componentes electrónicos en las cercanías del diodo han sido apantallados eléctricamente, para que las medidas realizadas no contengan señales eléctricas espurias procedentes de elementos externos. La conexión del multímetro en modo amperímetro se hace antes del filtro de 1Hz y se puede quitar una vez fijada la polarización y antes de hacer la medida de ruido.

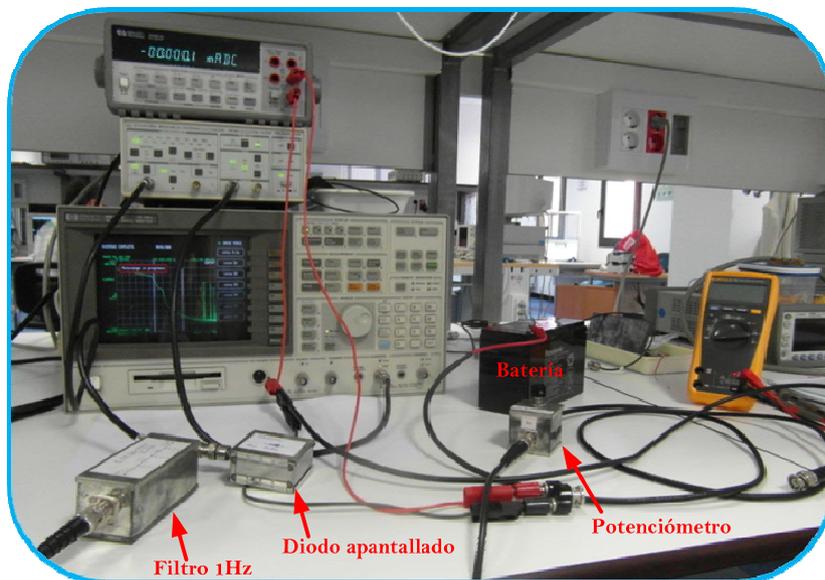


Figura VI. 4 Sistema de medida apantallado

Es importante mencionar que en las primeras pruebas que se hicieron se empleaban fuentes de polarización conectadas a la red, pero que presentaban un nivel de ruido tan alto que no permitía discernir las medidas a diversas polarizaciones del diodo, por lo que el uso de las baterías resultó imprescindible.

Desde el punto de vista de ruido, el circuito equivalente simplificado de la configuración utilizada es el que se muestra en la *Figura VI. 5*

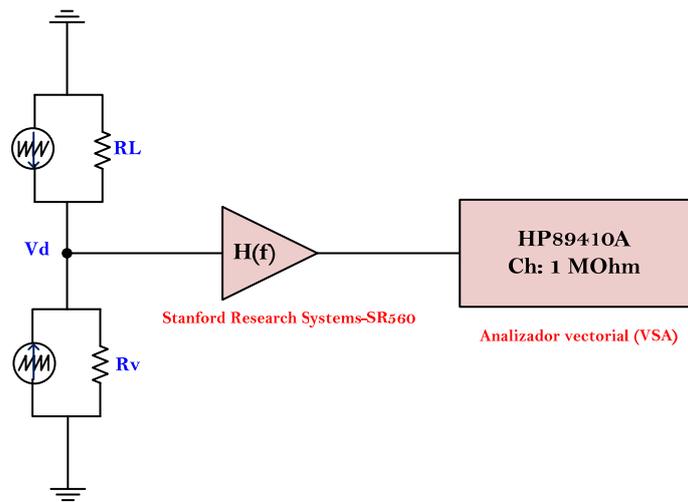


Figura VI. 5 Circuito representativo de las fuentes de ruido (ruido de sistema de polarización)

En la Figura VI. 6, se presenta el esquema o circuito equivalente más detallado del sistema de medida utilizado, donde se muestran desglosadas las fuentes de ruido correspondientes al diodo y a la resistencia de carga R_L , además de la fuente de ruido correspondiente al ruido de fondo del sistema de medida (VSA) y las impedancias equivalentes de entrada del VSA y salida del amplificador de instrumentación, que se ha modelado como fuente de voltaje controlada por voltaje de ganancia G_v .

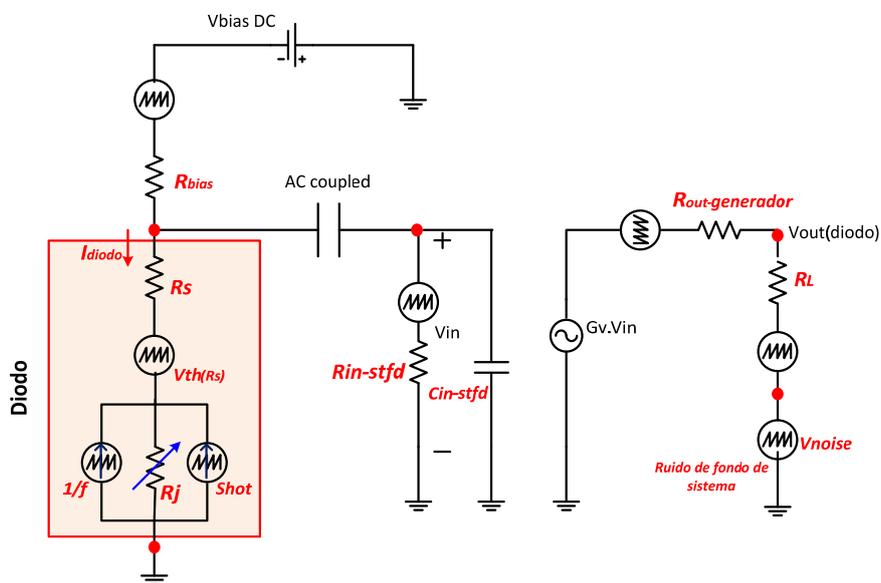


Figura VI. 6 Set up de medidas de ruido del diodo

Para determinar densidad espectral de ruido medida a la salida del sistema se aplican las siguientes ecuaciones basadas en el circuito de la Figura VI.6:

$$DSI_1 = dsi_{flicker} + dsi_{shot} \quad \text{VI.9}$$

$$DSI_2 = \left[\left((dsi_{flicker} + dsi_{shot}) \times R_j^2 \right) + (dsi_{termico} \times R_s^2) \right] / R_v^2 \quad \text{VI.10}$$

$$DSI_{Res} = \left(4 \cdot K \cdot T / R_{bias} \right) + \left(4 \cdot K \cdot T / R_{in-stfd} \right) \quad \text{VI.11}$$

$$DSV_{diodo_1} = (DSI_2 + DSI_{RS}) \times R_{eq(total-ruido)}^2 \quad \text{VI.12}$$

$$\text{Con } R_{eq(total-ruido)} = \frac{(R_v \times R_{eq(bias-ruido)})}{(R_v + R_{eq(bias-ruido)})} \quad \text{VI.13}$$

$$R_{eq(bias-ruido)} = \frac{(R_{bias} \times R_{in-stfd})}{(R_{bias} + R_{in-stfd})} \quad \text{VI.14}$$

$$DSV_{diodo_{final}} = DSV_{diodo_1} \times \left[1 / \left(1 + (2 \times \pi \times freq \times R_{eq(total-ruido)} \times C_{in-stfd})^2 \right) \right] \quad \text{VI.15}$$

$$DSV_{out-stfd} = \left[\left(DSV_{diodo-final} \times G^2 / R_{out}^2 \right) + 4 \cdot K \cdot T / R_{out} + 4 \cdot K \cdot T / R_L \right] \times (R_L \times R_{out} / (R_L + R_{out}))^2 \quad \text{VI.16}$$

Para tener en cuenta la contribución al ruido de fondo del sistema del amplificador Stanford y del analizador de señal se añade un término al resultado de la ecuación VI.16.

$$DSV_{out-final} = DSV_{out-stfd} + \langle V_{NF} \rangle^2 \quad \text{VI.17}$$

Una posibilidad para conocer y poder eliminar el ruido de fondo del sistema (circuitería de polarización, Stanford y analizador) separando lo que es el exceso de ruido debido a las fuentes del diodo consistiría en sustituir el diodo por una resistencia equivalente R_{eq} , como se muestra en la *Figura VI. 7* cuyo valor correspondiese aproximadamente a la resistencia de vídeo para cada punto de polarización del diodo.

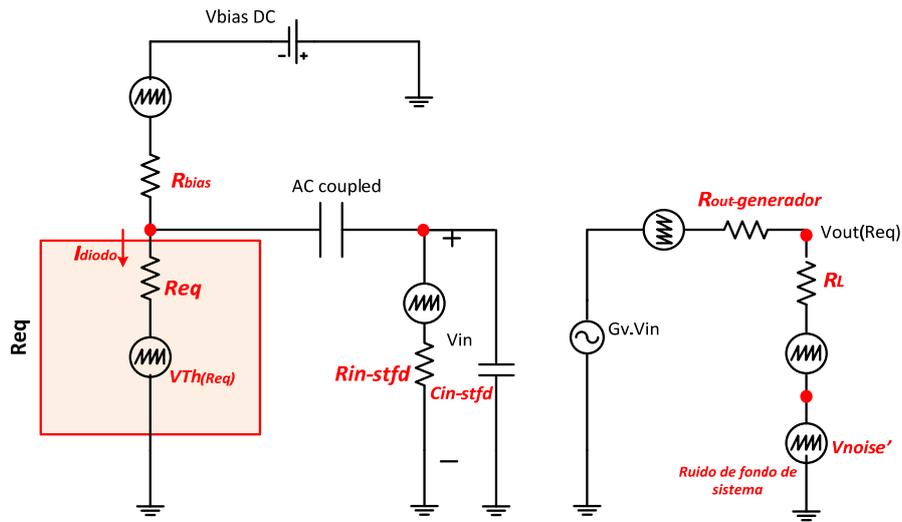


Figura VI. 7 Set up de medidas de ruido con la resistencia equivalente al diodo

Conocido el voltaje de ruido a la salida en ambos casos habría que despejar la corriente de ruido correspondiente a cada uno de los casos. Por otro lado se calcularía la corrección por el ruido añadido por la resistencia R_{eq} . Entonces la densidad espectral de corriente de ruido en exceso debida a las fuentes del diodo se obtendría restando ambas medidas, incluyendo la corrección por la corriente de ruido debida a R_{eq} . Este procedimiento se explica en detalle más adelante.

