

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**MEJORA DE LA LINEALIDAD EN DESFASADORES
BASADOS EN DIODOS VARACTORES**
(Linearity Improvement in Varactor-based
Reflection Phase Shifters)

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Irene Telechea Fernández

Octubre - 2013

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Irene Telechea Fernández

Director del TFG: José Angel García García

Título: “Mejora de la linealidad en desfasadores basados en diodos varactores”

Title: “ Linearity Improvement in Varactor-based Reflection Phase Shifters“

Presentado a examen el día: 24 de Octubre del 2013

para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Fernández Ibáñez, Tomás

Secretario (Apellidos, Nombre): García García, José Angel

Vocal (Apellidos, Nombre): Tazón Puente, Antonio

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG

(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº

(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

A mi familia por estar ahí siempre que os he necesitado.

A Roberto, mi pareja, mi amigo...por estos 6 años que hemos vivido juntos llenos de buenos momentos y por evitar que me caiga de mi montaña rusa. Por apoyarme en mi trabajo, esperarme siempre, por nuestros proyectos y por los mucho que nos queda por vivir. Pero sobre todo gracias por quererme tanto y tener conmigo lo mejor que nos ha pasado, nuestro mayor proyecto en común, Adriana.

A mi pequeña, mi mayor ayuda. Estar dentro de mí durante este curso, me ha suministrado toda la alegría y la mayor energía que he recibido en mi vida. Nada me ha hecho tan feliz como tu nacimiento.

A Duque, mi fiel compañero, porque contigo nunca me he sentido sola.

Y por último, a mi director de proyecto, por brindarme de nuevo la oportunidad de trabajar con él y por ayudarme en el inicio de mi vida laboral.

Gracias

A Adriana

Índice

Capítulo 1: Introducción 1

1.1	Influencia de la distorsión en las comunicaciones	1
1.2	Importancia de la linealización.....	3
1.3	Importancia del uso de desfases en los sistemas inalámbricos	5
1.3.1	Control o conformado del diagrama de radiación en agrupaciones de antenas	7
1.3.2	Linealización de Amplificadores. Esquema de Feedforward.....	11
1.3.3	Distorsión de intermodulación en los desfases	13
1.4	Objetivos del proyecto.....	14
1.5	Estructura de la memoria.....	14
1.6	Referencias	15

Capítulo 2: Clases de desfases..... 18

2.1	Introducción.....	18
2.2	Tipos de desfases.....	19
2.2.1	Desfases mecánicos y desfases controlados eléctricamente	19
2.2.1.1	<i>Desfases mecánicos</i>	19
2.2.1.2	<i>Desfases controlados eléctricamente</i>	20
2.2.2	Desfases de ferrita	24
2.2.3	Desfases a semiconductores	28
2.2.3.1	<i>Desfase con Varactores</i>	29
2.2.3.1.1	Circuito Equivalente del diodo Varactor.....	31
2.2.3.1.2	Desfases de tipo reflexivo	33
2.2.3.1.2.1	Reactancia variable como terminación reflexiva	34
2.2.3.1.2.2	Terminación reflexiva usando dos varactores sintonizados en serie.....	36
2.2.3.1.3	Desfases de tipo transmisión.	38
2.2.3.1.3.1	Varactor cargado con circuitos de línea de transmisión.....	38

2.2.3.1.3.2	Desfasadores a FET controlados por varactores.	39
2.2.4	Desfasadores activos a FET.	39
2.2.4.1	<i>Desfasador de línea conmutada.</i>	41
2.2.4.2	<i>Desfasadores en cuadratura.</i>	41
2.2.5	Desfasadores de onda viajera	43
2.3.	Referencias	44

Capítulo 3: Estudio de la no linealidad de un diodo Varactor 47

3.1	Modelo equivalente del varactor en pequeña señal.....	47
3.2	Estudio de las derivadas	48
3.3	Cálculo de las derivadas en régimen estático	51
3.3.1	Medida de los parámetros S	51
3.3.2	Cálculo de la primera derivada.....	58
3.3.3	Cálculo de las derivadas segunda y tercera	60
3.3.3.1	<i>Método de las corrientes no lineales.</i>	63
3.3.3.2	<i>Sistema de medida de potencias</i>	66
3.4	Cálculo de las derivadas en Régimen Dinámico	82
3.4.2	Obtención de las derivadas para dos varactores	85
3.5	Referencias	89

Capítulo 4: Análisis del comportamiento en Distorsión de Intermodulación (IMD) de un desfasador por reflexión (desfasador con híbrido de 90°) 90

4.1	Simulaciones con el modelo no lineal del fabricante.	92
4.2	Simulaciones con las derivadas en cada punto de operación	95
4.3	Comparación con las medidas.	98
4.4	Modificación del modelo no lineal del varactor.....	106
4.5	Referencias	108

Capítulo 5: Diseño de un desfasador con mejora en linealidad 110

5.1 Esquemático	111
5.2 Simulaciones. Modelo y sus derivadas.....	112
5.3 Implementación.	115
5.4 Medidas.	116
5.5 Referencias.	124

Capítulo 6: Conclusiones y líneas futuras de trabajo..... 125

6.1 Conclusiones	125
6.2 Líneas futuras de trabajo.	126

Capítulo 1

Introducción

1.1 Influencia de la distorsión en las comunicaciones

En cualquier sistema de comunicaciones se considera perturbación a aquellas componentes no deseadas que arriban al receptor junto a la señal útil, y que pueden afectar la correcta recuperación del mensaje. Las perturbaciones pueden ser aditivas (ruido e interferencias), o estar asociadas a una modificación de las propiedades de la señal a recuperar (distorsión).

La distorsión de la señal asociada a la existencia de no linealidades (distorsión no lineal) describe usualmente una modificación de tipo cualitativo y está presente indistintamente en todos los circuitos de RF y microondas [1]. Su efecto sobre el comportamiento de los sistemas de comunicaciones es particularmente crítico en aquellos elementos que procesan señales espectralmente muy eficientes, cuyas envolventes varían de modo pronunciado con el tiempo, y donde la más mínima alteración de las características de la señal puede impedir la detección del mensaje original. Tal es el caso de los amplificadores, muy especialmente los de potencia en el extremo transmisor, como también el de los mezcladores o circuitos de control electrónico (desfasadores, sintetizadores de impedancia, filtros sintonizables, etc.). Algunas funciones, sin embargo, basan su operación en el aprovechamiento de ciertos fenómenos de distorsión, como ocurre con los propios mezcladores o los multiplicadores de frecuencia [2].

Tomando en cuenta el ancho disponible y el coste del espectro radioeléctrico, la evolución reciente de los sistemas de radiocomunicaciones y de las técnicas de modulación ha venido determinada por la necesidad de ofrecer altas tasas binarias ocupando la menor cantidad posible de ancho de banda espectral. En los sistemas actuales, esta eficiencia espectral en la transmisión de información se consigue mediante el uso de modulaciones complejas multinivel, multiportadora o ambas.

Cuando la portadora modulada tiene variaciones de amplitud, las no linealidades en los sistemas de comunicaciones producen un ensanchamiento del espectro, constituyéndose en fuentes de interferencia para los demás canales o usuarios de radio. Ésta es la razón por la que las exigencias que se les imponen a los bloques de RF que manipulan dichas señales son muy estrictas en cuanto a linealidad se refiere. Este efecto podría evitarse usando técnicas de modulación de envolvente constante, actuando sólo sobre la componente de fase de la señal, pero a costa de empeorar considerablemente la relación tasa/anchura de banda (las modulaciones de tipo angular ocupan en teoría un ancho de banda infinito). Por lo tanto, si se quiere emplear técnicas de modulación digital eficientes es imprescindible utilizar bloques de RF altamente lineales.

Atendiendo a las razones anteriormente mencionadas, se viene prestando especial atención a nivel científico e industrial al diseño de circuitos con óptima linealidad. Esto es especialmente crítico en el caso de los amplificadores de potencia, responsables de la mayor parte del consumo energético en los transceptores, y dado que la linealidad y la eficiencia son propiedades usualmente opuestas. La eficiencia es esencial para reducir el peso y extender el tiempo útil de los terminales operados con baterías, para asegurar un funcionamiento fiable de los transistores al reducir los problemas de calentamiento asociados a la potencia disipada, como también para poner freno al sobredimensionado consumo energético de las estaciones bases, y por lo

tanto a los costes excesivos para las empresas operadoras y las huellas en emisión de CO₂ para el medio ambiente [3].

Las técnicas que abordan la mejora simultánea de la linealidad y la eficiencia en los amplificadores o transmisores se conocen como técnicas de linealización [4]. Destacan en primer lugar aquellas que basan su actuación a nivel de sistema: la predistorsión, la corrección hacia delante o feedforward, y la realimentación o feedback. Dada la complejidad de su implementación y ajuste, así como la creciente demanda de soluciones compactas y de alta integración, se viene prestando especial atención a soluciones alternativas que actúan a nivel de dispositivo. Aquí se pueden incluir las técnicas de optimización o adaptación de las condiciones de operación [5-8], la utilización de dispositivos auxiliares para conformar un dispositivo compuesto de naturaleza lineal [9-12], así como actuaciones a nivel físico [13-14].

Actualmente, el generalizado uso de las comunicaciones inalámbricas exige técnicas de modulación muy eficientes. Estas técnicas deben permitir la comunicación transmitiendo la máxima información ocupando el mínimo área espectral. Las comunicaciones inalámbricas presentan el riesgo de la aparición de distorsión a distintas frecuencias, que producen un cambio en la forma de la señal durante la transmisión y empeoran la calidad de la misma.

La distorsión no lineal dificultará la comunicación, tanto en lo que a transmisión como a recepción se refiere.

1.2 Importancia de la linealización

Como se ha expuesto anteriormente, una aplicación interesante son las técnicas de linealización a nivel de dispositivo. Con lo cual, desde la etapa final de la

cadena de transmisión, el amplificador de potencia es un factor importante en la distorsión no lineal [15].

El método más común para mejorar la linealidad es el uso de esquemas de linealización externos, tratándose, sin embargo, de una solución problemática, ya que requiere un gran número de componentes, la complejidad del circuito es elevada y además aumenta el consumo de potencia.

Otro método menos complejo, es la utilización de los sweet spots, es decir, puntos de mínima distorsión en la región de máxima eficiencia de potencia añadida. Este método mejora la linealidad en amplificadores mediante la selección de las condiciones óptimas de polarización y de carga.

El control del sweet spot se puede llevar a cabo mediante las tensiones de polarización VGS y VDS, o bien mediante la variación de la impedancia de carga, de tal forma que a medida que dicha impedancia aumenta la recta de carga disminuye proporcionalmente.

En la siguiente figura se refleja como a medida que aumenta la impedancia de carga, la pendiente disminuye de forma inversamente proporcional y de signo contrario, con lo cual, las líneas de carga son cada vez más horizontales, es decir, genera sweet spots a niveles más bajos de conducción.

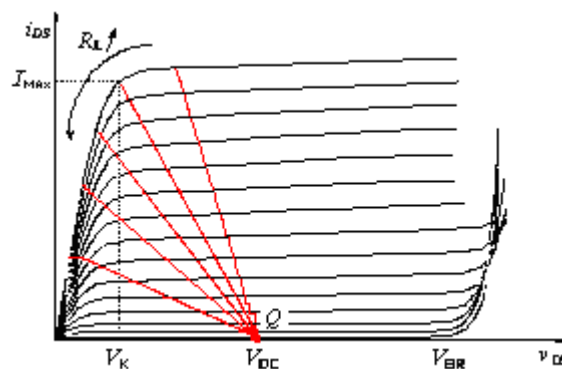


Figura 1.1. Relación entre la impedancia de carga y la generación del sweet spot

En la figura 1.2 se refleja como a medida que aumenta la impedancia de salida, se produce un sweet spot a niveles más bajos de potencia de entrada.

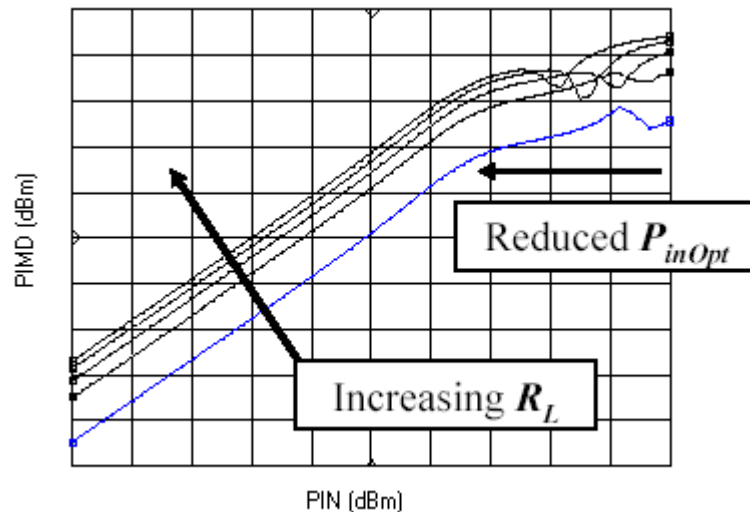


Figura 1.2. Relación de la posición en potencia del sweet-spot con la impedancia de salida

1.3 Importancia del uso de desfasadores en los sistemas inalámbricos

Cuando se habla de comunicación de datos generalmente se piensa en comunicación a través de cable, debido a que la mayoría de nosotros tratamos con este tipo de tecnología en nuestro día a día. Haciendo a un lado las complicadas redes cableadas también tenemos la llamada *comunicación inalámbrica* muy comúnmente a nuestro alrededor.

La comunicación de datos inalámbrica en la forma de microondas y enlaces de satélites es usada para transferir voz y datos a larga distancia. Los canales

inalámbricos son utilizados para la comunicación digital cuando no es económicamente conveniente la conexión de dos puntos vía cable; además son ampliamente utilizados para interconectar redes locales (LANS) con sus homólogas redes de área amplia (WANS) sobre distancias moderadas y obstáculos como autopistas, lagos, edificios y ríos. Los enlaces vía satélite permiten no sólo rebasar obstáculos físicos sino que son capaces de comunicar continentes enteros, barcos, alcanzando distancias sumamente grandes.

Básicamente un enlace vía microondas consiste en tres componentes fundamentales: el transmisor, el receptor y el canal aéreo. El transmisor es el responsable de modular una señal digital a la frecuencia utilizada para transmitir, el canal aéreo representa un camino abierto entre el transmisor y el receptor, y como es de esperar el receptor es el encargado de capturar la señal transmitida y llevarla de nuevo a señal digital.