En la práctica se ha observado que con el empleo de la batería en lugar de fuentes, el filtro de 1 Hz y unas precauciones básicas de apantallamiento la contribución mayor al ruido de fondo del sistema vendrá del amplificador Stanford y del analizador de señal. Para conocer el ruido mínimo que van a presentar las medidas con una ganancia prefijada del amplificador Stanford podemos proceder a cortocircuitar la entrada del mismo, de hecho esta opción viene implementada en el teclado de este amplificador de instrumentación, de modo que no es necesario cortocircuitarlo externamente.

A continuación presentaremos en la *Figura VI. 8* el circuito equivalente correspondiente a las figuras (*Figura VI. 6*, *Figura VI. 7*) después de haber cortocircuitado el Stanford ($V_{in}=0$) y agrupado valores, para calcular el ruido de fondo del sistema de medida:

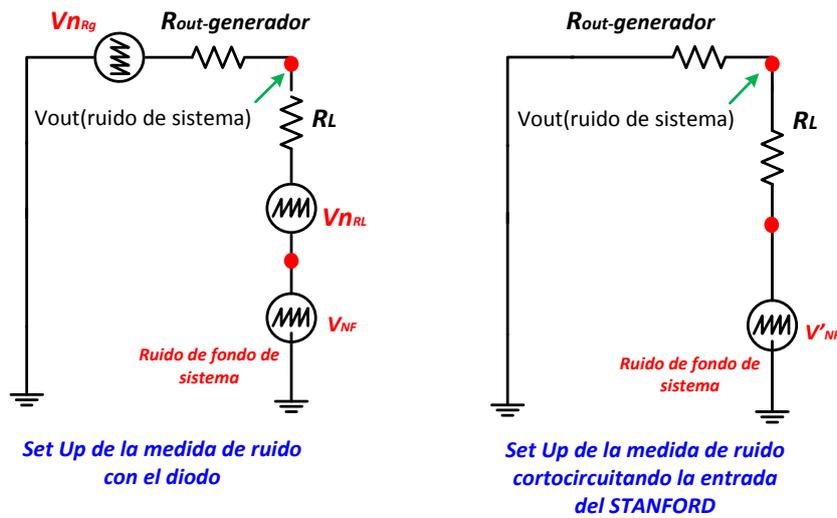


Figura VI. 8 Circuitos equivalentes de la salida del circuito de medidas de ruido para determinar el ruido de fondo del sistema cuando la entrada del Stanford está cortocircuitada

Para determinar el ruido de fondo del sistema de medida se aplican la ecuación siguiente:

$$\langle V_{NF'}^2 \rangle = \langle V_{nRg}^2 \rangle \cdot \frac{R_L^2}{(R_g + R_L)^2} + \langle V_{nRL}^2 \rangle \cdot \frac{R_g^2}{(R_g + R_L)^2} + \langle V_{NF}^2 \rangle \cdot \frac{R_g^2}{(R_g + R_L)^2} \quad \text{VI.18}$$

El valor obtenido de V_{NF} se aplicará en la ecuación VI.17 para calcular la densidad espectral de potencia a la salida del sistema de medida de ruido, valor que podremos comparar directamente con las medidas.

b- Procesado de las medidas

Caben dos posibilidades para procesar las medidas obtenidas y compararlas con el modelo de ruido del diodo: hacer las comparaciones medidas-modelo en términos de densidad espectral de corriente de ruido del diodo, descontando el ruido de fondo y compensando la respuesta frecuencial del sistema de medida, o bien proponer un modelado integral, no solo del diodo, sino también del sistema de medida y hacer las comparaciones en términos de densidad espectral de potencia en la salida del sistema. En el primer caso existe una incertidumbre en las correcciones que se hacen a las medidas antes de optimizar que se puede trasladar a errores en el modelado del ruido del diodo. En el segundo caso se optimizan medidas directas y el modelo del diodo que se propone va acompañado también de un modelo del sistema de medida. A

continuación se describirán los cálculos para ambas opciones pero finalmente optaremos por la segunda por considerarla conceptualmente más correcta por mantener siempre en dos planos distintos las medidas y el modelado sin entremezclarlo. Aunque obviamente la incertidumbre en el modelo del sistema de medida pueda afectar al modelo del diodo.

Por otro lado hay que señalar que se han hecho medidas en varios rangos de frecuencias, encontrándose que entre 100Hz y 100 KHz es donde mejor se distinguían las contribuciones del ruido $1/f$ ya que por debajo de 100 Hz el ruido $1/f$ del sistema está en el orden de las medidas y en las decenas de KHz sucede lo mismo, pero con el ruido térmico y shot.

c- Densidad espectral de corriente a partir de la medida de densidad espectral de potencia realizada con el diodo

Una vez guardados los datos de las medidas realizadas en el analizador VSA (espectro de potencia de ruido), en los que se recoge la respuesta en frecuencia del diodo junto con el fondo de ruido del sistema, que se caracteriza luego a parte cortocircuitando la entrada del SR-560, después se aplica el proceso de eliminar el fondo de ruido correspondiente a cada corriente, pasamos a calcular la densidad espectral de intensidad DSI de ruido, ya que serán estas las medidas (indirectas) en las que más tarde se basará el ajuste de las ecuaciones correspondientes a cada tipo de ruido estudiado. A continuación se describen los pasos a seguir para calcular la densidad espectral de corriente de ruido del propio diodo.

Para obtener los datos de densidad espectral de intensidad DSI buscados, primero debemos calcular el cuadrado de los datos de densidad espectral de tensión DSV de ruido (que es el formato en que el VSA los almacena). Dichos datos serán divididos por el cuadrado de la respuesta en frecuencia del amplificador SR560, cuya ganancia había sido fijada a $G_v=500$ (para obtener una señal de salida significativa para el analizador vectorial "VSA"), de tal manera que se elimine su contribución en las medidas. Luego lo dividiremos por el cuadrado de la resistencia equivalente del circuito. Todo el proceso se muestra en la ecuación VI.19 y la ecuación VI.20, y se puede realizar mediante un código en MatLab (*Figura VI.5*).

$$\langle DSI1_{diodo} \rangle = \left(\frac{DSV^2}{|H(f)|^2} \cdot \frac{1}{R_1^2} \right) \quad \text{VI.19}$$

$$\frac{I_D^2}{Hz} = \frac{V_{rms}^2}{|H(f)|^2} \cdot \left(\frac{1}{R_1} \right)^2 \quad R_1 = \frac{R_v \cdot R_L}{R_v + R_L} \quad \text{VI.20}$$

Siendo, R_v es la resistencia de vídeo del diodo y R_L es la resistencia que se pone a la entrada del SR560 que varía según la intensidad que discurra por el mismo. $H(f)$ es la respuesta en frecuencia del amplificador SR560.

Para representar el ruido de fondo debido a la resistencia de vídeo correspondiente del diodo para cada punto de polarización, se aplica el mismo cálculo pero en este caso para obtener los datos de la densidad espectral de intensidad DSI del fondo de ruido (ecuación VI.21 y ecuación VI.22):

$$\langle DSI1_{Req} \rangle = \left(\frac{DSV^2_{fondo}}{|H(f)|^2} \cdot \frac{1}{R_2^2} \right) \quad \text{VI.21}$$

$$\frac{I_{Req}^2}{Hz} = \frac{V_{rms}^2}{|H(f)|^2} \cdot \left(\frac{1}{R_2} \right)^2 \quad R_2 = \frac{R_{eq} \cdot R_L}{R_{eq} + R_L} \quad \text{VI.22}$$

R_{eq} , es la resistencia que sustituye al diodo (*Figura VI. 7*) para poder medir el fondo de ruido debido a la resistencia de vídeo del mismo. Esta resistencia es aproximadamente igual a la resistencia de vídeo R_v del diodo, que va cambiando el valor en cada caso según la intensidad que discurra por el mismo. R_L es la resistencia que se varía para ajustar el nivel de corriente de polarización deseado (el mismo que en presencia del diodo).

Finalmente, para terminar el cálculo de la densidad espectral de corriente de ruido propio exclusivamente del diodo, habrá que proceder a la sustracción del ruido de fondo del sistema, y también es necesario restarle la parte debida a la resistencia equivalente según las ecuaciones VI.23 y VI.24:

$$\langle DSI_{diodo} \rangle_{medidas} = \langle DSI_{diodo} \rangle - \left(\langle DSI_{Req} \rangle - \frac{4.k.T}{R_{eq}} \right) \tag{VI.23}$$

$$\langle DSI_{diodo} \rangle_{medidas} = \frac{I^2}{Hz} = \frac{I_D^2}{Hz} - \left[\frac{I_{Req}^2}{Hz} - \frac{4.k.T}{R_{eq}} \right] \tag{VI.24}$$

d- Optimización directa de la densidad espectral de potencia medida a la salida del sistema

Sin embargo como ya se ha comentado se ha optado por hacer un modelado integral del sistema de medida de ruido, no solo del propio diodo. Para ello se medirá la densidad espectral de potencia en la salida del sistema, que se usará directamente como meta de las optimizaciones y por otro lado se simularán todas las contribuciones a dicha densidad, haciendo uso del circuito equivalente (Figura VI.6) y de las correspondientes ecuaciones (ecuación VI. 17).