Un sistema en el que se utilizan localmente las microondas constará fundamentalmente de un generador y de un medio de transmisión de la onda hasta la carga; en caso contrario, tendremos necesidad de un sistema emisor y otro receptor, estando el emisor compuesto por los elementos anteriormente citados, donde la carga será una antena emisora, mientras que el receptor será otra antena, medio de transmisión y detector adecuado.

Además de estos elementos existirán otras componentes como pueden ser atenuadores, desfasadores, frecuencímetros, medidores de onda estacionaria. Este proyecto está centrado fundamentalmente en la importancia del uso de *desfasadores*; dispositivos que proporcionan un desfase variable en una señal de microondas sin alterar el trayecto físico que recorre la señal.

Un circuito desfasador es diseñado para desplazar la fase de la señal de entrada en función de las características del circuito y obtener en la salida la señal

resultante. Los desfasadores son dispositivos elementales, que generalmente asocian tecnologías heterogéneas para obtener señales microondas y funciones de control. Son usados, por ejemplo, para disminuir el tiempo de retraso de señales microondas en circuitos activos y pasivos. En un sistema de RF (radio frecuencia) permiten variar la frecuencia o realizar el control en amplitud y en fase de una señal. La modulación es una forma de adecuación de la señal para la transmisión de las señales y conseguir estados remotos de menor ruido. En el campo de la RF, los amplificadores de potencia de RF, atenuadores, desfasadores e interruptores son usados para cambiar la amplitud y la fase de una señal recibida, permitiendo de ese modo realizar un control en la recepción de la señal.

El desfasador digital es un componente de gran importancia para un gran número de sistemas modernos de comunicaciones, como por ejemplo: receptores de sistemas directos de satélite (DSS), los teléfonos móviles digitales, módems de satélite y módems de red de área local (LAN). En particular, una de las aplicaciones más importantes del desfasador digital es para un lazo de enganche de fase (PLL), el cual es usado para eliminar la fase y/o errores de frecuencia en receptores de señal. Con este dispositivo se simplifica el tipo de diseño necesario para realizar un control analógico externo del voltaje, en osciladores y circuitería asociada.

1.3.1 Control o conformado del diagrama de radiación en agrupaciones de antenas

El Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std.145-1993, [16]). A pesar de sus formas muy variadas y de las muy disímiles

tecnologías en que se pueden implementar, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que además se le puede asignar un carácter direccional.

La misión de la antena es fundamentalmente la de radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación (modo transmisor), o la de recibir una potencia en forma de onda electromagnética incidente con las mencionadas características (modo receptor). Haciendo funciones de transductor entre dos medios o zonas, reúnen propiedades de ambos: de radiación y circuitales.

Las *antenas omnidireccionales* se caracterizan por ser económicas y ampliamente usadas en entornos donde la dirección de transmisión de la señal y/o la recepción de ésta es desconocida o varía; tienen la desventaja significativa, respecto a los requisitos de potencia de la señal, que estos son relativamente elevados.

Existen otro tipo de antenas, las direccionales, que superan los problemas de potencia de las antenas omnidireccionales. Generalmente, en las *antenas direccionales* se pueden distinguir dos categorías, *mecánicas* y *electrónicas*. Las mecánicas usan sistemas para conducir la estructura de la antena. La estructura de un sistema mecánico, incluye un elemento reflector parabólico y un transmisor y/o un receptor colocado en el punto central de la antena. Las antenas *direccionales* electrónicamente, emplean unas pluralidades de elementos de antena y estas son conducidas mediante el control de fase de las señales transmitidas y/o recibidas por los elementos de la antena. Las antenas *direccionales* electrónicamente, son conocidas como *agrupamiento de antenas faseadas*. Estas tienen un gran número de elementos radiantes, que emiten señales desfasadas para obtener una señal de radio. La señal de radio puede ser

electrónicamente conducida mediante manipulación activa del desfase de cada uno de los elementos individuales que forman la antena.

Un desfasador es un elemento esencial, que controla la fase de una señal de microondas en un agrupamiento de antenas faseadas. Variando el ancho de las antenas, se consigue transmitir y/o recibir señales de microonda o frecuencias de ondas milimétricas. Estas señales (comúnmente referidas a señales de RF), frecuentemente pasan a través de los desfasadores entre un circuito transmisor y elementos radiantes de la antena.

Explorando electrónicamente un agrupamiento de antenas faseadas, ésta posee ciertas desventajas en comparación con su homólogo mecánico, respecto a características de velocidad, exactitud y fiabilidad. La característica más importante del agrupamiento de antenas faseadas es su elevada velocidad de conmutación y su pequeño perfil físico. Además, estas pueden proporcionar múltiples haces, y por ello las diversas señales de interés pueden ser seguidas simultáneamente, sin la necesidad de utilizar una antena en movimiento.

Las agrupaciones de antenas faseadas son usadas en un gran número de aplicaciones, incluyendo terrestres y aéreas, satélite y comunicaciones móviles, donde es necesario una velocidad de barrido del haz elevada y donde las rotaciones mecánicas de la antena no son deseadas. La capacidad para controlar estos desfasadores determina la velocidad y la precisión del barrido del haz. Con rápidos barridos de los haces, por ejemplo, en un sistema radar, se pueden realizar múltiples funciones, permitiendo que este siga sus numerosos objetivos. La directividad proporcionada por un agrupamiento de antenas faseadas, reduce las interferencias generadas por la conexión de radio con conexiones realizadas para otros elementos de acceso que están operando en la misma región, o celda, servidas por una determinada estación de base. Los desfasadores proporcionan el máximo control sobre la dirección y forma del

haz resultante. El buen funcionamiento y bajo coste de estos puede significar una mejora para el funcionamiento del array (agrupamiento) y que éste sea más económico. Dicha ventaja empleada recientemente en el ámbito militar, debería ser empleada en aplicaciones de tipo comercial. Dado que los desfasadores son controlados electrónicamente, la dirección del haz de la antena principal puede ser dirigida a una velocidad elevada en comparación con la velocidad proporcionada por una antena mecánica rotativa. Además, un agrupamiento de antenas faseadas no requiere movimiento y puede ser construida mediante una estructura plana [17].

En la figura 1.3 se puede observar un agrupamiento faseado de antenas en el cual se alcanza la directividad mediante el uso de los desfasadores [18].

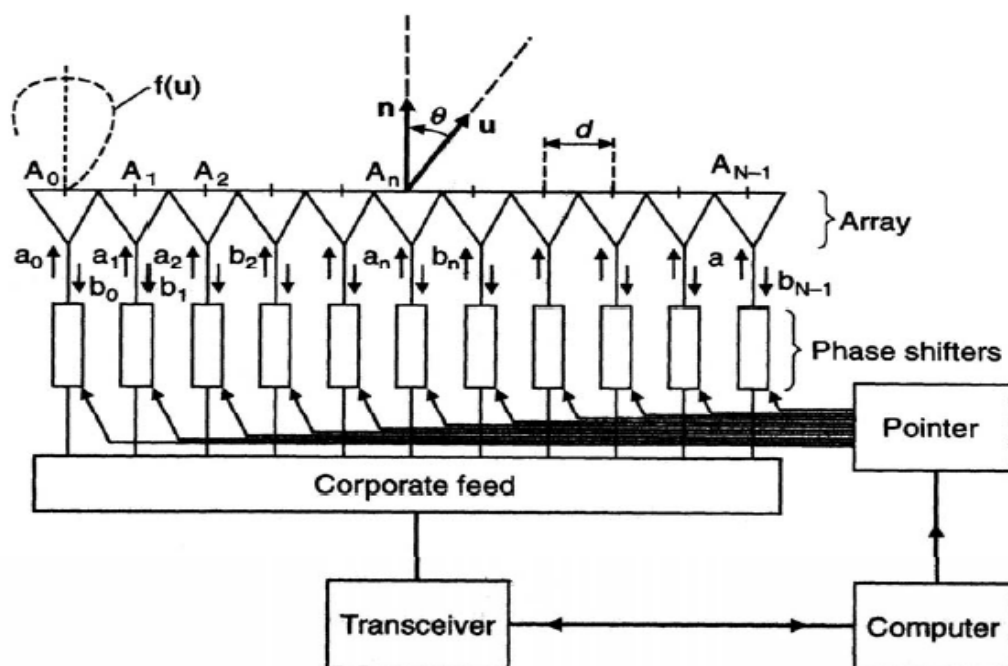


Figura 1.3. Red conformadora de haz digital en un agrupamiento de antenas faseadas.

1.3.2 Linealización de Amplificadores. Esquema de Feedforward

En los últimos años, el sector de la telefonía móvil es uno de los que mayor desarrollo ha experimentado para adaptarse a los servicios requeridos por el mercado. Esto ha llevado al desarrollo de nuevos estándares como UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) o más recientemente LTE (Long Term Evolution), que buscan una mayor eficiencia espectral a costa de unos fuertes requerimientos de linealidad.

Un componente clave en cualquier sistema de transmisión es el amplificador de potencia. Elemento necesario tanto en terminales móviles como en estaciones base, y de cuya eficiencia depende la eficiencia global de todo el sistema. La solución que se propone es la utilización de técnicas de linealización, como *feedforward*, que permitan la utilización de amplificadores de menor coste y mayor rendimiento, cumpliendo con las especificaciones de linealidad requeridas.

Los sistemas de linealización que utilizan la arquitectura de *feedforward* están basados en dos lazos. El primero, lazo de error, sirve para obtener la distorsión a la salida del amplificador de potencia a linealizar. El segundo, lazo de cancelación, suma esa distorsión en contrafase a la señal de salida, de manera que se obtenga una señal libre de distorsión.

Existen múltiples estudios teóricos de sistemas *feedforward*. En ellos se observa el buen funcionamiento del sistema sin límite de ancho de banda mientras se cumplan las restrictivas condiciones de ajuste de amplitud y fase. En la realidad confluyen múltiples efectos que limitan la utilización del mismo. Algunos como las variaciones ambientales y el envejecimiento de los

componentes pueden ser corregidos, mediante el uso de sistemas dinámicos de ajuste. Sin embargo, existen otros como la variación del comportamiento de los componentes con la frecuencia, diferencias de retardo de grupo, aislamiento, distorsión del amplificador de potencia, que no siendo evitables es necesario realizar un estudio detallado para determinar su efecto sobre el funcionamiento global del sistema.

Para la implementación del sistema *feedforward* se utiliza una arquitectura que permite un ajuste dinámico mediante atenuadores y desfases variables, tal y como se muestra en la figura 1.4.

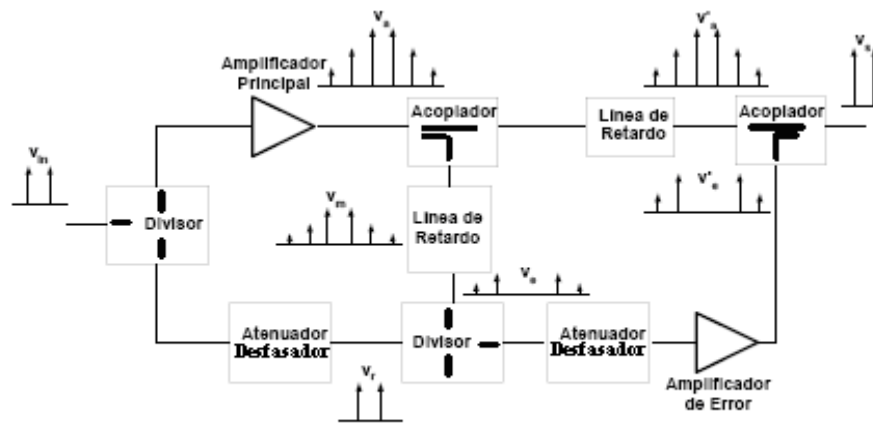


Figura 1.4. Esquema del sistema *feedforward* implementado.

En dicha arquitectura, la señal que va a ser amplificada es dividida por un primer divisor, proporcionando una señal de referencia, sin distorsión alguna. Ésta será manipulada por un primer atenuador-desfasador variable en amplitud y fase antes de llegar al segundo divisor.

Tanto las agrupaciones faseadas como el esquema feedforward son sólo dos ejemplos de aplicaciones de los desfasadores en sistemas de comunicaciones inalámbricas. Tal y como se ha mencionado anteriormente hay muchas otras.

1.3.3 Distorsión de intermodulación en los desfasadores

Si los desfasadores se realizan mediante elementos controlados por tensión, elementos no lineales, introducen distorsión no lineal (distorsión de intermodulación), por lo que es importante un control de estos.

Los elementos controlados por tensión empleados en la realización de este proyecto son los diodos varactores, que proporcionan una capacidad de unión que varía con la tensión aplicada, y de esta manera se constituyen en un elemento de circuito reactivo ajustable eléctricamente. Estos componentes de baja distorsión se caracterizan por su facilidad de puesta en práctica y de rendimiento intrínseco elevado, conveniente en el uso de circuitos sintonizables con elevado factor de calidad, incluyendo los filtros, interruptores, desfasadores y redes de adaptación [19].

La aplicación más común de los diodos varactores es la de proporcionar una frecuencia electrónica sintonizable del oscilador local en un receptor multicanal, tal y como se usa en teléfonos móviles, WLAN y receptores de televisión. La no linealidad de los varactores hace también que estos sean muy útiles para múltiples funciones [20].

1.4 Objetivos del proyecto

El objetivo primordial de este proyecto es realizar un estudio del comportamiento en distorsión de intermodulación (IMD) de un desfasador por reflexión con diodos varactores.

Se parte de un análisis previo realizado en otro proyecto fin de carrera en el que se extrajo las derivadas de las no linealidades del diodo varactor utilizado. Dicha información extraída es introducida en el modelo del dispositivo para predecir sus características no lineales.

Se realizará un estudio de un desfasador a 2 GHz ya implementado y posteriormente se realizará un nuevo diseño con el objetivo de mejorar la linealidad. Finalmente se buscarán soluciones para reducir la distorsión de intermodulación.

1.5 Estructura de la memoria

La memoria que se presenta está dividida en capítulos, cada uno de los cuales se describe a continuación:

En el capítulo 2º se realizará un análisis de cada uno de los tipos de desfasadores existentes y nos centraremos en el estudio de la configuración de los desfasadores con diodos varactores junto con un híbrido de 90º.

En el capítulo 3º se analizarán los fenómenos de distorsión no lineal de un varactor BB833, mediante el cálculo de los coeficientes del desarrollo en Taylor de la no linealidad reactiva.

En el capítulo 4º se analizará el comportamiento en IMD de un desfasador por reflexión, desfasador con híbrido de 90º, realizando diversas simulaciones con el modelo no lineal del fabricante, modificando dicho modelo y finalmente se comparará con los resultados obtenidos.

En el capítulo 5º se llevará a cabo el diseño de un desfasador para la mejora de la linealidad, diversas simulaciones, la implementación de éste y la obtención de diversas medidas.

En el capítulo 6º se expondrán las conclusiones obtenidas de este proyecto fin de carrera, así como también las posibles líneas de investigación sobre estos sistemas.

1.6 Referencias

- [1] **J. C. Pedro and N. B. Carvalho**, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, Artech House, 2003.
- [2] **S. A. Maas**, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Artech House, 2003.
- [3] **S. Roy**, *Energy Logic for Telecommunications*, White Paper, Emerson Network Power, Sept. 2008.
- [4]- **P. Kenintong**, *High-Linearity RF Amplifier Design*, Artech House, 2000.
- [5] **R. Vaitkus, V. Nair and S. Tehrani**, "A Low-Current Linearity Sweet Spot in HFET's," *IEEE MTT-S International Microwave Symp. Digest*, pp. 523-526, June 1995.

- [6] **N. B. Carvalho and J. C. Pedro**, "Large- and Small-Signal IMD Behavior of Microwave Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 47, No. 12, pp. 2364-2374, Dec. 1999.

- [7] **N. B. Carvalho, J. A. García, E. Azpitarte and J. C. Pedro**, "Load-Impedance Selection for Maximized Large-Signal IMD Sweet-Spot Effects," *Int. Journal RF and Microwave Computer Aided Eng.*, vol. 15, no. 5, pp. 434-440, Sept. 2005.

- [8] **E. Malaver, J. A. García, A. Tazón and A. Mediavilla**, "Improving the Linearity Efficiency Trade-off in FET Power Amplifiers using Large-Signal IMD Sweet Spots," *Microwave and Optical Technology Lett.*, Vol. 41, No. 4, pp. 327-331, May 2004.

- [9] **P.G. Domingues and J.C. Pedro**, "A New Predistortion Schema for Reduction of Intermodulation Distortion in Broadband Optical SCM Systems", *23rd European Microwave Conference Proceedings*, Spain, Madrid, Sept.1993, pp. 741-743.

- [10] **D. Webster, J. Scott and D. Haigh**, "Control of Circuit Distortion by the Derivative Superposition Method", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, Vol. 6, No. 3, pp. 123-125, March 1996.

- [11] **M. R. Moazzam and C. S. Aitchison**, "A Low Third Order Intermodulation Amplifier with Harmonic Feedback Circuitry," *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symp. Digest*, pp. 827-830, June 1996.

- [12] **Y. Yang and BV. Kim**, “A New Linear Amplifier Using Low-Frequency Second-Order Intermodulation Component Feedforwarding,” *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, Vol. 9, No. 10, pp. 419-421, Oct. 1999.
- [13] **J. C. Pedro**, “Evaluation of MESFET Nonlinear Intermodulation Distortion Reduction by Channel-Doping Control,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, No. 11, pp. 1989-1997, Nov. 1997.
- [14] C. Lu, A. H. Pham, M. Shaw and C. Saint, “Linearization of CMOS Broadband Power Amplifiers through Combined Multigated Transistors and Capacitance Compensation,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 55, No. 11, pp. 2320-2328, Nov. 2007.
- [15] Nuria Torre Iglesias “ Control de la Distorsión de Intermodulación en Redes de Síntesis de Impedancia a Varactores”, Trabajo Fin de Grado, Universidad de Cantabria, Septiembre 2012
- [17] Electronics Information Home. “Phase Shifters”.
- [18] Universidad de Vigo. “Transparencias 3.3 Agrupaciones (Arrays)”.
- [19] David M.Pozar. “Microwave Engineering”.
- [20] Buisman, K.; de Vreede, L.C.N.; Larson, L.E.; Spirito, M.; Akhnoukh, A.; Scholtes, T.L.M.; Nanver, L.K. *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International Volume, Issue. “Distortion-Free Varactor Diode Topologies for RF Adaptivity”, 4 páginas(12-17), Junio 2005.*

Capítulo 2

Clases de desfasadores

2.1 Introducción

La función de un desfasador es controlar las características de fase en el proceso de transmisión de una señal de microondas. Este dispositivo desplazará la fase de la señal a un valor deseado mediante un comando analógico o digital. Para alcanzar el desplazamiento de fase máximo, los parámetros del circuito se deben elegir cuidadosamente. Los desfasadores emplean diodos, FETs, ferritas, segmentos de línea de transmisión, e híbridos. La elección final de una red de desplazamiento de fase dependerá de los requisitos de ancho de banda, pérdidas de inserción, velocidad de conmutación, exactitud de la potencia utilizada, y el propósito de esta. La elección entre un control analógico o digital también debe ser realizada [1].

Los desfasadores pueden caracterizarse en términos de dos parámetros distintos: el desfase de inserción y el desfase diferencial. El de inserción es simplemente el desfase existente entre la señal de salida y la de entrada. El diferencial se aplica a componentes variables, y consiste en la fase de la señal de salida respecto de un valor de referencia, que suele ser la propia fase de la señal de salida cuando el componente está ajustado a un determinado valor, por ejemplo, el mínimo desfase que puede producir [2].

2.2 Tipos de desfasadores

La relativa simplicidad de colocar cualquier reactancia en serie o la desviación de una línea de transmisión producirá un desplazamiento de fase. Esto ha dado lugar a la formación de diversos circuitos para aplicaciones en desfasadores a frecuencias de microondas.

A continuación, se mostrará los distintos tipos de desfasadores.

2.2.1 Desfasadores mecánicos y desfasadores controlados eléctricamente

2.2.1.1 Desfasadores mecánicos

Todos los desfasadores mecánicos de la industria Merrimac (destinada a la integración de módulos y ensamblado de sistemas) incorporan un híbrido de cuadratura junto con un par de redes L-C, mediante la cual consiguen desfasajes variables. Como se puede observar en la figura 2.1, las redes variables L-C ligadas a los puertos de salida 2 y 3 del híbrido de cuadratura actúan como cortocircuitos, los cuales tiene la misión de reflejar la potencia incidente hacia la fuente. Dicha energía reflejada aparece en el puerto 4, el puerto aislado, el cual no está atenuado.

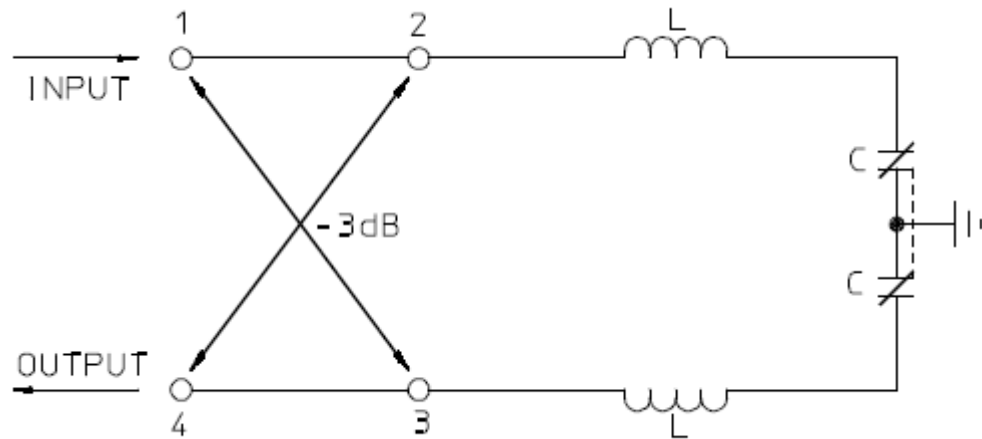


Figura 2.1. Sección del desfasador mecánico.

El cortocircuito es variado en un rango eléctrico por medio de la variación de los condensadores que provocan un ángulo de fase de la señal reflejada. Eligiendo correctamente los elementos L-C, se puede alcanzar una fase unidireccional de 90° y un desplazamiento de la fase total de 180° . Los desfases de 360° pueden ser obtenidos conectando un interruptor de fase $0^\circ/180^\circ$ invertida con un desfasador de 180° variable o conectando dos desfasadores de 0° - 180° en un eje común [4].

2.2.1.2 Desfasadores controlados eléctricamente

Los *desfasadores electrónicos* están disponibles en una gran variedad de paquetes y son convenientes para el uso de sistemas que requieren un control de fase automático, redes de regeneración de lazo cerrado y el manejo de antenas electrónicas. Para la realización de estos se emplean diodos o ferritas magnetizadas.

Respecto a los *desfasadores de fase a diodo* son útiles dos tipos: el analógico y el digital. Cuando el desplazamiento de fase se puede cambiar de forma continua, el dispositivo se denomina desfasador de *variación continua o analógica*. Este tipo

de desfasador se usa mucho en puentes e instrumentos de microondas. En el otro tipo de desfasador sólo se dispone de valores discretos en el desplazamiento de la fase. A este tipo se le denomina *desfasador digital* y se usa bastante en agrupamientos de antenas faseadas.

Los *desfasadores digitales* se pueden diseñar usando conmutadores y secciones de líneas de transmisión. En las figuras 2.2a, b y c se muestran dos posibles configuraciones: de tipo *transmisión* y de *reflexión*, respectivamente. Los desfasadores de tipo transmisión usan dos conmutadores SPDT. Dependiendo de la polarización que se aplica a los dos conmutadores, la transmisión de señal puede seguir la trayectoria A y B. Esta última excede a la primera en una longitud l . Cuando la señal se conmuta de la trayectoria A a la B, la salida sufre un desplazamiento de β que es la constante de fase a lo largo de la línea. De esta manera, se obtienen dos valores de desplazamiento de fase. A esta configuración se le denomina desplazamiento de fase de un bit.

El *desfasador digital de tipo reflexión* que se muestra en la figura 2.2b, emplea un circulador y un conmutador SPST. También se puede emplear un acoplador direccional y dos conmutadores ST, como se ve en la figura 2.2 c.

En la figura 2.2b, con el conmutador abierto, la entrada en el puerto 1 se acopla al 2; viaja la distancia $B/2$ al cortocircuito y regresa, apareciendo como salida en el puerto 3. Cuando se cierra el conmutador SPST, la distancia al corto reflector se reduce en $A/2$ y la señal de salida experimenta un desfase dado por:

$$\Delta\phi = \beta (B - A) = \beta l \quad (2.1)$$

Esta configuración vuelve a ser el desfasador digital de un bit.

El *desfasador de variación continua o analógico* se puede diseñar mediante la terminación de una línea en una reactancia variable, como se muestra en la figura

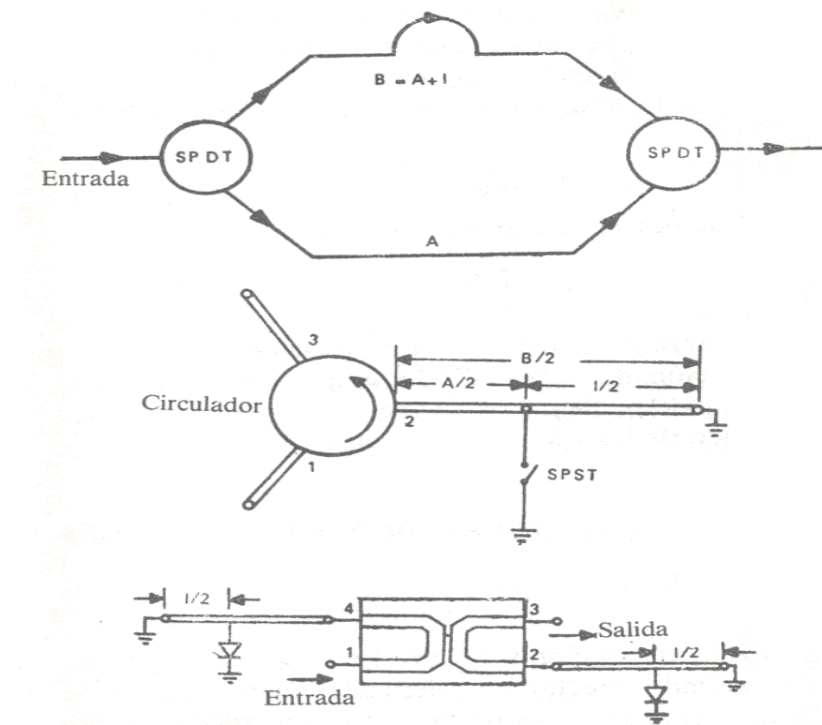
2.3. El coeficiente de reflexión cuando una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 termina en una reactancia X está dado por:

$$\rho = \frac{jX - Z_0}{jX + Z_0} \quad (2.2)$$

El cambio de fase por reflexión es el siguiente:

$$\Phi = 2 \tan^{-1} \frac{-X}{Z_0} \quad (2.3)$$

Si se usa un diodo varactor como reactancia, el valor de la X se puede variar de X_1 a X_2 modificando la polarización aplicada al diodo, lo que hará que el desplazamiento varíe continuamente de Φ_1 a Φ_2 . Los valores de Φ_1 y Φ_2 se calculan con la relación 2.3 y las características del diodo varactor [3].



Figuras 2.2.-(a) Desfasador digital de tipo transmisión con dos conmutadores SPDT. (b) Desfasador digital de tipo reflexión con circulador y conmutador SPST. (c) Desfasador digital reflexivo con acoplador direccional y dos conmutadores ST.

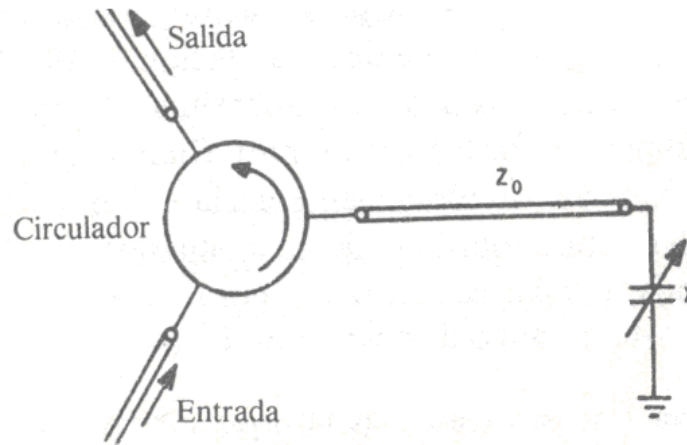


Figura 2.3. El desfasador de variación continua o analógico mediante una línea de reactancia variable.

Los *desfasadores variables electrónicos* funcionan de forma semejante a los desfasadores mecánicos descritos anteriormente. La diferencia principal entre ambos, es que la variación de voltaje de los condensadores es realizada de forma manual. Para alcanzar el rango de fase deseado, se conectan idénticas unidades de elementos en serie. La figura 2.4 ilustra un típico desfasador electrónico variable.