VI.4 Resultados de las medidas

En las siguientes gráficas (Figura VI. 9, Figura VI. 10) se pueden ver los resultados de medidas de la densidad espectral de potencia DSP de ruido obtenido para varias polarizaciones estudiadas, con el correspondiente fondo de ruido medido del sistema.

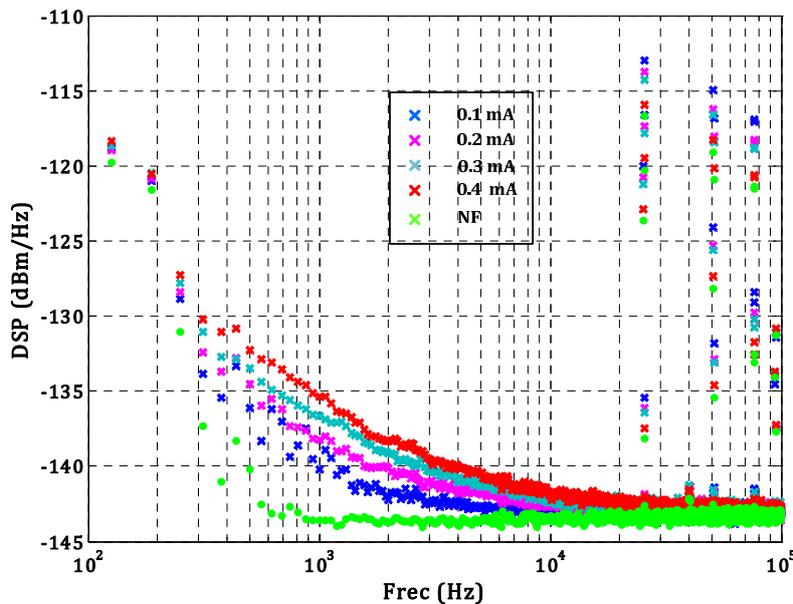


Figura VI. 9 Densidad espectral de potencia de corriente de ruido y fondo de ruido (Noise floor-NF) del sistema para el diodo single ánodo

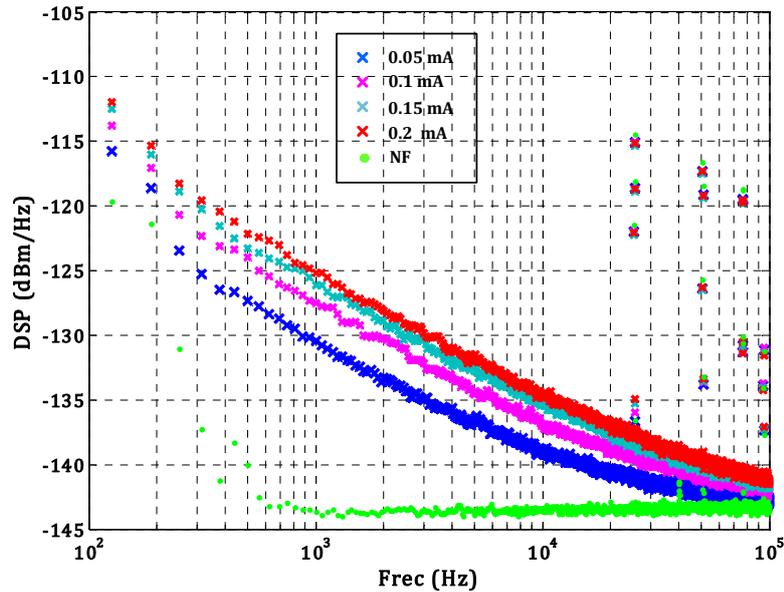


Figura VI. 10 Densidad espectral de potencia de ruido y ruido de fondo (Noise floor-NF) del sistema para el diodo Zero Bias “ZBD”

Como se puede apreciar en ambas figuras, la contribución de ruido $1/f$ en los diodos ZBD se destaca del fondo de ruido térmico desde frecuencias más altas (30 KHz) que en el caso de los diodos SA (10 KHz). Por otro lado el rango en que se puede evaluar el ruido $1/f$ en el diodo SA estaría entre los 300 Hz y los 10 KHz mientras en las medidas del ZBD estaría entre 200 Hz y 30KHz. El rango de corrientes en DC se ha elegido para no exceder las limitaciones recomendadas por el fabricante y no dañar los diodos.

A continuación, presentaremos una comparativa entre las medidas de ruido de los dos diodos considerados en este capítulo, para las mismas corrientes de valores de polarización 0.1mA y 0.2mA. Como se puede apreciar en la *Figura VI. 11*, dado el mismo punto de polarización para los dos diodos y en todo el espectro de ruido de las medidas realizadas, el diodo single ánodo tiene niveles de ruido ligeramente más bajos en comparación con el diodo Zero Bias, en la zona donde se aprecia el ruido térmico y esa diferencia del ruido de los dos diodos es más notoria en las frecuencias bajas donde se aprecia más el ruido flicker. Esto puede ser debido, por un lado, a las diferencias existentes en la geometría de los diodos, dado que el espesor del sustrato del diodo

ZBD es más fino que el del single ánodo, y por otro lado, a la diferencia del dopado de las capas de los dos diodos, puesto que en el caso del diodo ZBD, el dopado del semiconductor es más fuerte. Esto quiere decir que el semiconductor del diodo ZBD presenta más impurezas, y esto puede estar directamente relacionado con el aumento de los niveles de capturas y liberación de electrones-huecos del semiconductor (al aplicar una polarización directa al diodo), lo que se traduce finalmente en el aumento del ruido del diodo ZBD (en comparación con el diodo single ánodo que tiene menos dopado). Esto representa uno de los factores importantes para generar el ruido de baja frecuencia (flicker).

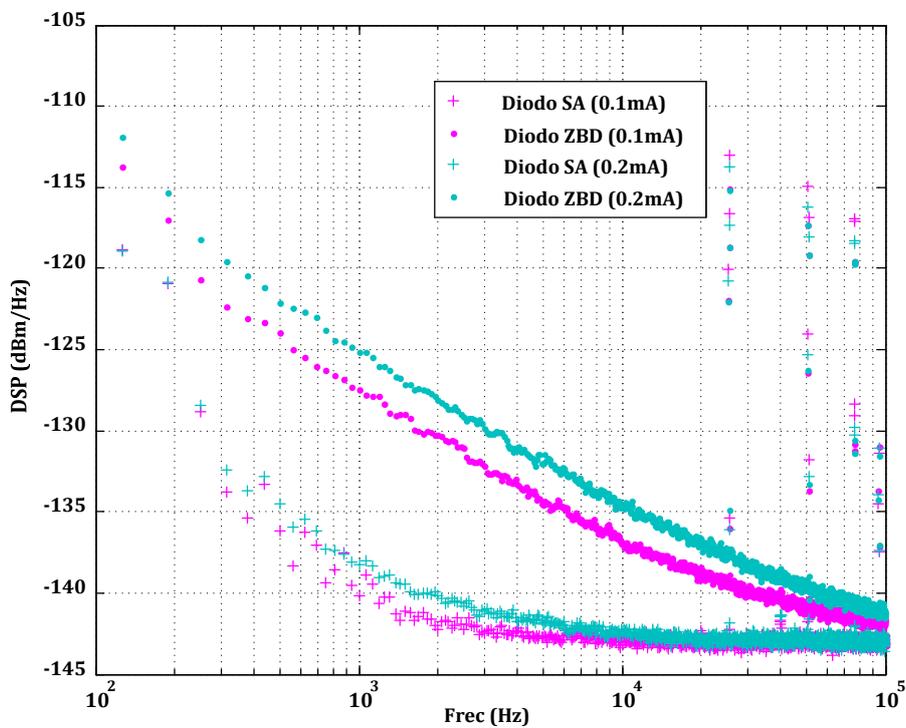


Figura VI. 11 Comparación de la densidad espectral de ruido del diodo single ánodo y Zero Bias en los mismos puntos de polarización (0.1mA y 0.2mA)

VI.5 Modelado (MATLAB) Ajustes-Resultados

El ajuste de las medidas se centrará en bajas frecuencias, y para llevarlo a cabo se ha desarrollado un código con funciones en MatLab, dichas funciones permiten ajustar por optimización las distintas variables de las que dependen las ecuaciones con las que se llevará a cabo el modelado de las fuentes de ruido de los diodos considerados. Las

ecuaciones (ecuación VI.1, ecuación VI.5 y la ecuación VI.8), son las que se utilizarán para modelar el ruido en bajas frecuencias; estas ecuaciones son las referidas a las fuentes de ruido del diodo que ya se expusieron anteriormente.

$$\langle DSI_{flicker} \rangle = \overline{I_f^2} = k_f \cdot \frac{I^{a_f}}{f^{b_f}} \quad \text{VI.1}$$

$$\langle DSI_{shot} \rangle = \overline{I_s^2} = 2 \cdot q \cdot (I_{diodo} + 2 \cdot I_s) \quad \text{VI.5}$$

$$\langle DSI_{termico} \rangle = \overline{i_{th}^2} = 4 \cdot K \cdot T \cdot R \quad \text{VI.8}$$

El siguiente paso consiste en encontrar los valores de los parámetros del modelo teórico de la ecuación, que ajusten los resultados obtenidos en la medida. En nuestro caso, los parámetros de ajuste serán principalmente los del modelo que define el ruido flicker (af, bf y kf), cuya densidad espectral viene dada por la ecuación VI.1. Ya que el ruido Shot y el ruido térmico no varían con la frecuencia, el ajuste se centrará en bajas frecuencias, que es donde más influencia tiene el ruido flicker 1/f.