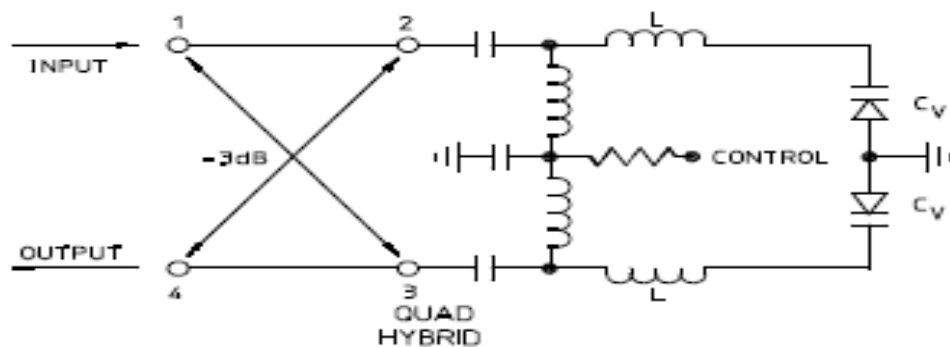


Figura2.4. Sección de un desfasador electrónico

El límite de baja frecuencia de los desfasadores mecánicos es establecido por las pérdidas de inserción de la red resonante y la disponibilidad de condensadores variables con un adecuado cociente max/min. El límite de alta frecuencia es establecido por el tamaño físico del condensador variable. El límite de alta

frecuencia del desfasador electrónico es limitado por las capacidades y el factor de calidad del circuito.

Para los desfasadores mecánicos, existe un número limitado de tipos de condensadores variables. Esto limita las opciones disponibles, creando una serie de requisitos particulares para dichos desfasadores. En cambio, para los desfasadores electrónicos, la gama de desplazamiento de fase es teóricamente ilimitada y la gama útil es impuesta por las pérdidas aceptables de inserción [4].

2.2.2 Desfasadores de ferrita

Las *ferritas* son materiales cerámicos ferromagnéticos, compuestos por hierro, boro y bario, estroncio o molibdeno [5].

La estructura de las ferritas de granate, es cristalina y magnética, principalmente la de los YIGs o granates de hierro-ytrio. Los granates, y en particular los de ytrio, son materiales magnéticamente blandos, con resistividades eléctricas muy altas, por lo que presentan muy pocas pérdidas en función de corrientes inducidas. Gracias a esta propiedad se pueden utilizar en dispositivos que trabajan a frecuencias muy elevadas, del orden de microondas, como puedan ser los filtros y resonadores sintonizables, giradores, circuladores. Además, estos materiales presentan un ancho de línea de resonancia ferromagnética muy pequeño, propiedad indispensable para algunas de las aplicaciones antes mencionadas. De entre las diversas aplicaciones en el campo de microondas nos centramos en el uso de ésta para la creación de desfasadores.

Los desfasadores de ferrita tienen la ventaja de que pueden manejar potencias elevadas y de que pueden ser diseñados para que presenten un comportamiento biestable (utilizando materiales de alta remanencia), que consumen energía únicamente en la conmutación entre estados [6].

La variación de la permeabilidad de una ferrita en un campo magnético de polarización permite controlar el retardo de fase a través de un componente que contenga este material. En la figura 2.5 se pueden ver algunos de los más conocidos. La figura 2.5a muestra uno de los primeros desfasadores en ferritas. Es el desfasador de *Reggia-Spencer*, considerado como uno de los avances más importantes en dispositivos de ferritas que se consiguieron en la década de los años 1950 y 1960.

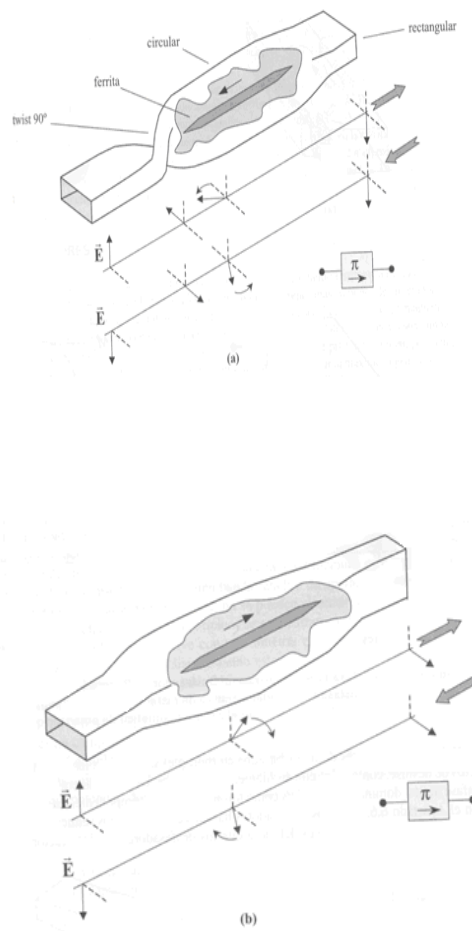


Figura 2.5. Giradores de ferrita: a) con sección tipo twist de 90°, b) sin twist. Las flechas situadas junto a la ferrita indican el campo magnético de polarización.

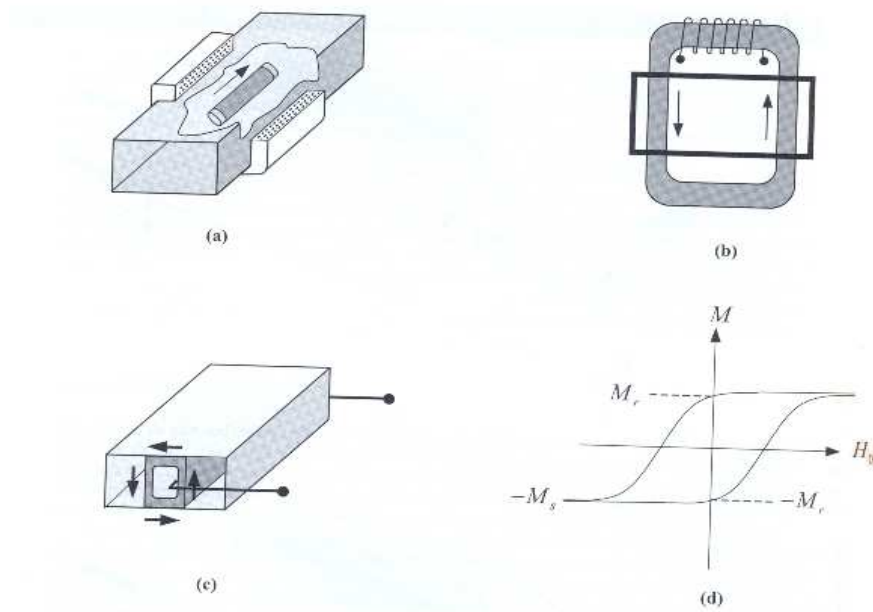


Figura 2.6.Desfasadores de ferritas: a) Desfasador de Reggia-Spencer, b) desfasador de doble tira, c) desfasador toroidal, d) curva de histéresis de la magnetización. Las flechas situadas junto a la ferrita indican el campo magnético de polarización.

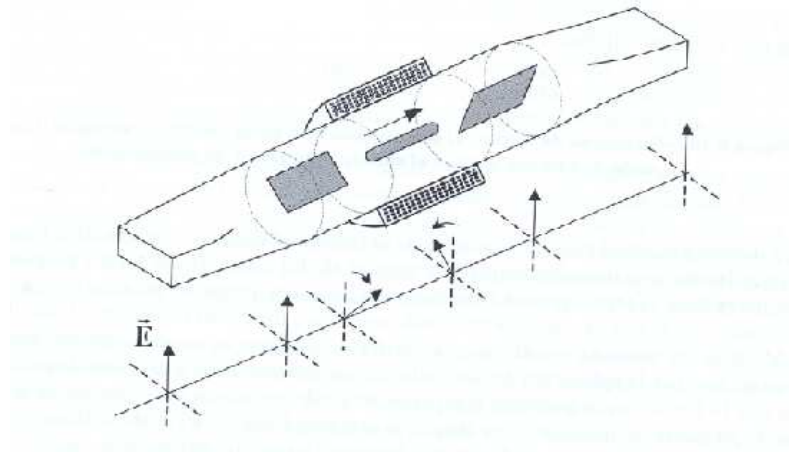


Figura 2.7.Desfasador de modo dual.

El desfasador de *Reggia-Spencer* es un elemento recíproco, constituido por una sección de guía rectangular rodeada por un sistema de bobinas que genera un campo magnético longitudinal. En el centro de la guía se sitúa una barra de ferrita

cuyos extremos están terminados en dos bloques de dieléctrico. Estos bloques permiten mejorar el acoplo, sirviendo de transición entre la elevada permitividad dieléctrica de la ferrita, típicamente entre 10 y 15, y la del vacío. La posibilidad para variar el campo magnético mediante la variación de corriente en el bobinado permite cambiar la permeabilidad de la ferrita, gracias a la cual se puede regular el desfase.

La Figura 2.6 b muestra un *desfasador de doble tira de ferrita*. La doble tira de ferrita puede ser parte de un núcleo toroidal excitado externamente mediante una bobina. Este diseño es especialmente útil en aquellas aplicaciones en las que se necesita una elevada estabilidad térmica [7].

El desfasador de la Figura 2.6c también está basado en un toroide de ferrita, en el cual la excitación se realiza mediante un filamento de control que entra en la guía. Estos diseños pueden emplearse para funciones de desfase tanto analógico como digital. En las funciones digitales se aplican valores discretos de desfase, lo cual es posible gracias al ciclo de histéresis de la ferrita, tal como se muestra en la Figura 2.6d. La ferrita se lleva inicialmente a su magnetización de saturación M_s . En estas circunstancias, si se deja aplicar la polarización magnética, la ferrita presenta una magnetización remanente M_r próxima a la de saturación.

El cambio de la fase se consigue aplicando un pulso a través del filamento, consiguiendo que la ferrita llegue al estado $-M_r$. Una vez excitada con el pulso, la ferrita se mantiene en su nuevo estado hasta que se produce otro cambio de fase por la aplicación de otro pulso en polarización inversa. Estos dos estados de magnetización hacen que la ferrita pueda presentar dos estados de permeabilidades en ausencia de campo, lo que da lugar a dos constantes de propagación distintas y por tanto dos desfases distintos. El desfase diferencial entre estos dos estados se puede ajustar seleccionando apropiadamente la longitud del toroide, siendo el desfase aproximadamente proporcional a esta longitud.

Existen desfasadores digitales basados en múltiples toroides de longitudes distintas, alineados a lo largo del eje de la guía y cada uno con su filamento de control. De esta manera se pueden obtener distintos valores discretos de desfase, con tantos bits como toroides tenga el componente.

El cuarto tipo de desfasador de ferrita recibe el nombre de *desfasador de modo dual*, y se muestra en la figura 2.7. Este desfasador dispone de dos secciones de $\lambda/4$ que transforman los campos linealmente polarizados en los terminales en guía rectangular del componente a campos circularmente polarizados en los extremos de la sección circular que tiene la ferrita. La fuerte dependencia de la constante de fase en la ferrita con respecto al sentido de polarización en las ondas circularmente polarizadas hace que el desfasador en modo dual sea no recíproco. No obstante, este desfasador se puede hacer recíproco utilizando secciones de $\lambda/4$ no recíprocas, que también pueden incluir ferritas no imanadas [8].

2.2.3 Desfasadores a semiconductores

A partir de la década de 1950, los dispositivos semiconductores, conocidos como dispositivos de estado sólido, reemplazaron a los tubos electrónicos de la industria tradicional. Por la enorme reducción de tamaño, consumo de energía y coste, acompañado de mucha mayor durabilidad y fiabilidad, significaron un cambio revolucionario en las telecomunicaciones, la computación, el almacenamiento de información, etc.

Las aplicaciones prácticas de los semiconductores son innumerables, pero nos centraremos en la aplicación de estos en los desfasadores.

Los desfasadores semiconductores híbridos de circuito integrado de microondas (MIC) usan diodos PIN, transistores semiconductores de efecto de campo (MESFET) y varactores.

Los desfasadores híbridos MIC normalmente son implementados mediante una línea de transmisión, siendo la microstrip la más popular. La línea microstrip permite un fácil montaje de componentes activos y con el plano de tierra sirviendo como un pozo calorífico natural para la disipación del calor.

Comparada a la tecnología MIC, la tecnología monolítica tiene un mejor potencial para la realización de desfasadores de onda milimétrica. Los desfasadores monolíticos son realizados en sustratos de GaAs. Los dispositivos activos comúnmente usados en esta tecnología son los FETs para desplazamiento de fase digital y los varactores para desplazamiento analógico. Dado que estos dispositivos se crecen in situ en el sustrato GaAs, el problema de montaje y crecimiento, y los parásitos comúnmente encontrados en híbridos MICs se han eliminados. También, dado que GaAs tiene mucha mayor movilidad de electrones comparado a otros semiconductores, los FETs y los varactores fabricados en GaAs tienen menor pérdida y una elevada frecuencia de corte, lo que permite elevadas frecuencias de operación [9].

Nos vamos a centrar en el defasador realizado con varactores, ya que éste es empleado en el análisis de este proyecto.

2.2.3.1 Desfasador con Varactores

Los varactores son diodos en los que se aprovecha la capacidad no lineal de la unión. La mayoría son dispositivos de unión pn, pero en ocasiones se emplean también diodos de barrera Schottky. Los varactores los encontramos aplicados en multiplicadores de frecuencia, así como realizando las funciones de elementos de sintonía en filtros, desfasadores, osciladores, etc., cada vez más comunes en sistemas de comunicación que tienden a ser multibanda o reconfigurables [10].

El circuito equivalente presentado en la siguiente figura para un diodo Schottky es también válido para los varactores basados en este tipo de unión

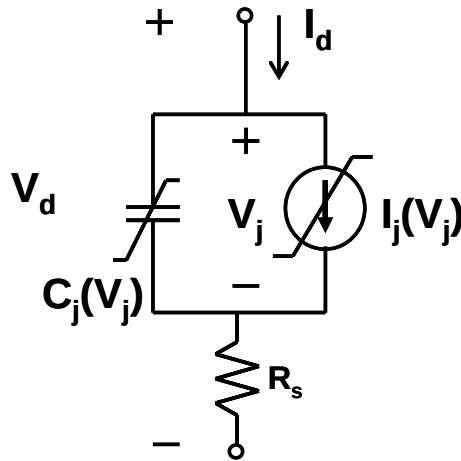


Figura 2.8. Esquema circuital equivalente de la unión en un diodo de barrera Schottky.

Aunque en general los varactores se implementan como estructuras p^+ en sustratos tipo n , ya sea en silicio o arseniuro de galio, dado que las regiones p^+ son difíciles de fabricar en las pequeñas dimensiones requeridas para los ánodos de los diodos de muy alta frecuencia, el uso de los varactores de unión pn queda limitado a la parte baja de las bandas de microondas u ondas milimétricas. Además, para operar en altas frecuencias se hace imprescindible minimizar la resistencia serie y maximizar la variación de la capacidad, rasgos en los que los varactores de barrera Schottky son generalmente superiores. La mayoría de los multiplicadores de frecuencia que trabajan con señal de excitación por encima de 50 GHz emplean varactores tipo Schottky, y pueden conseguir generar potencias de salida a frecuencias de varios cientos de GHz.

La estructura de un varactor de barrera Schottky es cualitativamente similar a la de un diodo. Para conseguir una buena eficiencia y una potencia de salida aceptable, requieren tensiones de ruptura mayores que las de un diodo previsto para funciones mezcladoras o rectificadoras, razón por la que la densidad de dopado en la capa epitaxial de un varactor suele ser muy pequeña (del orden de 10^{16} ó 10^{17} átomos/cm³) y grande el área de la unión.

El tener un área de unión mayor les dota de mayor capacidad y facilita la disipación de calor (se debe tener en cuenta que la mayor parte de la potencia de excitación en un multiplicador a varactor se disipa en el mismo). Debido al bajo nivel de dopado, la resistencia serie de un varactor de barrera Schottky suele ser superior a la de un diodo del mismo tipo.

Los desfasadores a diodo varactor son básicamente dispositivos analógicos en los cuales el varactor funciona como una reactancia variable. Esta reactancia variable es sintonizada a través de la tensión aplicada al diodo, sobre una condición de polarización inversa.

El diodo varactor normalmente hace uso de los circuitos de tipo reflexión, de los cuales el tipo híbrido acoplado es el más popular [9].

2.2.3.1.1 Circuito Equivalente del diodo Varactor

Un diodo varactor microonda es un elemento que consiste en una estructura de elementos $p^+ - n - n^+$ con un típico perfil de dopado como el mostrado en la Figura 2.9. La capa de deplexión asociada con la unión $p^+ - n$ es similar a la región intrínseca de un diodo $p - n$, excepto que la capa de deplexión delgada es mucho más pequeña y puede ser fácilmente compensada dentro de la región n para aplicar un voltaje inverso. Esta capacidad es expresada como:

$$C_j(V) = \frac{\epsilon A}{\omega(V)} \quad (2.4)$$

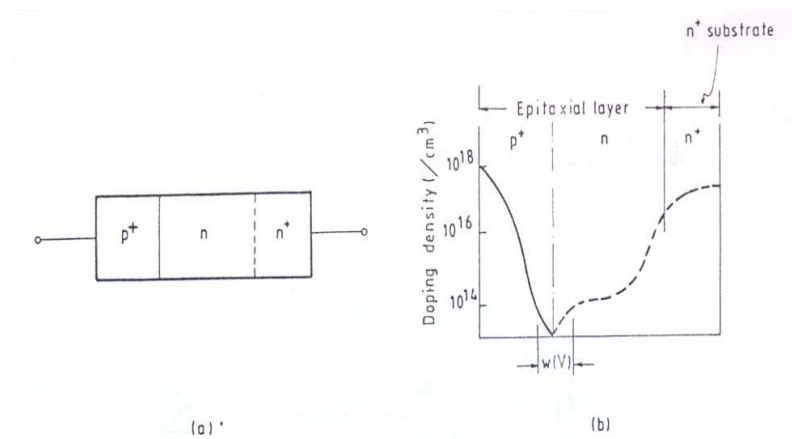


Figura 2.9. (a) Sección transversal de un diodo varactor; (b) Perfil de la densidad de dopaje típica.

Donde A es el área de la sección transversal, y ϵ y $\omega(V)$ son las constantes dieléctricas y la anchura de la región de depleción dependiente de la tensión, respectivamente. Si la tensión inversa de polarización va incrementando desde 0 voltios, la anchura de la capa de depleción incrementa, y consecuentemente la capacidad decrece. El resto de la región n esta formada por una resistencia en serie R_s cuyo valor también decrece con un incremento del voltaje inverso de polarización. En el varactor, la densidad del dopado de los bornes del contacto (del chip) es muy elevada para conseguir reducir esta resistencia a un valor tan pequeño como sea posible. En la figura 2.10 se muestra el circuito equivalente de un diodo varactor, que incluye la inductancia L_s y la capacidad C_s .

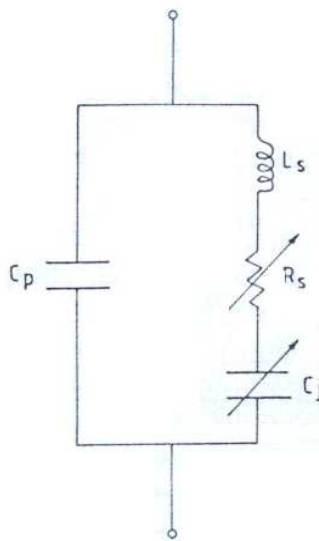


Figura 2.10. Circuito equivalente de un diodo varactor.

La principal función de un varactor es la de actuar como capacidad variable; el rango de variación de la capacidad con la polarización debe ser lo suficientemente grande para producir la deseada variación de fase, y la reactancia $\frac{1}{\omega C_j}$ en la más alta frecuencia de operación debe ser alta comparada a R_s . Con el objetivo de obtener una R_s pequeña, el varactor tiene que operar en la región de polarización inversa.

A continuación se analizará las distintas combinaciones de desfasadores empleando diodos varactores.

2.2.3.1.2 Desfasadores de tipo reflexivo

Los desfasadores de tipo reflexivo analógico se caracterizan por hacer uso de las propiedades reflexivas de la terminación de un varactor unido a una línea de transmisión con un circulador o a un acoplador híbrido cualquiera.

Mientras que el diodo $p-i-n$ es conmutado entre estados de baja y alta impedancia, el varactor es sintonizado para obtener un cambio continuo de reactancia. El circuito reflectivo debe, no obstante, ser diseñado adecuadamente para obtener la deseada respuesta de desplazamiento de fase, mientras mantiene al mismo tiempo unas pérdidas de inserción tan bajas como sea posible..

2.2.3.1.2.1 Reactancia variable como terminación reflexiva

Consideremos un híbrido de 90° , 3-dB, simétrico y con terminación en reactancias variables jX , como se muestra en la Figura 2.10. Si Z_0 es la impedancia característica de la entrada y la salida, el coeficiente de reflexión Γ de la terminación reactiva viene dado por la siguiente expresión:

$$\Gamma = e^{j\phi} = \frac{(j\bar{X} - 1)}{(j\bar{X} + 1)}, \quad \bar{X} = \frac{X}{Z_0} \quad (2.5)$$

Siendo

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1}(\bar{X}) \quad (2.6)$$

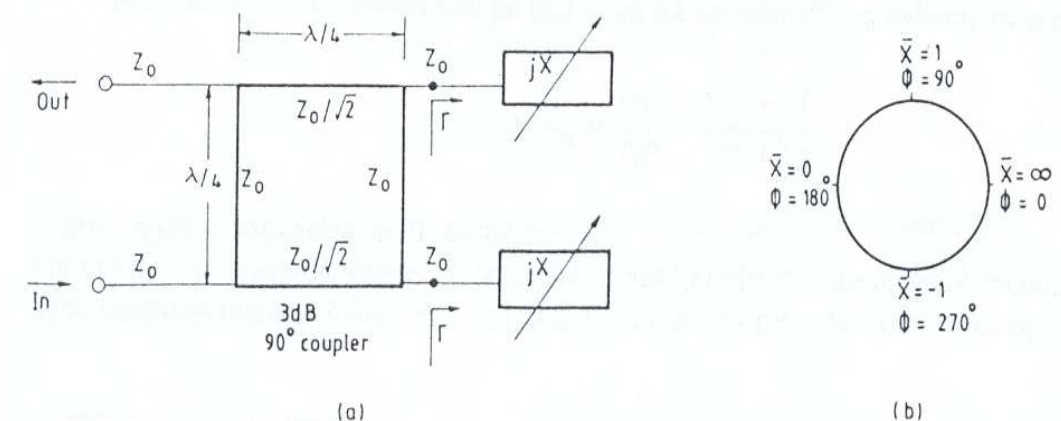


Figura 2.11. (a) Esquemático de un acoplador terminado en una reactancia variable; (b) Fase de una onda reflejada.

Como se muestra en la Figura 2.11 (b), para una variación de fase de 0° a 360° , $\bar{X}$ debe variar de $+\infty$ pasando por 0 hasta $-\infty$. El ritmo de cambio de desplazamiento de fase con reactancia es máximo cuando $\bar{X} = 0$. De esta manera, con el objetivo de conseguir el mayor cambio de fase, la capacidad del diodo deber ser resonada con reactancia inductiva. Esto se puede conseguir por medio de un stub.

Este tipo de configuración usando varactores es el objetivo principal de este proyecto.

2.2.3.1.2.2 Terminación usando un varactor en serie con un Stub cortocircuitado.

La Figura 2.12 muestra una terminación reflexiva formada por una combinación en serie de un varactor y de un inductor. R_d y C_d son la resistencia y la capacidad variable, respectivamente, del diodo. Aunque la resistencia es también dependiente del voltaje, este valor es pequeño en comparación con la reactancia capacitiva, y este puede ser asumido como constante. La impedancia de la terminación reflexiva viene dada por:

$$Z_{in} = R_d + jX \quad (2.10)$$

Donde:

$$X = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_d} \right) \quad (2.11a)$$

$$\omega L = Z_s \tan \beta l_s \quad (2.11b)$$

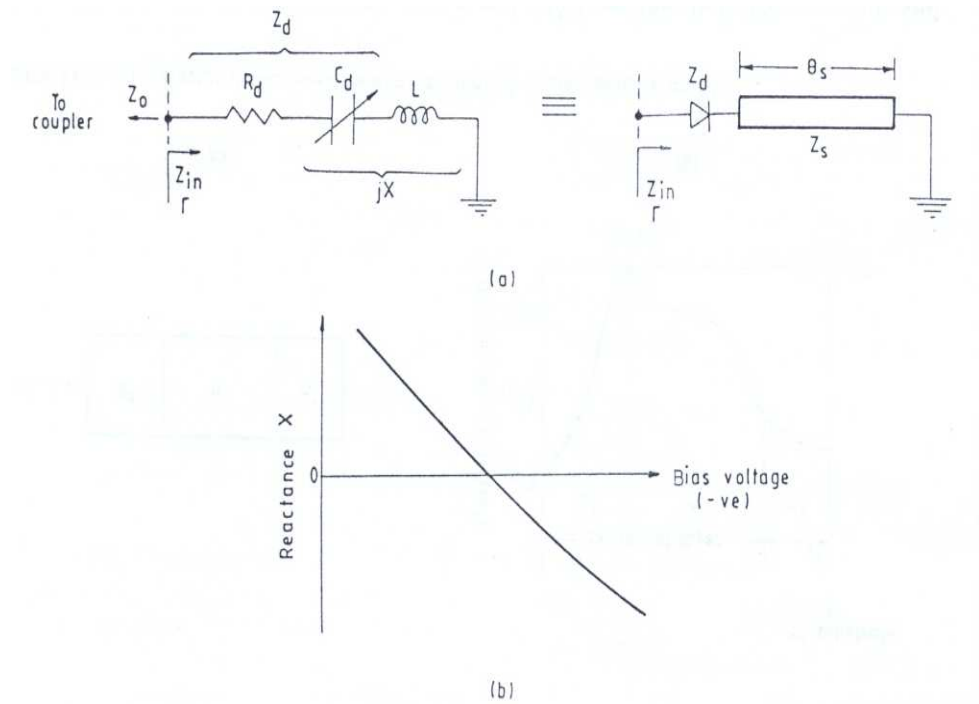


Figura 2.12. Terminación reflexiva formada por una combinación en serie de un varactor y de inductor.

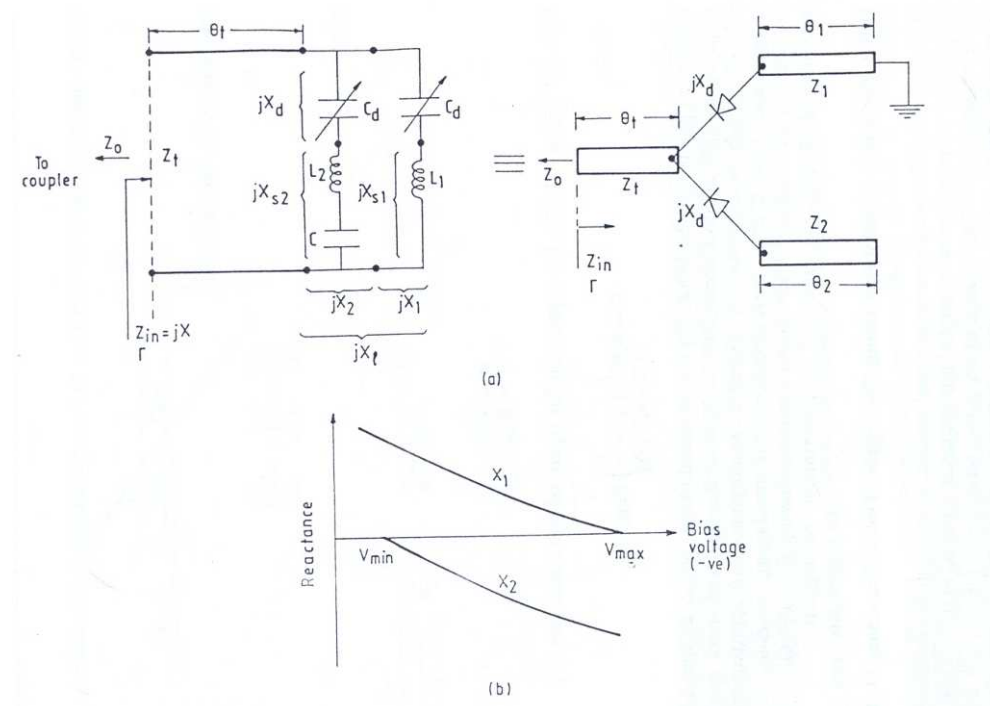
El máximo desplazamiento de fase puede ser alcanzado mediante la resonancia de la reactancia capacitiva del diodo en el centro del rango con la reactancia inductiva del stub cortocircuitada. Como el voltaje de polarización del diodo varia de 0 voltios a un gran valor negativo, la capacidad C_d decrece de un valor máximo $C_{\max}$ a un valor mas bajo $C_{\min}$ y la reactancia X de la red pasa de un valor inductivo, pasando por 0, a un valor capacitivo. Las bajas perdidas de inserción en la resonancia en serie ocurren cuando $X=0$.