Como primer paso en el proceso de optimización de dichos parámetros, escogemos unos valores iniciales aproximados de los mismos, y junto a las constantes obtenidas en el ajuste de la curva I-V, responsables del nivel de ruido Shot y térmico, modelamos su comportamiento en la zona en la que observamos una respuesta más lineal; para ello, mediante la ayuda de MatLab, introducimos los parámetros a optimizar como variables de una ecuación de error que presentaremos mas adelante, cuyo resultado buscamos minimizar, obteniendo los valores óptimos de estos parámetros que nos ayudan a cumplir dicha tarea.

En las figuras (*Figura VI. 12, Figura VI. 13*) se presenta el ajuste conseguido para los diodos de ánodo simple (SA) y Zero Bias (ZBD); como se puede observar el ajuste resulta satisfactorio en la banda de frecuencias desde 10^2 hasta 10^5 , ya que se consigue que el modelo siga las medidas de las cinco corrientes que se plantearon en la medidas del diodo simple y las cuatro para el caso del diodo Zero Bias (ZBD).

Tal y como era de esperar, el ajuste obtenido de los diodos resulta satisfactorio, ya que se consigue que el modelo siga las medidas de las corrientes que se plantearon en las medidas para cada diodo, hasta aproximadamente frecuencias menores que 10^5 Hz, esto es debido principalmente a los niveles de ruido del sistema fuera de esas frecuencias, y a las limitaciones de la configuración de medida utilizada, es decir, fuera de esa frecuencia menos de 10^2 y más de 10^5 el ruido de fondo del sistema cobra excesiva relevancia en las medidas y enmascara la medidas de ruido que corresponde al diodo, así que consideramos válidos los resultados obtenidos para los parámetros de ajuste, que pasarán a formar parte de la caracterización del diodo.

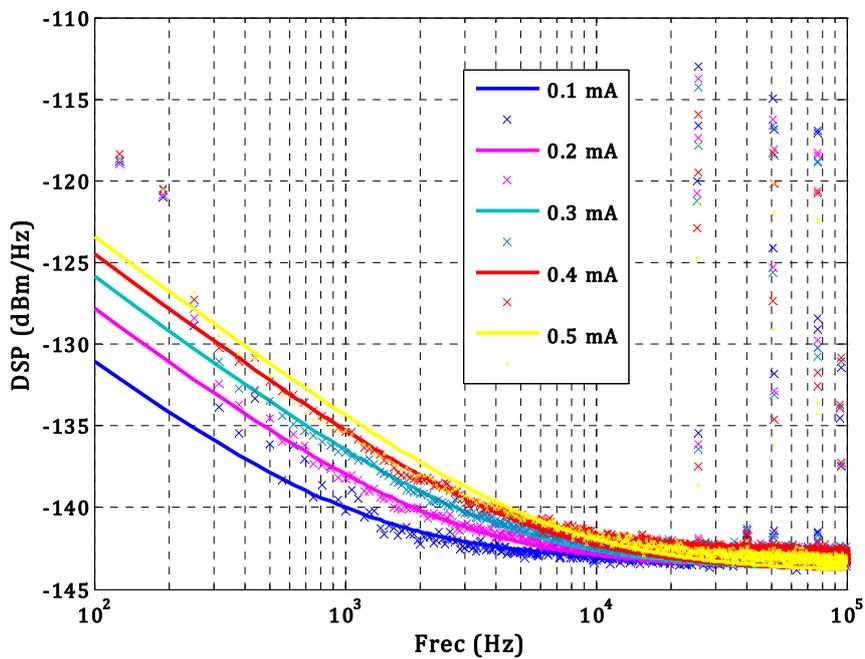


Figura VI. 12 Densidad espectral de potencia medidas y modelada para el diodo simple

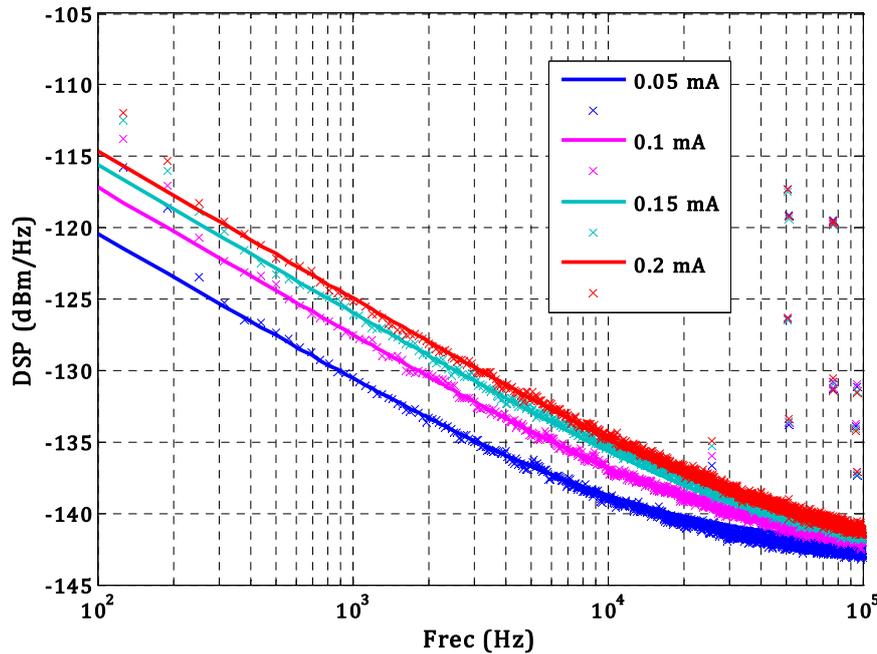


Figura VI. 13 Densidad espectral de potencia medidas y modelada para el diodo Zero Bias

Como resultado, los parámetros del diodo optimizados para conseguir el mejor ajuste entre las medidas reales y las teóricas de la densidad espectral de potencia (DEP) de ruido se muestran en la *Tabla VI. 1*. El error cuadrático medio se ha calculado usando la ecuación VI.18.

$$Error = \sqrt{\sum \left(\frac{DSP - DSP_m}{DSP_m} \right)^2} \tag{VI.18}$$

Siendo DSP_m es la matriz que contiene los datos de la densidad espectral de potencia de ruido de diodo medida en el laboratorio, y la matriz DSP contiene los datos de densidad espectral de intensidad de ruido calculados teóricamente, es decir, es la suma de los distintos tipos de ruido presentes en el diodo (flicker, térmico y el Shot), además de las contribuciones de las resistencias presentes y el ruido de fondo del sistema, de tal manera que el error se calcula como la diferencia entre los datos medidos y los calculados teóricamente, todo ello dividido por los propios datos medidos, para relativizarlo.

Parámetro del diodo simple		Parámetros del diodo “Zero Bias”	
k_f	1.5707e-006	k_f	2.1150e-007
a_f	3.1121	a_f	2.5792
b_f	1.1374	b_f	1.0392
f_{err}	<0.1580	f_{err}	<0.1862

Tabla VI. 1 Parámetros de ruido 1/f de los diodos single ánodo y Zero Bias (ZBD)

VI.6 Simulación de ruido para los diodos simple y ZBD-comparación con medidas experimentales

Para complementar el trabajo de caracterización y modelado del ruido de los diodos se consideró de interés implementar el modelo de ruido de los mismos en la plataforma del simulador ADS para corroborar su funcionamiento en el sistema de medida. Dado que el modelo de diodo que hemos elaborado hasta el momento en ADS no tiene fuentes de ruido, se añade una fuente de corriente de ruido 1/f (I_NoiseBD) que sirve para modelar el ruido flicker 1/f, ruido burst, ruido térmico y ruido shot, en función de los valores de los parámetros a introducir. Se deberá añadir una fuente diferente para cada tipo de ruido que se quiera considerar, en nuestro caso: flicker, térmico y shot. Además se añaden los parámetros de ruido de las resistencias presentes en el sistema, una fuente de voltaje controlada por voltaje para representar la ganancia del amplificador de instrumentación y una fuente de tensión de ruido que ajuste el ruido de fondo del sistema cuando la entrada del amplificador Stanford está cortocircuitada.

Para poder realizar una simulación eficiente de los diodos considerados se ha elaborado un esquema en ADS, *Figura VI. 14*, donde se aprecia el circuito de que se puede utilizar para representar las distintas fuentes de ruido.

Basándonos en el modelado en continua llevado a cabo en el capítulo III, tomaremos los valores siguientes de los parámetros: $R_s=2.4429\Omega$, $I_s=9.97593\cdot 10^{-13}$ y $n=1.28$ para el diodo single ánodo y $R_s=6.4760\Omega$, $I_s=27.84738\cdot 10^{-6}$ y $n=1.3669$ para el diodo Zero Bias (ver resultados capítulo III). Fijados estos parámetros se encontró una solución válida para los parámetros del ruido 1/f de los dos diodos (que caracterizan la densidad espectral de corriente según la ecuación VI.1).