2.2.3.1.2.2 Terminación reflexiva usando dos varactores sintonizados en serie.

En comparación con un circuito de un único varactor sintonizado, una terminación formada por dos diodos varactores conectados en paralelo ofrece una mayor figura de mérito. El concepto de usar dos circuitos en serie sintonizados fue introducido para diseñar un modulador de fase a diodo varactor de 360° . El circuito hace uso de una resonancia en serie de un diodo, con una inductancia en baja polarización

de voltaje, y la resonancia en serie del segundo diodo, con otra inductancia en una polarización elevada. La terminación se conecta a un circulator a través de un transformador cuarto de onda. El modulador se conecta para obtener un desplazamiento de fase de 360° en el centro de la banda de frecuencia de 2 GHz, con una atenuación de onda de 1.3 dB sobre un 10% del ancho de banda, y un decremento de la fase de 7° en la terminación de la banda.

La Figura 2.13 (a) muestra un circuito reflexivo usando elementos agrupados. La Z_0 es la impedancia del acoplador híbrido 3dB (o circulator), y el circuito reflectivo incluye una sección de una línea de transmisión como un transformador. El diodo varactor es representado como una reactancia variable X_d .



La Figura 2.13. (a) Circuito reflectivo usando elementos agrupados. La Z_0 es la impedancia del acoplador híbrido 3 dB (o circulator), y el circuito reflectivo incluye una sección de una línea de

transmisión como un transformador. El diodo varactor es representado como una reactancia variable X_d .

2.2.3.1.3 Desfasadores de tipo transmisión.

2.2.3.1.3.1 Varactor cargado con circuitos de línea de transmisión

El circuito básico incorpora dos capacidades idénticas, C_1 , al final de la línea de transmisión de longitud $2l$ y admitancia característica Y_1 , con otra capacidad C_2 localizada en el medio de la línea, como se muestra en la Figura 2.14. Las capacidades finales son usadas para controlar el desplazamiento de fase, mientras que el condensador situado en el medio es ajustado para garantizar adaptación en la entrada.

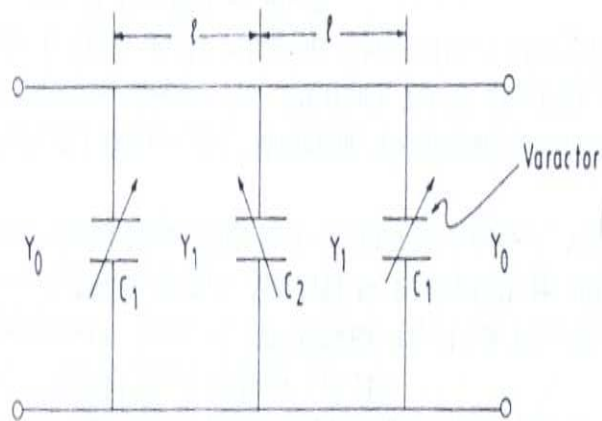


Figura 2.14. Línea de transmisión con varactores.

2.2.3.1.3.2 Desfasadores a FET controlados por varactores.

Estos desfasadores están formados por un MESFET con un circuito varactor serie sintonizable en lazo de retroalimentación colocado entre el drenador y la puerta y además en cada puerta de entrada o terminal drenador de salida. La configuración básica es mostrada en la Figura 2.15. Variando el voltaje inverso de los varactores se produce un cambio en la fase del coeficiente de transmisión T_{21} del desfasador.

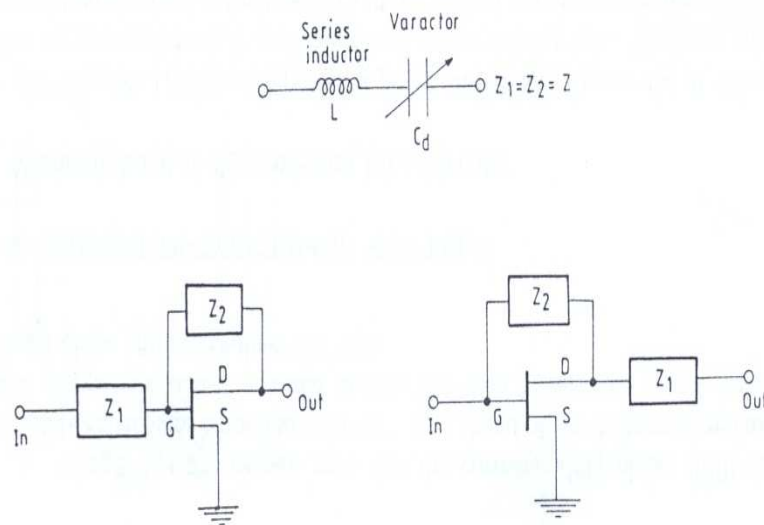


Figura 2.15. Desfasador a FET controlado por varactores.

2.2.4 Desfasadores activos a FET.

La historia reconoce como inventor y primer descriptor del principio de funcionamiento de los transistores de efecto de campo (FETs) al físico estadounidense William Bradford Shockley [18]. En este eminente trabajo, proponía un nuevo tipo de componente semiconductor con la particularidad de ser unipolar (un solo tipo de portador que interviene en el funcionamiento, usualmente los electrones por razón de movilidad). El principio de operación de este dispositivo está basado en la existencia de un canal conductor, cuya

conductancia puede ser modulada gracias a la aplicación de un campo eléctrico, usualmente perpendicular a la dirección de la corriente.

Bajo este principio se han imaginado muy diferentes estructuras/familias de transistores de efecto de campo, siendo el tipo de contacto del terminal de puerta uno de los rasgos distintivos fundamentales. Entre dichas familias destacan:

- JFET (Junction Field Effect Transistor): unión puerta canal de tipo p+n.
- MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor): puerta metálica aislada de la capa activa mediante un óxido aislante.
- MESFET (Metal Epitaxial Semiconductor Field Effect Transistor): unión puerta canal de tipo Schottky.
- HEMT (High Electron Mobility Transistor): unión puerta canal también de tipo Schottky, de hecho una evolución del MESFET.

Los transistores de Efecto de Campo (FET), se empezaron a construir en la década de los 60. Son dispositivos en los que la corriente se controla mediante tensión. Funcionan como amplificador, suministrando una corriente de salida proporcional a la tensión aplicada a la entrada. Las características generales son: por el terminal de entrada no se absorbe corriente y la tensión de control se emplea para crear un campo eléctrico [10].

Todos los FETs tienen una tensión de pinch-off, tensión a la cual el canal se corta (deja de conducir). En el caso de MOSFETs, se prefiere usar el término tensión umbral o threshold. Si la tensión de pinch-off es menor que cero en un dispositivo de canal n, se trata de un FET de depleción (dispositivo que normalmente conduce o normally-on). Si es por lo contrario positiva, tendríamos un FET de enriquecimiento (dispositivo que normalmente no conduce o normally-off). Los JFETs y los MESFETs son transistores de depleción, mientras que los MOSFETs y HEMTs pueden operar de un modo u otro.

A continuación, se verán algunos de los ejemplos de desfasadores en los cuales se usan FETs.

2.2.4.1 Desfasador de línea conmutada.

Este tipo de desfasador puede ser creado, usando FETs como elementos activos para interruptores. Este tipo de funcionamiento es compatible con la circuitería MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) [11], ya que consumen poca potencia y requieren un control muy simple en comparación con un funcionamiento analógico.

2.2.4.2 Desfasadores en cuadratura.

Estos tipos de desfasadores están basados en la suma compleja de dos vectores ortogonales variables con los que se consigue un cambio de fase de $0-90^\circ$ [12]. Un desplazamiento de fase variable es alcanzado realizando ajustes de las amplitudes relativas de los dos vectores. Los FETs de doble puerta son con frecuencia empleados como elementos de ganancia variable en estos desfasadores activos analógicos, principalmente por su rapidez de conmutación [13,14]. Los FETs de una única puerta son una atractiva alternativa cuando consideramos características de disponibilidad, coste, rango de potencia, ganancia y características de ruido.

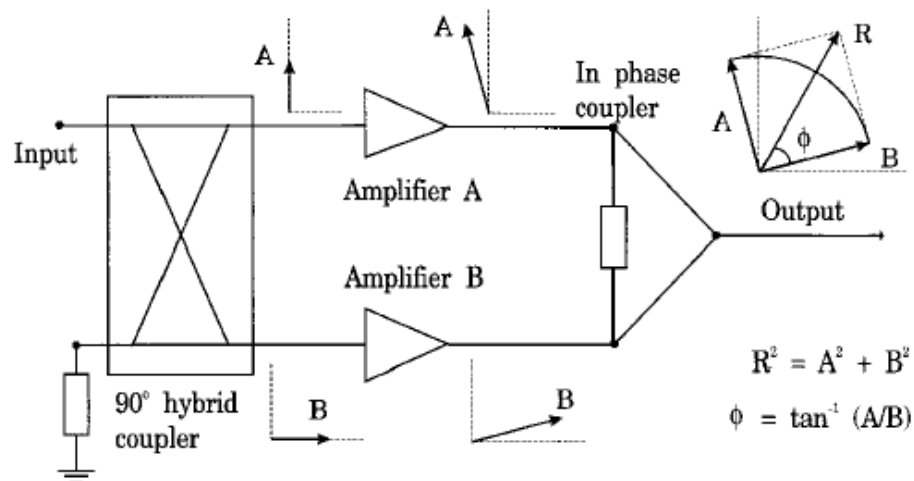


Figura 2.16. Desfasador en cuadratura.

El diagrama de un desfasador activo en cuadratura es mostrado en la figura 2.16. La señal de entrada es dividida en dos trayectorias con un desfase de 90°, representada por vectores A y B. La amplitud de cada vector es controlada por un amplificador de ganancia variable. Las señales amplificadas son sumadas por medio de un combinador en fase para producir la salida resultante, el vector R. La amplitud y la fase del vector R pueden ser controladas mediante el ajuste de forma individual de los componentes A y B, y un continuo desplazamiento, en teoría, puede ser alcanzado si se realiza una apropiada selección de la ganancia de los amplificadores A y B.

En circuitos prácticos, la ganancia de los amplificadores es variada mediante el ajuste de la tensión de la puerta. Sin embargo, esto genera variaciones en las características de transmisión del transistor. Este es un factor limitante inherente en cada tipo de desfasador, provocando una reducción del rango de desplazamiento de fase que puede ser alcanzado en la práctica.

Respecto a los errores de magnitud en desfasadores en cuadratura, se puede considerar que los FETs de una única puerta tienen un mejor control de la amplitud que los FETs de doble puerta [15].

2.2.5 Desfasadores de onda viajera

Los componentes Traveling-wave (onda viajera) son ampliamente usados en frecuencias microondas y ondas milimétricas. Este tipo de estructuras están compuestas de secciones de líneas de transmisión periódicamente cargadas por dispositivos semiconductores. Entre muchas de sus posibles aplicaciones, una de las más significativas concierna a la realización de desfasadores analógicos.

En el ejemplo de la Figura 2.17 (a), podemos observar un desfasador analógico creado mediante componentes Traveling-Wave. En este caso, diodos Schottky son usados como elementos semiconductores. Bajo condiciones de polarización inversa cada diodo puede ser reemplazado con estas capacidades de deplexión. Cambiando el voltaje de polarización V_b se puede obtener cambios en los valores de la capacidad, y por lo tanto también en la fase de la señal de salida. La celda elemental del desfasador traveling-wave es mostrada en la Figura 2.17 (b). Debido a que el componente es realizado mediante la conexión de celdas idénticamente simétricas colocadas en cascada, la red de dos puertos será usada para obtener un simple y riguroso modelo analítico consiguiendo la estructura entera. Este valor apunta a que este enfoque será directamente aplicado a la celda elemental semi – distribuida de la Figura 2.17 (b) [16].

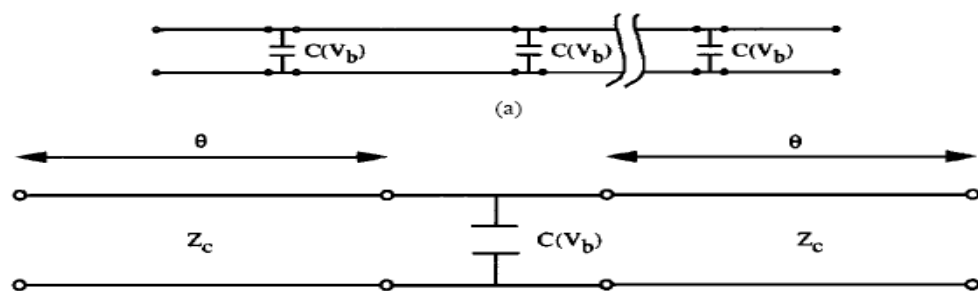


Figura 2.17. (a) Modelo del circuito equivalente de un desfasador traveling-wave. (b) Celda elemental de un desfasador traveling-wave.

Las líneas de transmisión microondas en el mismo plano usadas como dispositivos traveling-wave son capaces de cambiar la fase de una señal microonda, propagándola a través de la línea. En este caso, el mecanismo básico de desplazamiento de fase es la variación de la capacidad por unidad de longitud variando el grosor de la capa de depleción por debajo del conductor central. El error de estos dispositivos es el cambio correspondiente de la impedancia característica de la línea, la cual dirige las reflexiones en las interconexiones y la atenuación inherente a frecuencias de microondas. Ambos problemas pueden ser solucionados utilizando líneas de transmisión periódicas, como las que podemos observar en la Figura 2.18.

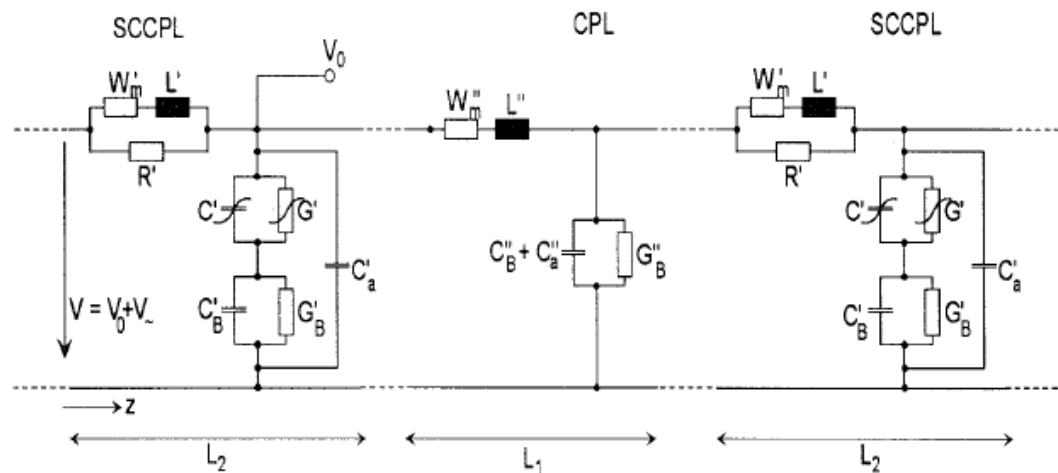


Figura 2.18. Circuito equivalente de una línea periódica de transmisión con coplanar (CPL) y líneas de transmisión coplanares con diodos Schottky (SCCPL).

2.3. Referencias

- [1] Leog. Maloratsky ,“Passive RF & Microwave Integrated Circuits”.
- [2] Jose Miguel Miranda, Jose Luis Sebastián, Manuel Sierra, Jose Margineda, “Ingeniería de Microondas. Técnicas Experimentales”.

- [3] K.C Gupta ,“ Microondas”.
- [4] Merrimac, “Phase shifters Electronic & Mechanical; Analog & Digital 200 kHz to 3 GHz general Information”.
- [5] cervantesvirtual.com/servlet, “Ferritas con estructura de granate. descargas”
- [6] Y. Kang, Argonne National Laboratory, Argonne, IL, U.S.A,
“Fast RF Ferrite Phase Shifter for High-Power Applications”.
- [7] E. Stern, W. J. Ince, “Design of Composite Magnetic Circuits for Temperatura Stabilization of Microwave Ferrite Devices”, *IEEE Trans.on Microwave Theory and Techniques*, vol.15, n.º15, pags.295-300, 1967.
- [8] Jose Miguel Miranda, Jose Luis Sebastián, Manuel Sierra, Jose Margineda,
“Ingeniería de Microondas, Técnicas Experimentales”.
- [9] Shiban Koul Barathi Bhat, “Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters. Semiconductor and Delay Line Phase Shifters”, V.2, Artech House Boston-London, 1991.
- [10] <http://ElectronRed.iespaña.es> , “Transistores FET”.
- [11] V. E. Dunn, N. E. Hodges, O. A. Sy, and W. Alyassini Ford Aerospace Corporation, Space Systems Division, Palo Alto, CA, “MMIC Phase Shifters and amplifiers for millimetre-wavelength active arrays”.
- [12] D.K Paul y P.Gardner, “Microwave Quadrature Active phase Shifteres using Mesfets”.

- [13] M. Kumar, R. J. Menna, and H. Huang, “Broad-Band Active Phase Shifters Using Dual Gate MESFET,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-29, pp. 1098-1101, 1981.
- [14] C. Ripoll and S. Nilsen, “A Very Accurate 0.908 Monolithic Analogue Phase Shifter for L-Band Mobile Communications,” *23rd European Microwave Conf.*, 1993, pp. 793-794.
- [15] J. P. Mondal, A. G. Milnes, J. G. Oakes, and S. Wang, “Phase Shifts in Single and Dual Gate GaAs MESFETs for 2-4 GHz”. Vol. MTT-32, 1984, pp.
- [16] Giancarlo Bartolucci, “Image Parameter Modeling of Analog Traveling-Wave Phase shifters”.
- [17] Y. Anand and W. J. Moroney, “Microwave Mixer and Detector Diodes,” *Proc. IEEE*, Vol. 59, No. 8, pp. 1182-1190, Aug. 1971.
- [18] W. Shockley “A Unipolar Field Effect Transistor,” *Proc. IRE*, Vol. 40, No. 11, pp. 1365-1376, Nov. 1952

Capítulo 3

Estudio de la no linealidad de un diodo Varactor

3.1 Modelo equivalente del varactor en pequeña señal

El modelo equivalente en pequeña señal de un diodo de unión es el mostrado en la figura 3.1.

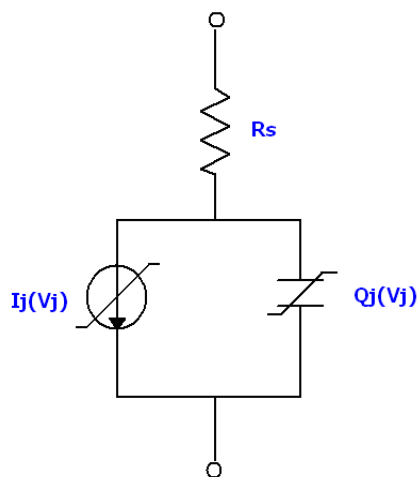


Figura 3.1. Modelo equivalente en pequeña señal

El diodo varactor polarizado en inversa, idealmente no conduce, con lo cual se puede despreciar la no linealidad $I_j(V_j)$ frente a $Q_j(V_j)$ [1][2], resultando el modelo equivalente mostrado en la figura 3.2.

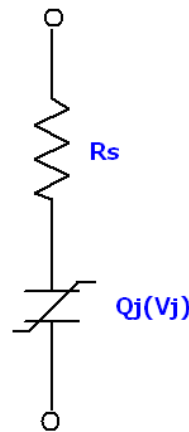


Figura 3.2. Modelo equivalente despreciando $I_j(V_j)$

3.2 Estudio de las derivadas

En régimen de pequeña señal, la operación del dispositivo queda restringida a los alrededores del punto de operación, y por lo tanto serán las no linealidades del mismo, en esta vecindad, las únicas responsables de los fenómenos de distorsión en este régimen. La descripción ideal de una característica no lineal en la vecindad de un punto responde a su desarrollo en series de Taylor alrededor del mismo, y los coeficientes de dicho desarrollo no son más que las derivadas de orden sucesivo de la característica no lineal allí evaluadas [3] [4].

La capacidad en un varactor varía de una forma débilmente no lineal frente a la tensión de polarización, por lo que se pueden utilizar las Series de Taylor para linealizar en torno a un punto de polarización o de reposo.

$$Q_j(V_j) = Q_j(V_j) + \left. \frac{dQ_j}{dV_j} \right|_{V_j} v_j + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 Q_j}{dV_j^2} \right|_{V_j} v_j^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{d^3 Q_j}{dV_j^3} \right|_{V_j} v_j^3 + \dots \quad (1)$$

donde v_j es la desviación de V_j respecto al punto de polarización V_j

$$q_j = Q_j - Q_j \quad (2)$$

Todas las derivadas son evaluadas para $V_j = V_j$.

La ecuación 1 puede ser expresada en función de las capacidades y tensiones incrementales:

$$q_j(v_j) = \left. \frac{dQ_j}{dV_j} \right|_{V_j} v_j + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 Q_j}{dV_j^2} \right|_{V_j} v_j^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{d^3 Q_j}{dV_j^3} \right|_{V_j} v_j^3 + \dots \quad (3)$$

$$q_j = C_{j1} \cdot v_j + C_{j2} \cdot v_j^2 + C_{j3} \cdot v_j^3 + \dots \quad (4)$$

C_{j1} es la capacidad del varactor. C_{j2} y C_{j3} describen la variación de la capacidad respecto a la tensión V_j .

Fijando el valor $v_j(t) = A \cos \omega t$

$$\begin{aligned} q_j(t) &= C_{j1} \cdot A \cos \omega t + C_{j2} \cdot A^2 \cos^2 \omega t + C_{j3} \cdot A^3 \cos^3 \omega t = \\ &= C_{j1} A \cos \omega t + \frac{3C_{j3}}{4} A^3 \cos \omega t + \frac{C_{j2}}{2} A^2 \cos 2\omega t + \frac{C_{j3}}{4} A^3 \cos 3\omega t \end{aligned} \quad (5)$$

Analizando la expresión obtenida se puede ver como el segundo término es el que provoca la compresión en ganancia a la frecuencia fundamental por lo que para trabajar en régimen de pequeña señal se debe introducir una amplitud A pequeña para que este término sea lo más pequeño posible y se pueda trabajar en la zona lineal. Esto se traducirá en calcular la potencia máxima a la entrada P_{ino} para la cual la potencia del armónico n es n veces la potencia del armónico fundamental para todo el rango de tensiones de polarización [5].

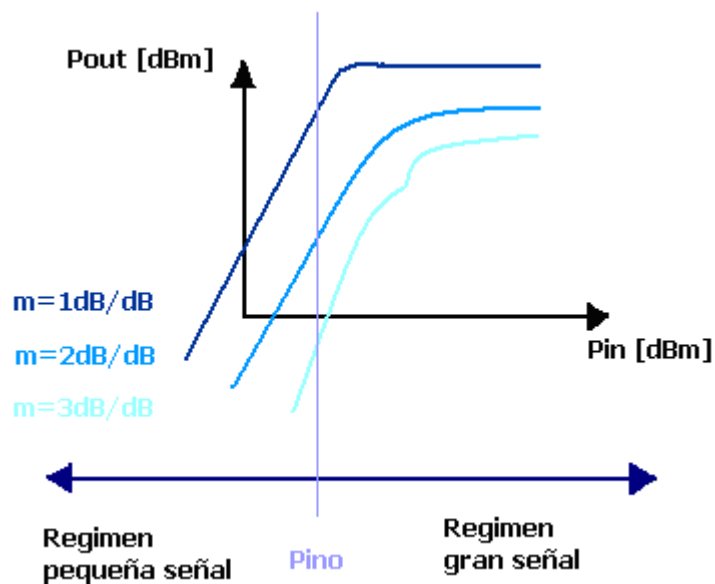


Figura 3.3 Potencia de salida frente a potencia de entrada en un circuito no lineal de tercer orden.

3.3 Cálculo de las derivadas en régimen estático

3.3.1 Medida de los parámetros S

Una red de microondas de n puertos, tiene n brazos en los cuales puede entrar o salir potencia. En general, la potencia puede llegar de cualquier brazo (como entrada) a cualquier otro (como salida). Por esto hay n ondas incidentes y n ondas reflejadas.

Asociada con cada puerto está la noción de plano de referencia en la que la amplitud de la onda y la fase se definen. Usualmente el plano de referencia asociado con cierto puerto está en el mismo lugar respecto a las ondas entrantes y salientes.

La amplitud compleja de la n -ésima onda entrante es designada por la cantidad compleja a_n , y la amplitud compleja de la n -ésima onda saliente es designada por la cantidad compleja b_n .

Las cantidades de onda entrante son ordenadas en un vector A ($1 \times n$), y las salientes en un vector B ($1 \times n$). Las ondas salientes son expresadas en términos de las entrantes por la ecuación matricial, donde S es una matriz cuadrada $n \times n$ de números complejos llamada matriz de dispersión (scattering). Ésta determina completamente el comportamiento de la red. En general, los términos de esta matriz, denominados parámetros S , dependen todos de la frecuencia.

$$B = S \times A$$

Por ejemplo la ecuación matricial para $n=2$ es:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 &= S_{21} \cdot a_2 + S_{22} \cdot a_2 \end{aligned} \quad (6)$$

Las amplitudes de onda a_n y b_n , son obtenidas de la corriente y el voltaje del puerto por las relaciones:

$$a = \frac{V + Z_o \cdot I}{2 \cdot \sqrt{2Z_o}} \quad (7)$$

$$b = \frac{V - Z_o \cdot I}{2 \cdot \sqrt{2Z_o}} \quad (8)$$

Cabe destacar que el término $\sqrt{2}$ reduce el valor de pico a un valor RMS, y el término $\sqrt{Z_o}$ hace la amplitud normalizada respecto a la potencia.

El caso del varactor, se trata de una red de microondas que tiene un solo puerto, con lo cual, la matriz S tiene un único parámetro denominado S_{11} o parámetro de dispersión, que se calcula como:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$$

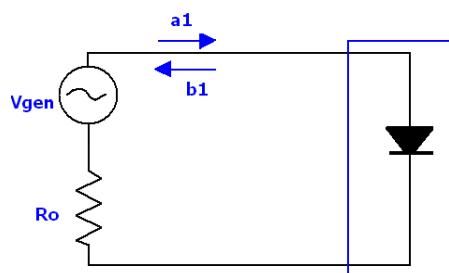


Figura 3.4. Parámetro de dispersión en una red de una puerta

En la figura 3.5 se describe el montaje realizado en el laboratorio para la medida del parámetro de dispersión.

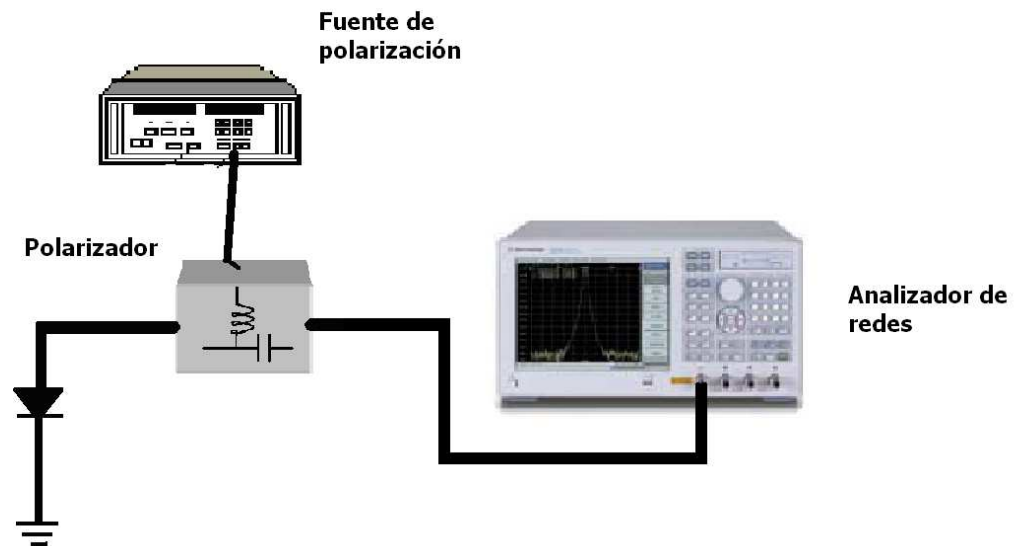


Figura 3.5. Esquema del sistema de medida

Para realizar la medida primero se calibró el analizador de redes y se midió el retraso de la línea microstrip de la placa donde se ha soldado el varactor (114 psec).

Se ha utilizado un polarizador de Agilent para aplicar una tensión de polarización al varactor que varía entre 0 y -30V usando para ello una fuente de alimentación.