Para realizar la simulación del comportamiento del diodo, y evaluar la densidad espectral de ruido del mismo, se han realizado simulaciones para varias corrientes de polarización, que son las mismas que habíamos utilizado para llevar a cabo las medidas en el laboratorio, es decir, (0.1mA, 0.2mA, 0.3mA, 0.4mA y 0.5mA) para el diodo simple y (0.05mA, 0.1mA, 0.15mA, 0.2mA) en caso del diodo Zero Bias “ZBD”.

El esquema del circuito equivalente utilizado en la simulación de ruido de los diodos en ADS está compuesto por la fuente de ruido $1/f$, junto con las aportaciones de ruido térmico y Shot, se muestra en la *Figura VI. 14*. Además se incorpora el circuito equivalente del amplificador de instrumentación para la misma ganancia que se usó en las medidas y la impedancia de entrada del analizador de señal.

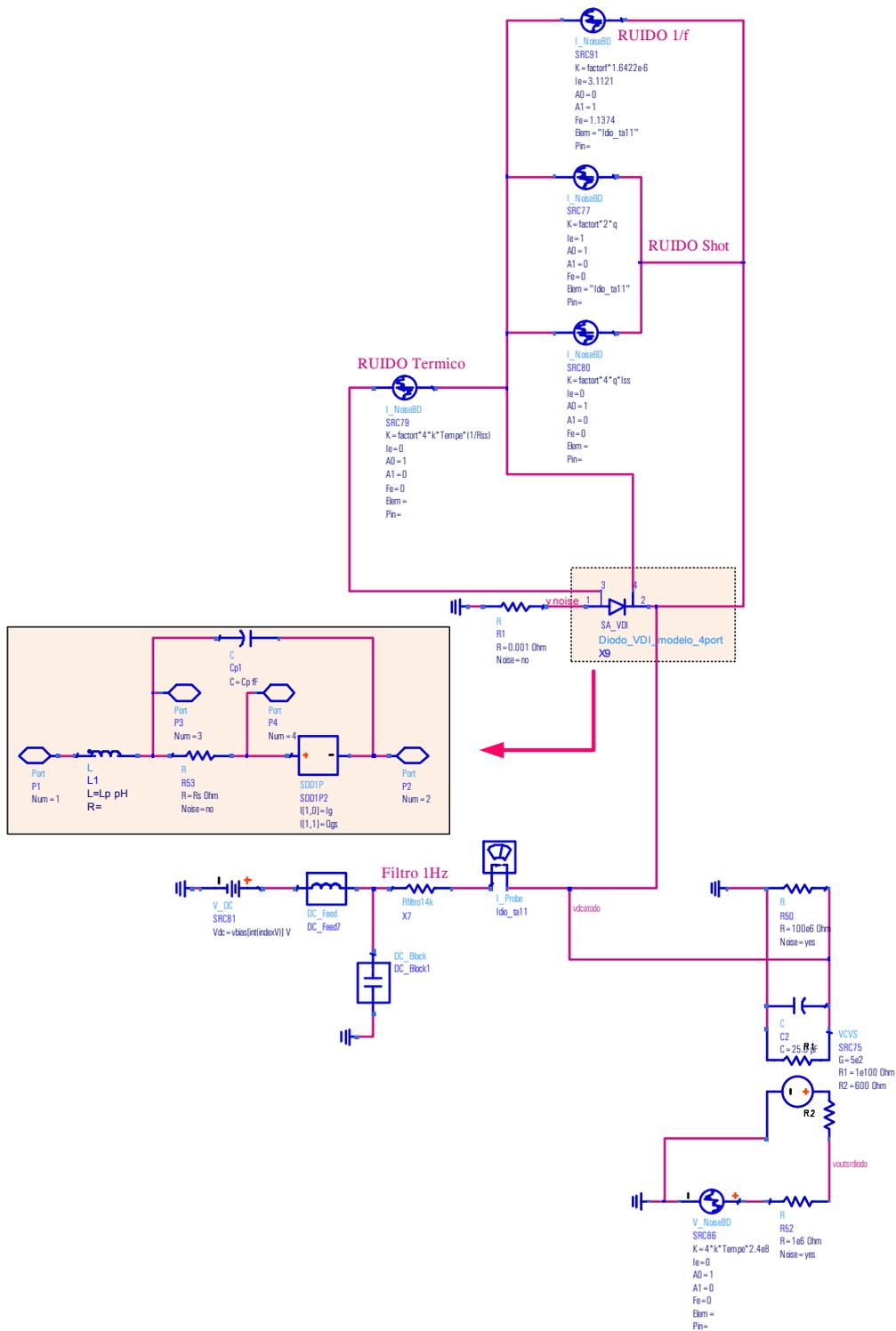


Figura VI. 14 Esquemático de ADS utilizado para la simulación del modelo de ruido de los diodos considerados (correspondiente al caso del diodo Single Ánodo)

En las *Figura VI. 15* y *Figura VI. 16* se representan los resultados de la simulación del modelo de ruido de los diodos simple y Zero Bias “ZBD”. Como se puede observar en la gráfica, el modelo simulado en ADS se ajusta de manera eficiente a las medidas realizadas experimentalmente para los dos diodos. Su ajuste queda de la siguiente manera (en la *Figura VI. 15* y *Figura VI. 16*), las equis son las medidas reales, y las líneas representan los resultados de la simulación):

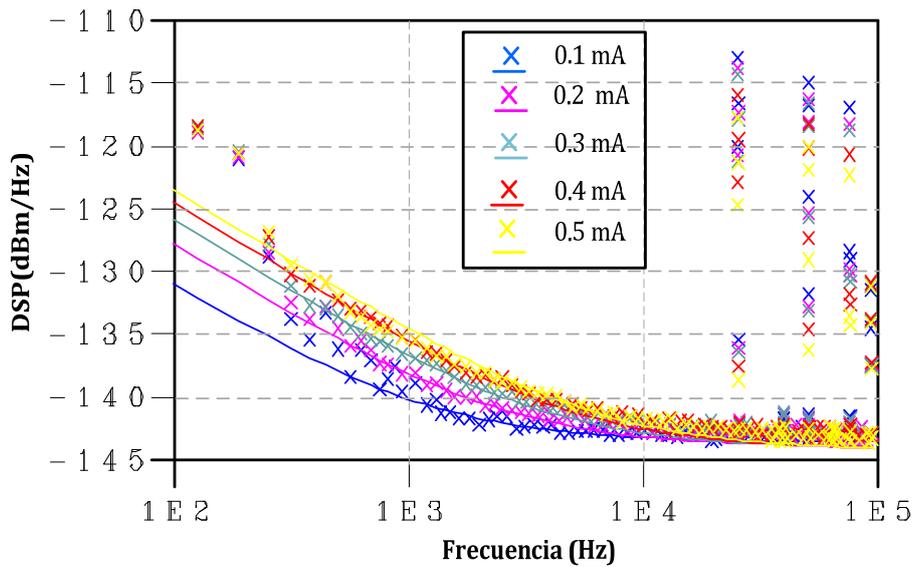


Figura VI. 15 Comparación entre simulación ADS y resultados experimentales del modelo de ruido del diodo single ánodo

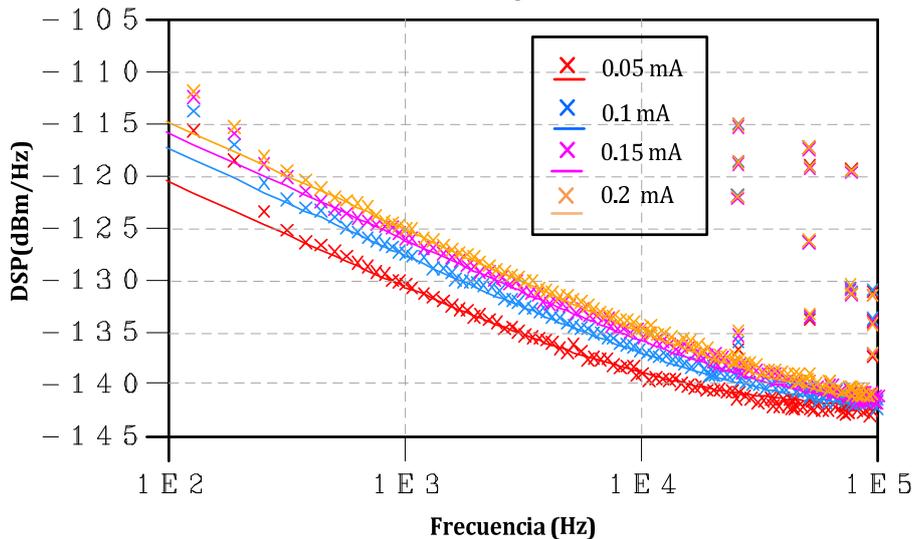


Figura VI. 16 Comparación entre simulación ADS y resultados experimentales del modelo de ruido del diodo ZBD

Se puede apreciar la coincidencia entre lo modelado en MatLab y en ADS, así como el ajuste de ambas simulaciones con las medidas, salvo en la zona de espectro plano sobre todo en caso del diodo simple, donde interferencias y otros fenómenos espurios producen una dispersión de los puntos medidos con respecto al comportamiento esperado de ruido blanco. Respecto a las comparaciones posteriores hay que tener en cuenta que el ajuste de las curvas de ruido de los diodos se ha hecho en un rango de corrientes del diodo en el orden de los miliamperios, y entre 10^2 Hz y 10^5 Hz para los dos diodos considerados.

De acuerdo con los ajustes de la densidad espectral de potencia de ruido medida con el sistema propuesto, representados en las figuras anteriores, se han obtenido también las densidades espectrales de corriente de ruido para el diodo SA y para el ZBD y se muestran en las siguientes figuras.

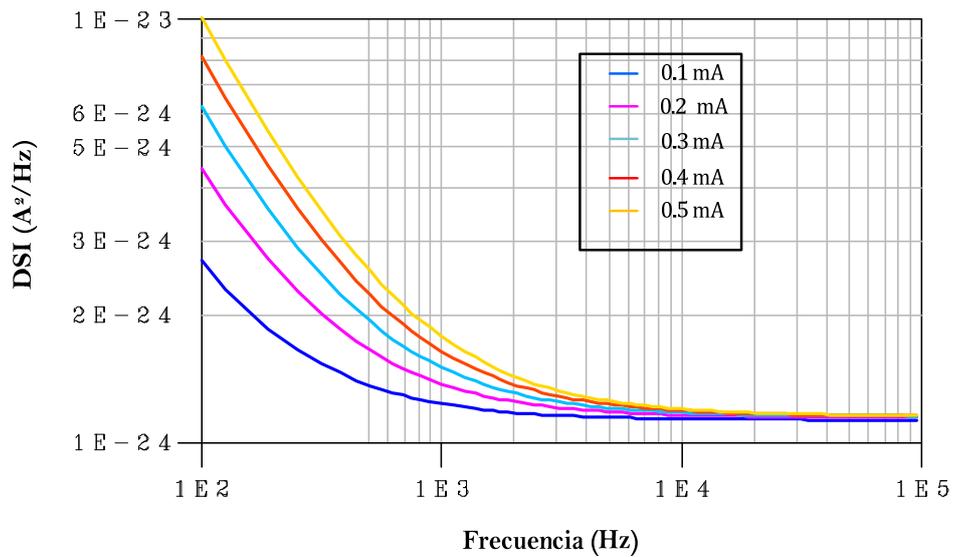


Figura VI. 17 Densidades espectrales de corriente de ruido para el diodo Single Ánodo

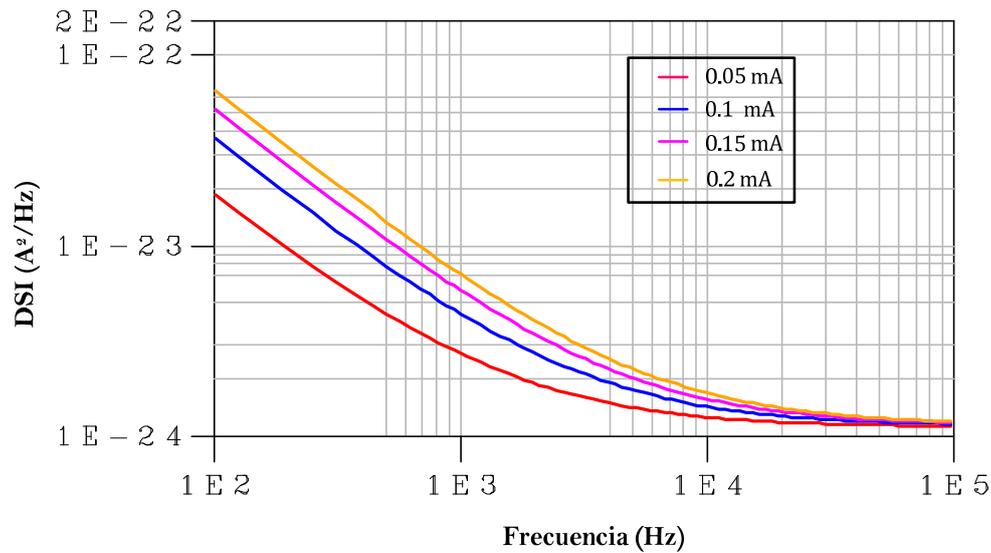


Figura VI. 18 Densidades espectrales de corriente de ruido para el diodo ZBD

VI.7 Conclusiones

El objetivo de completar el modelado de los diodos Schottky con la inclusión del ruido de baja frecuencia ha sido alcanzado dado que se observa una buena correspondencia entre el ruido medido y el calculado en función de las corrientes y tensiones de polarización.

La obtención de los resultados experimentales fiables se logró tras utilizar la configuración la más adecuada para llevar a cabo las medidas del ruido de los diodos considerados. La dificultad que entraña este tipo de medidas, reside en que en que la medida del ruido propio de los diodos excluyendo cualquier otro tipo de ruido resulta bastante problemática, debido a que es complicado aislar totalmente el sistema de medida tanto de la red eléctrica como de otro tipo de señales. Además, la elección de los equipos de instrumentación y el amplificador utilizados para realizar las medidas de ruido, no es trivial dada la complicación que supone la eliminación de todas las señales ajenas al ruido propio de dichos diodos. Esta elección se ha realizado apoyándonos en experiencias previas en el departamento y teniendo en cuenta las características especiales del dispositivo a medir ya que los diodos considerados presentan una sensibilidad bastante alta, como corresponde a un dispositivo apto para su utilización en frecuencias hasta 110 GHz. Tanto el amplificador Low-Noise SR-560, como el

analizador vectorial de señal HP89410, presentan unas características especialmente ventajosas para la realización de medidas de ruido de baja frecuencia.

Consideramos que el proceso y la configuración escogida han demostrado ser apropiados ya que permiten por un lado poder obtener un modelo de ruido adecuado, y por otro lado posibilitan la discriminación del ruido introducido por el sistema de medida. Se concluye que se ha conseguido no sólo un modelo eficiente de los diodos considerados, también se ha obtenido un buen modelo de sus fuentes de ruido.

Los modelos obtenidos pueden ser útiles para la predicción del ruido en detectores construidos empleando estos diodos. También se pueden utilizar en simulaciones para predecir los niveles de ruido en multiplicadores y mezcladores, pero se requerirían medidas adicionales por la compleja fenomenología de conversión de ruido que se daría en este tipo de circuitos [40].

VI.8 Referencias

- [1] F. N. Hooge , “1/f Noise Sources”, IEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, n° 11, Noviembre 1994.
- [2] A. van der Ziel, Solid State Physical Electronics, 2nd ed. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall, p. 278. 1968.
- [3] Sheng T “Low-Frequency Excess Noise in Metal-Silicon Schottky Barrier Diodes” Electron Devices, IEEE Transactions on, pp. 496-506. Jul 1970.
- [4] A. M. Cowley, “Low noise X-band Schottky barrier video devices diode,” presented at the 1968 Internatl. Electron Devices Meeting, Washington, D. C., October 23-25, 1968.
- [5] H. Zirath , S. Nilsen , E. Kollberg , T. Andersson , W. Kelly “Noise in microwave and millimetre wave Pt-GaAs Schottky Diodes” Microwave Conference, 1984. 14th European pp. 477-482, Sept. 1984.
- [6] K.F. Sato, C.W. Chan, K. Najita, M.P. DeLisio, Y.H. Chung, J. Cowles, P.C. Grossman, R. Lai, A.K. Ob, D.C. Streit, H. Wang “Low-Frequency Noise in GaAs and InP Schottky Diodes” 0-7803-4471-5/98/\$10.00 0, IEEE 1998.
- [7] Aldert Van Der Ziel, «Noise in Solid-state Devices and Lasers » Fellow, IEEE, Aug 1970.

- [8] Y.H. Chung, K.F. Sato, C.W. Chan, E.W. Lin, P.C. Grossman, L.T. Tran, J. Cowles, H. Wang, A.K. Oki, K. Najita, M.P. DeLisio, "1/f Noise Modeling of InP Based Schottky Diodes for Monolithic Millimeter- Wave Mixers," 1997 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, pp. 841-844., 1997.
- [9] Marvin S. Keshner "1/f Noise " Proceeding of the IEEE, vol. 70, no. 3, March 1982.
- [10] S. A. Maas, Noise in linear and nonlinear circuits, Artech House, 2005.
- [11] T. W. Crowe, R. J. Mattauch, R. M. Weikle, and U. V. Bhapkar, "Terahertz GaAs devices and circuits for heterodyne receiver applications," International Journal of High Speed Electronics and Systems", vol. 6, no. 1, pp. 125–161.
- [12] Aldert Van Der Ziel, "Noise in Solid-State Devices and Lasers", Proceedings of the IEE, vol. 58, n°8, Agosto 1970.
- [13] For an introduction to random process theory, including autolis, see: A. Papoulis, Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. .New York: McGraw-Hill, 1965.
- [14] P.R. Gray, R.G. Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 3rd. ed., John Wiley and Sons, Inc. New York, pp. 715-773, 1993.
- [15] A. Van der Ziel, Noise: Sources, Characterization, Measurement, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, pp. 44-115, 1970.
- [16] Antonio Arnau Vives, José María Ferrero y De Loma Osorio, Tomás Sogorb Devesa, Yolanda Jiménez Jiménez, "Sistemas Electrónicos de Comunicaciones i", universidad politécnica valencia. 2000.
- [17] J. P. Pascual, B. Aja, M. L. de la Fuente, T. Pomposo, E. Artal "System Simulation of a Differential Radiometer Using Standard RF-Microwave Simulators", Simulation vol. 81 no. 11 735-755, doi: 10.1177/0037549705062014. November 2005.
- [18] F. N. Kooge, "1 /f Noise Is No Surface EfiFect", Phys. Lett. 29A, 123, 1969.
- [19] A. Van der Ziel, "Fluctuatión Phenomena in Semiconductors", Butterworths, Londres, 1959.
- [20] A. Kerr, "Noise and loss in balanced and subharmonically pumped mixers: Part i-theory," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 27, no. 12, pp. 938-943, Dec. 1979
- [21] A. Kerr, "Noise and loss in balanced and subharmonically pumped mixers: Part ii-application," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 27, no. 12, pp. 944-950, Dec. 1979

- [22] R. E. Burgess, "Fluctuation in number of charge carriers in a semiconductor," *Physica*, vol. 20, p. 1007, 1954.
- [23] "Fluctuation in number of electrons and holes in a semiconductor," *Proc. Phys. Soc.*, vol. 68, p. 661, 1955.
- [24] "The status of charge carrier fluctuations in semiconductors," *Proc. Phys. Soc.* vol. B69, p. 1020, 1965.
- [25] "Electronic fluctuations in semiconductors," *Brit. J. Appl. Phys.*, vol. 6, p. 185, June 1955.
- [26] K. M. van Vliet, "Irresistible thermodynamics and carrier density fluctuations in semiconductors," *Phys. Rev.*, vol. 110, p. 50. April 1958.
- [27] "Fluctuations from the non equilibrium steady state," *Rev. Modern Phys.*, vol. 32, p. 25, 1960.
- [28] R. E. Burgess, Ed., *Fluctuation Phenomena in Solids*. New York: Academic Press, ch. 7. 1965.
- [29] K. M. van Vliet, "Nonthermal equilibrium fluctuations of electrons and holes," *Phys. Rev.*, vol. 133, p. A1182, February 1964.
- [30] J. E. Hill and K. Rl. van Vielt, "Generation recombination noise in intrinsic and near-intrinsic germanium crystals," *J. Appl. Phys.*, vol. 29, p. 177, February 1958.
- [31] L. J. Neuringer and W. Bernard, "Generation-recombination noise and capture cross-sections in p-type gold-doped germanium," *J. Phys. Chem. Solids*, vol. 22, p. 385, 1961.
- [32] F. M. Klaassen, K. M. van Vliet, and J. R. Fassett, "generation-recombination noise in various photoconductive semiconductors," *J. Phys. Chem. Solids*, vol. 22, p. 391, 1961.
- [33] M. B. Colligan and K. M. van Vielt, "Noise properties of n-type gold-doped silicon," *Phys. Rev.*, vol. 171, p. 881, July 1968.
- [34] M. Lax, "Influence of trapping-diffusion and recombination on carrier concentration fluctuations," *J. Phys. Chem. Solids*, vol. 14, p. 248, January 1960.
- [35] P. O. Lauritzen, "Noise due to generation and recombination of carriers in p-n junction transition regions," *IEEE Trans. of Electron Devices*. Vol. ED-15. DD. 770-776. October 1968.
- [36] Jean-Pierre Nougier, "Fluctuations and Noise of Hot Carriers in Semiconductor Materials and Devices", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 41, n° 11, Noviembre 1994.

- [37] J. Johnson, “Thermal agitation of electricity in conductors,” *Physical Review*, vol. 32, no. 1, pp. 97-109, Dec. 1928
- [38] H. Nyquist, “Thermal agitation of electric charge in conductors,” *Physical Review*, vol. 32, no. 1, pp. 110-113, Dec. 1928
- [39] R. D. Thornton et al, “Characteristics and Limitations of Transistors”, John Wiley and Sons, New York, 1966.
- [40] Burkhard Schiek, Ilona Rolfes, Heinz Jurgen Siweris “Noise in High Frequency Circuits and Oscillators” Published by John Wiley & Sons, in Canada, 2006)

CAPÍTULO VII:

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

VII. 1 Conclusiones

A lo largo de esta Tesis se han caracterizado y modelado varios tipos de diodos Schottky. Se trata en particular de diodos comerciales que se han desarrollado en Virginia Diodes Inc. (VDI): un diodo Schottky de ánodo simple, un diodo Zero Bias y una configuración de dos diodos en antiparalelo, basados en Arseniuro de Galio. Estos dispositivos presentan un amplio rango de aplicaciones potenciales, como la detección, mezcla y la multiplicación en bandas de frecuencias milimétricas y submilimétricas. A continuación se resumen los resultados más relevantes obtenidos en el estudio y la caracterización de estos diodos. Finalmente, se proponen unas pautas de trabajo futuro.

Como se puede deducir a lo largo de las diferentes etapas en esta tesis, los estudios y esfuerzos en la misma se han orientado, principalmente, hacia el desarrollo, la caracterización y el modelado de los diodos Schottky, en su versión planar, para formar parte de los circuitos diseñados para operar a frecuencias de Terahercios, viendo que el rango de sus valores capacitivos y resistivos es compatible con aplicaciones a dichas frecuencias.

En este compendio, en el *segundo capítulo* de este trabajo se ha tratado de introducir los principios de funcionamiento físico de las uniones metal semiconductor, y las principales características y aplicaciones de los diodos Schottky estudiados para entender su comportamiento y para situar la obra en un contexto científico correspondiente a las ventajas de la versión planar de dichos dispositivos.

El *capítulo tercero* ha sido dedicado a la caracterización y el modelado en DC y en baja frecuencia de los diodos Schottky considerados, incluyendo la realización de las medidas de continua, se ha desarrollado un método consistente para extraer simultáneamente los parámetros de la unión de los tres diodos; se ha presentado una técnica para la determinación de la resistencia serie de los diodos, mediante medidas en régimen de continua (DC). Igualmente se han presentado dos técnicas potencialmente adecuados para la determinación de los parámetros de las capacidades de la unión de los diodos y también para determinar el valor de la capacidad parasita correspondiente. En baja frecuencias (1 MHz, LCR meter) y a frecuencias microondas (3-10GHz) correspondientes a los diodos bajo test. La comparación de las técnicas de determinación de las capacitadas demuestra las ventajas de la determinación de la capacidad mediante la técnica de medidas a frecuencia de microondas, ya que con este método, la extracción de los parámetros de la capacidad no lineal de los diodos utilizando los parámetros $[S]$ proporciona un método más fiable que las medidas a bajas frecuencias (LCR meter), caracterizando las capacidades a frecuencias mucho más cercanas a las aplicaciones reales, teniendo en cuenta otros fenómenos de alta frecuencia, siendo los resultados más cercanos a los valores dados por el fabricante.

Con el objetivo de determinar los efectos parásitos relacionados con la estructura geométrica de los diodos planares y los generados por los hilos de “bonding” en los circuitos equivalentes de los diodos, en el *capítulo cuarto* se ha presentado un proceso de estimación de valores de los elementos parásitos que corresponden a la geometría utilizando los resultados de simulaciones electromagnéticas parciales de la estructura del diodo. En el mismo capítulo también se ha obtenido un modelo adecuado capaz de tener en cuenta los efectos parásitos que presentan los hilos de “bonding” utilizados para medir los diodos en oblea.

Para completar el modelado de los diodos, en el *capítulo V quinto* se han descrito todos los pasos seguidos en el procedimiento llevado a cabo para caracterizar, optimizar y modelar los diodos Schottky bajo test. También se ha demostrado la validez del modelo obtenido de las transiciones coplanar-microstrip (CPW-M) aplicado para llevar a cabo el proceso de “de-embedding” de estas transiciones con objetivo de eliminar su efecto en las medidas de los diodos en la banda W (75-110 GHz). Los

resultados obtenidos de modelado práctico se han basado en diferentes medidas; medidas en DC y en baja frecuencia, medidas de los parámetros $[S]$ llevadas a cabo hasta 50 GHz y en el rango frecuencial de 75 GHz a 110 GHz, medidas de la potencia de salida frente a la de entrada, simulaciones, y métodos de extracción, además de la aplicación de técnicas de “de-embedding” para conseguir al final obtener el modelo completo de los diodos Schottky para operar en banda W.

Como validación del procedimiento de modelado propuesto, se ha comprobado que el modelo obtenido para los otros tipos de diodos; Zero Bias y los diodos en antiparalelo de la misma tecnología, proporciona unos resultados precisos cuando se simula el comportamiento de los mismos en diferentes regímenes de operación.

Y en *el capítulo sexto* se ha hecho un estudio exhaustivo del ruido baja frecuencia de estos diodos para completar el modelado de dichos dispositivos con la inclusión del este tipo de ruido en el modelo general obtenido.

Igualmente se ha demostrado que el modelo completo propuesto, al estar definido por un modelo equivalente circuital, resulta fácil su inclusión en la mayoría de los simuladores comerciales actuales (ADS, MWO, etc.), cuya base de trabajo son circuitos eléctricos que se analizan en el dominio temporal y/o frecuencial. Esto, permite llevar a cabo todo tipo de simulaciones (DC, parámetros de Scattering, balance armónico, etc).

Como ventaja, indicar que es capaz, de dar cuenta de los efectos parásitos generados por su geometría planar junto con los generados por el montaje (bonding) incluyendo el aumento de la resistencia parasita con la frecuencia causada por los hilos utilizados en el proceso de bonding; Además, el modelo, al estar definido por una estructura circuital basada en ecuaciones no lineales y componentes electrónicos (que rigen el comportamiento de los distintos fenómenos caracterizados), y no verse afectado por los efectos parásitos añadidos en el proceso de caracterización, puede usarse de forma relativamente sencilla y adecuarse a otro tipo de tecnologías de ensamblado y montaje (como en flip-chip), dado que se ha obtenido un modelo

adecuado del diodo intrínseco, identificando de forma precisa los componentes extrínsecos (“bonding”, transiciones Coplanair- Microstrip, etc.).

Se demostró la capacidad de nuestro método de modelado y caracterización para obtener un modelo de circuito equivalente de los diodos Schottky hasta 110 GHz, capaz de responder a las distintas condiciones de funcionamiento y tener en cuenta los posibles efectos parásitos que surgen fruto de su utilización en estas bandas de frecuencias, lo que facilita realizar diseños con el mismo. Con los resultados obtenidos de las simulaciones se ha puesto de manifiesto la validez del modelo propuesto por comparación con los resultados experimentales. Finalmente cabe mencionar que se ha conseguido no sólo un modelo eficiente de los diodos considerados, sino que también se ha obtenido un buen modelo de sus fuentes de ruido en baja frecuencia.

VII. 2 Futuras líneas de investigación

Como ya se apuntaba en la introducción general, el objetivo principal de este trabajo; la caracterización y el modelado de diferentes tipos de diodos Schottky con geometría planar, ha sido alcanzado de forma satisfactoria. Aún así, todavía queda mucho camino por recorrer, especialmente en lo relacionado con las aplicaciones de los modelos obtenidos.

Partiendo de los modelos obtenidos se deja abierta la posibilidad en nuestro grupo de trabajo para orientar el esfuerzo investigador hacia las posibles aplicaciones que se pueden prever, y evitar algunas de los problemas que han surgido al usar componentes comerciales, debido a su falta de robustez y también por sus pobres características. Por esta razón, en paralelo con este trabajo, actualmente se están diseñando subsistemas electrónicos basados en el modelo obtenido; como ejemplo, se está desarrollando un detector a base del diodo Zero Bias, en tecnología microstrip, para la banda de frecuencias W. Alta sensibilidad, planaridad de respuesta frente a frecuencia, banda ancha y una buena adaptación son las principales características que se buscan con el diseño del detector a diodo Schottky. Como se ha comentado en los capítulos anteriores esta primera aplicación de nuestros modelos va directamente dirigida a formar parte del radiómetro de potencia total.

Por otro lado, el modelo equivalente de la configuración de los diodos en antiparalelo y el del single ánodo podrían integrarse en otras aplicaciones futuras aprovechándonos de su característica no lineal en aplicaciones con polarización directa, como son la implementación de mezcladores, multiplicadores de frecuencia etc., en banda W (75-110GHz), siendo este uno de nuestros futuros objetivos.

En lo que respecta a otras líneas futuras de investigación, además de las aplicaciones citadas, se puede decir que algunas ideas vienen inspiradas del mismo trabajo de modelado, para dar lugar a nuevas soluciones a algunos problemas que hemos encontrado durante el desarrollo de este trabajo.

Dado que nuestro modelo tiene en cuenta el aumento de la resistencia parasita serie de los hilos de bonding causada por el efecto “skin” a frecuencias superiores a 50 GHz y eventualmente por algunas incertidumbres de medidas, el estudio de este efecto se convierte en una tarea difícil en esta banda de frecuencia, ya que las medidas también están limitadas por la precisión de la calibración y algunas posibles inexactitudes en la determinación de otros parámetros del circuito equivalente. Sin embargo, la hipótesis que contempla el aumento de la resistencia serie, en la banda W, demostró ser válido a la hora de ajustar las medidas de los diferentes diodos, lo que nos hace pensar en un posible estudio exhaustivo de la verdadera causa de la dependencia con la frecuencia de dicha resistencia parasita de los “bonding”.

Como se ha comentado el capítulo sexto, la incorporación del ruido baja frecuencia a los modelos de los diodos puede ser útil para la predicción del ruido en detectores construidos empleando este tipo de dispositivo. En el caso de otros circuitos en los que tiene pensado empezar a trabajar en el futuro como los mezcladores y multiplicadores, el estudio de ruido llevado a cabo hasta ahora necesitara medidas adicionales y un tratamiento más profundo, a causa de la complejidad que representa el fenómeno de conversión de ruido en este tipo de circuitos, siendo esta una de las líneas futuras que deja abiertas este trabajo.

Artículos Publicados

Publicaciones en revistas

1. K. Zeljami, J. Gutiérrez, , J.P. Pascual, T. Fernández, A. Tazón, M.Boussouis, “Characterization and Modelling of Schottky Diodes up to 110GHz for use in both flip chip and Wire Bonded Assembled Environment”, *Progress in Electromagnetics Research Letters*, Vol. 131, 457-475, 2012.
2. J. Gutiérrez, K. Zeljami, J.P. Pascual, T. Fernández, A. Tazón, A. Mediavilla, E.S. Pana. “Yield Oriented Design Protocol and Equivalent Circuit Model for W-Band E-Plane Waveguide to Microstrip Transitions”. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. DOI 10.1002/mmce .20716, Published online in Wiley Online Library (wileyonlinelibrary.com).

Publicaciones en congresos

1. A. García-Pino, J. Gutiérrez, J. Montero-de-Paz, J. Parrón, J. Romeu, R. Vera-Rodríguez, P. de Paco, L. E. García-Muñoz, B. González-Valdés, M. Moreno-Moreno, E. Nova, K. Zeljami, A. Badolato, J.L. Besada, T. Fernández, J. Fierrez, J. Grajal, G. Junkin, J. Marín, B. Mencía, O. Menéndez, J. Ortega-García, J.P. Pascual, O. Rubiños-López, D. Segovia-Vargas, A. Tazón “TERASENSE: THz Device Technology Laboratory”. XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2013 (*enviado*).
2. K. Zeljami, J. Gutiérrez, J.P. Pascual, T. Fernández, A. Tazón, M. Boussouis “Caracterización de de Diodos Schottky para Banda W”. XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2012). Elche. Septiembre 2012.
3. J. Gutiérrez, K. Zeljami, J.P. Pascual, T. Fernández, A. Tazón. “Caracterización de Componentes y Balance de Potencia para Radiómetro en Banda W”. XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2012). Elche. Septiembre 2012.
4. K. Zeljami, J. Gutiérrez, J.P. Pascual, T. Fernández, A. Tazón. “Caracterización de Transiciones Coplanar-Microstrip en Banda W”. XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2011). ISBN: 978-84-933934-5-8. Leganés. Septiembre 2011.

5. J. Gutiérrez, K. Zeljami, T. Fernández, J.P. Pascual, A. Tazón, A. Mediavilla, S. Pana. "Transición Guía de Onda-Microstrip en Banda W". XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2011). ISBN: 978-84-933934-5-8. Leganés. Septiembre 2011.
6. K. Zeljami, T. Fernández, J.P. Pascual, A. Tazón, M. Boussois, A. Tribak "Modélisation des Diodes Schottky Pour des Applications a des Fréquences Terahertz (THZ)" Colloque International Telecom 2011 & 7èmes (TELECOM&JFMMA 2011). Tanger. Maroc. Mars 2011.
7. K. Zeljami, A. Mimouni, M. Chaibi, T. Fernández, A. Tazón, F. Sánchez, M. Verdú, M. Boussois "Caractérisation Continue des Transistors HEMT de GaN" Colloque International Telecom 2011 & 7èmes (TELECOM&JFMMA 2011). Tanger. Maroc. Mars 2011.
8. A. Tribak, K. Cepero, A. Mediavilla, M. Boussois, K. Zeljami "Système 4-Port a Polarisation Linéaire Duelle pour des Applications Satellitaires " Colloque International Telecom 2011 & 7èmes (TELECOM&JFMMA 2011). Tanger. Maroc. Mars 2011.
9. A. Zineb, M. Boussois, K. Zeljami "Analyse des Structures Planaires en Mode Hybride par la Méthode des Lignes "Colloque International Telecom 2011 & 7èmes (TELECOM&JFMMA 2011). Tanger. Maroc. Mars 2011.
10. K. Zeljami, T. Fernández, J.P. Pascual, A. Tazón, M. Boussois. "Modelado de Diodos Schottky para aplicaciones a Frecuencias de Terahercios". XXV Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2010). Bilbao. Septiembre 2010
11. P. de Paco, A. Tazón, O. Menéndez, J.P. Pascual, J. Parrón, T. Fernández, G. Junkin, J. Gutiérrez, K. Zeljami. "Sub-Millimeter Wave Receivers". XXV Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2010). Bilbao. Septiembre 2010.
12. Asmae Mimouni, Kaoutar Zeljami, Mohamad Chaibi, Tomás Fernández, Antonio Tazón, Fernando Sánchez, Marina Verdú, Mohamed Boussois "Caracterización de Niveles de Trampa en Transistores HEMT de GaN" XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009). Santander. Septiembre 2009.
13. Asmae Mimouni, Kaoutar Zeljami, Mohamad Chaibi, Tomás Fernández, Antonio Tazón, Fernando Sánchez, Marina Verdú, Mohamed Boussois "Caracterización en DC de Transistores HEMT de GaN" XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009). Santander. Septiembre 2009.

14. Mohamad Chaibi, Tomás Fernández, Asmae Mimouni, Kaoutar Zeljami, Abdelwahed Tribak, Fernando Sánchez, Marina Verdú “Efectos Térmicos y Trampa en el los Transistores AlGa_N/Ga_N HEMT” XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009). Santander. Septiembre 2009.

Proyecto de fin de carrera dirigido

María Pampín González “Diseño de Componentes en la Banda W Para el Desarrollo de un Sensor Multifocal”, Título de Licenciado en Ciencias Físicas. Directores: Antonio Tazón Puente, Kaoutar Zeljami. Facultad de ciencias Universidad de Cantabria. Octubre 2012.