Para cada valor de tensión se midió el parámetro S_{11} en 801 valores de frecuencia dentro de un rango frecuencial de 45MHz a 3GHz, para una potencia de entrada de 4.3 dBm. La figura 3.6 muestra la variación con la frecuencia del parámetro de dispersión para los dos valores extremos de tensión

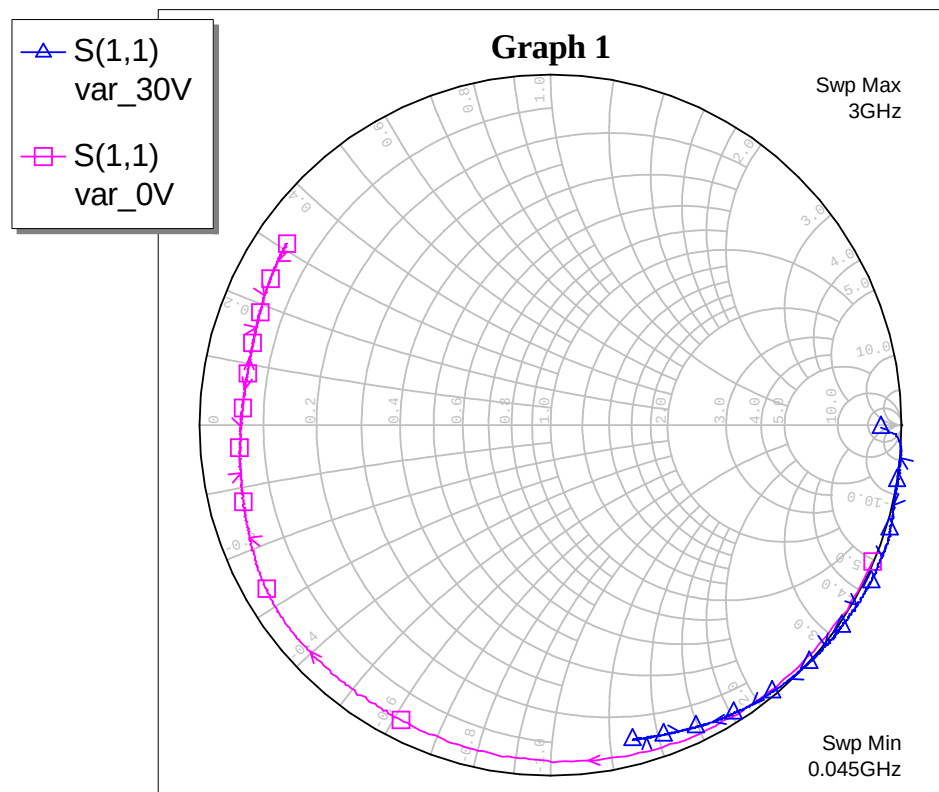


Figura 3.6. Parámetro S11 frente a la frecuencia para tensiones de 0V y 30V.

La impedancia del diodo, idealmente, sólo tendría parte reactiva, por lo que el parámetro variaría por el borde de la carta. Pero realmente, como se observa en los resultados obtenidos, se desvía ligeramente hacia el centro debido a la resistencia en serie que aporta una parte real a la impedancia, resultando:

$$Z_c = R_s - \frac{j}{\omega \cdot C}$$

Para tensiones de polarización pequeñas, la capacidad es muy elevada, por lo que la impedancia del diodo tiende al cortocircuito a medida que aumenta la frecuencia.

Y al contrario, para tensiones grandes, la impedancia se acerca al circuito abierto según disminuye la frecuencia.

En dichos extremos, no se tiene exactamente un circuito abierto o un cortocircuito, debida a una inductancia parásita en el chip en su interacción mediante hilos de bounding a las patillas de contacto.

Tomando ahora como frecuencia de excitación una $f = 147$ MHz, pudiendo así representar S_{11} , frente a la tensión de polarización a dicha frecuencia

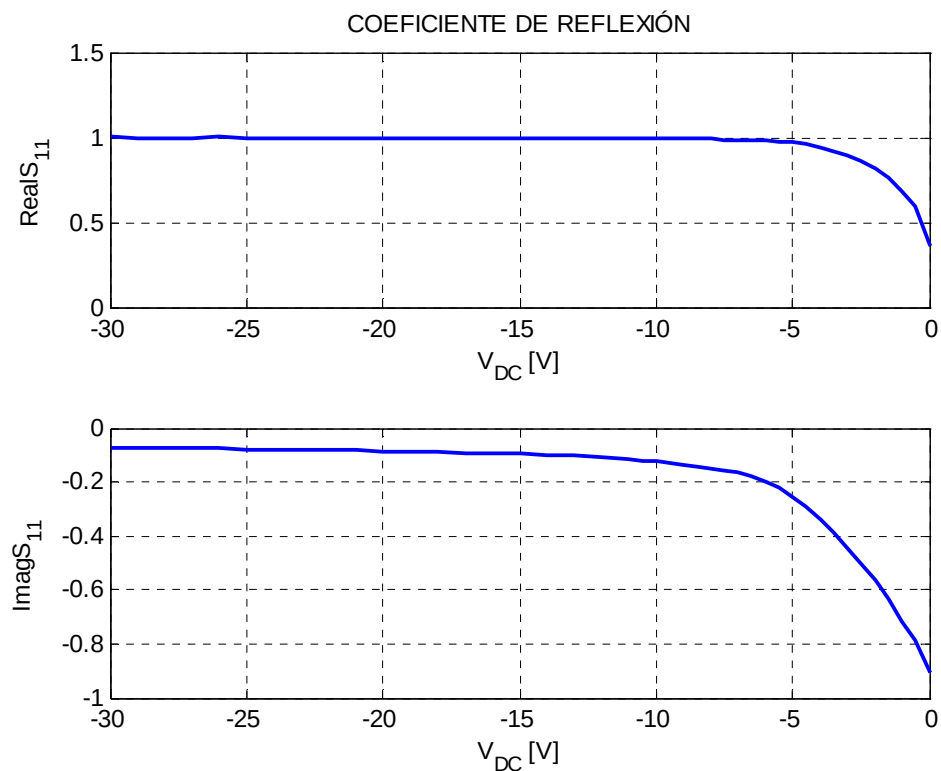


Figura 3.7. Parámetro S_{11} medido en función de V_{DC} a $f_l = 147$ MHz

Utilizando el modelo del varactor BB833 dado por Infineon, se puede simular el parámetro de dispersión con el simulador Mwoffice, para comparar con los

valores medidos, viendo que no hay grandes diferencias entre ellos, por lo que podemos considerarla como una medida válida.

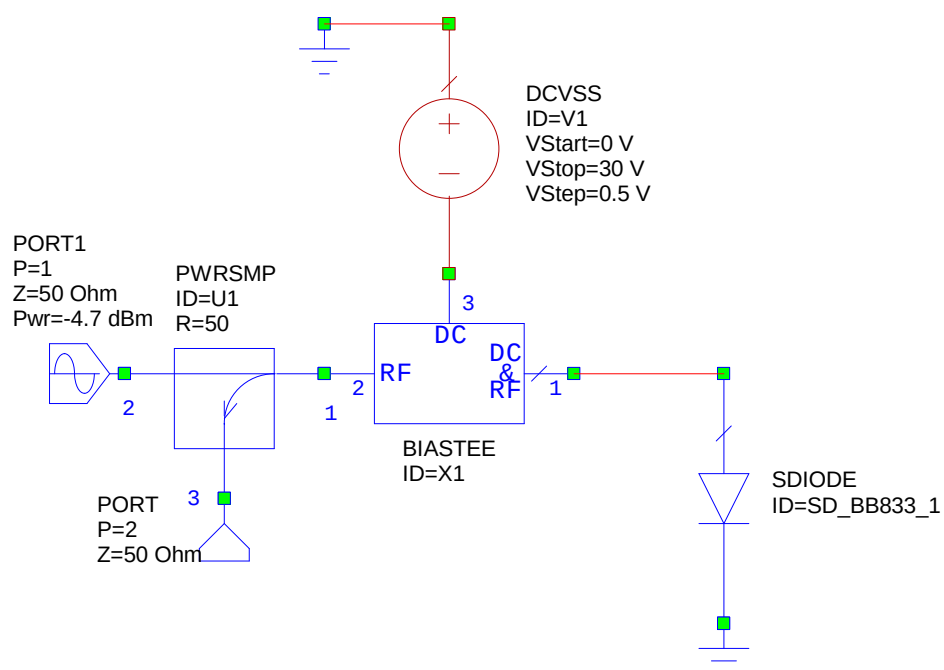


Figura 3.8. Esquemático para la simulación con MwOffice

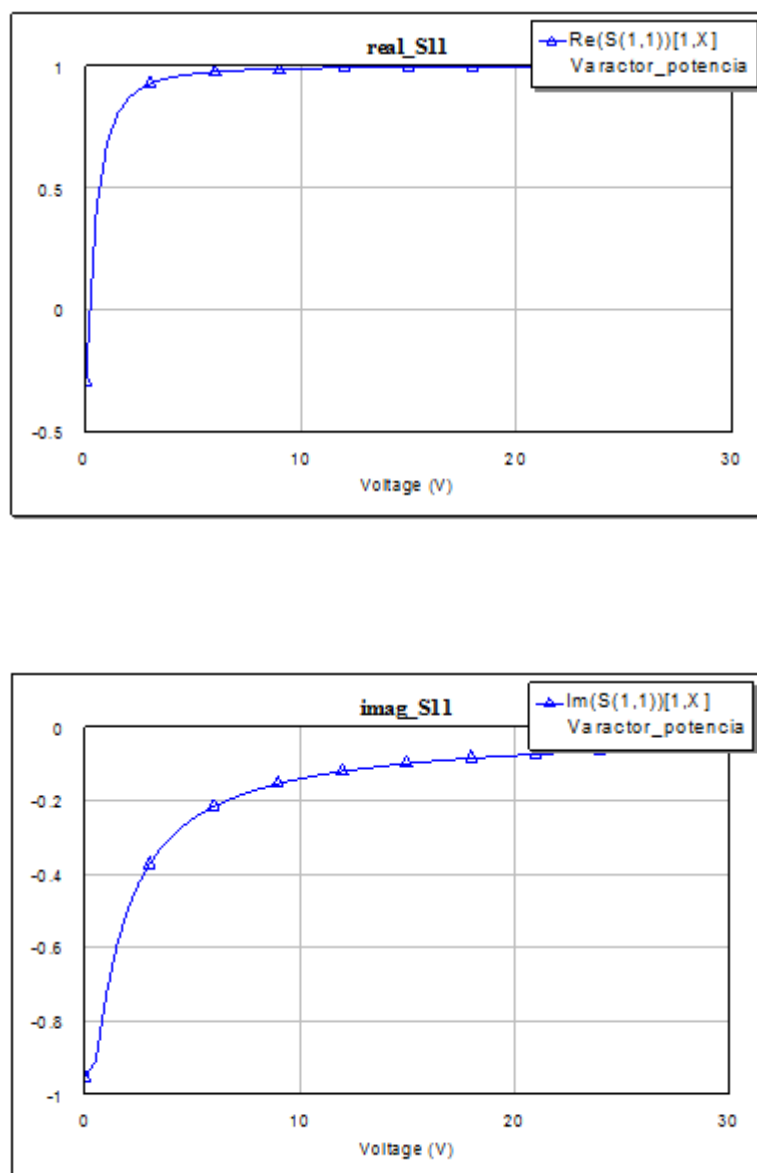


Figura 3.9. Parámetro S11 simulado a $f_l = 147$ MHz en función de la tensión

3.3.2 Cálculo de la primera derivada

El parámetro de dispersión para una red de una puerta, es simplemente el coeficiente de reflexión gamma (Γ), el cual se puede relacionar con la impedancia de carga Z_{LOAD} :

$$Z_{LOAD} = \frac{Z}{Z_0} \quad (9)$$

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_{LOAD} - 1}{Z_{LOAD} + 1} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (10)$$

$$S_{11}Z - Z = -Z_0 - S_{11}Z_0$$

$$Z(S_{11} - 1) = -Z_0(1 + S_{11})$$

$$Z = \frac{Z_0(1 + S_{11})}{1 - S_{11}} \quad (11)$$

Se puede estimar el valor de R_s , tomando de la gráfica 3.7 el valor de S_{11} para la tensión de 0 V, donde al ser la capacidad elevada, tiende al cortocircuito a medida que aumenta la frecuencia.

$$S_{11}(0V) = 0.36 - j0.9 \Rightarrow R_s = \text{real}(Z(0V)) \approx 2\Omega$$

A continuación, una vez calculado el valor de R_s , se resuelve el circuito de primer orden de la figura 3.10, para obtener la impedancia Z en función de la capacidad C_{j1} .

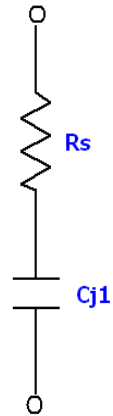


Figura 3.10. Circuito de primer orden

$$Z = R_s - \frac{j}{\omega C_{j1}} \quad (12)$$

$$\text{Im}\{Z\} = -\frac{1}{\omega C_{j1}} \quad (13)$$

$$C_{j1} = -\frac{1}{\omega \text{Im}\{Z\}} \quad @ V_{DC} \quad (14)$$

Una vez obtenida la fórmula de C_{j1} , se sustituye el valor de Z obtenido en la ecuación 11 en la fórmula anterior, y finalmente se obtiene la gráfica de C_{j1} frente a la tensión de polarización del diodo.

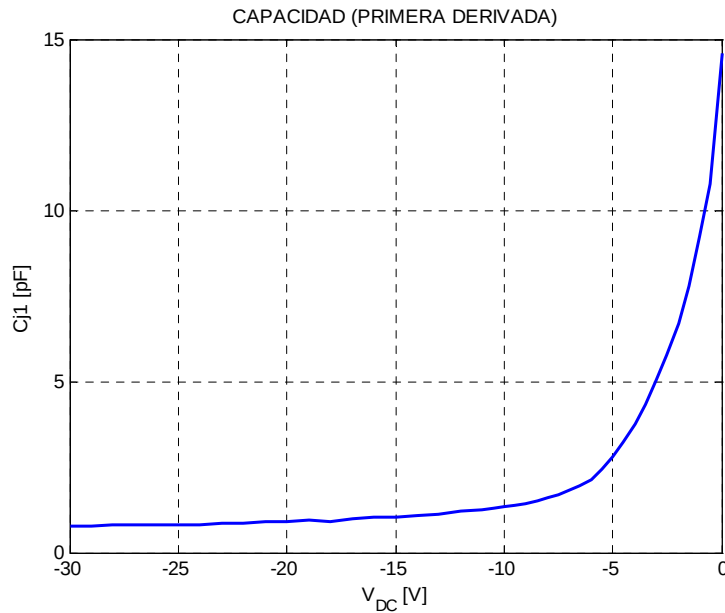


Figura 3.11. Primera derivada del desarrollo en Taylor (Capacidad pequeña señal del diodo)

3.3.3 Cálculo de las derivadas segunda y tercera

Las derivadas de segundo y tercer orden se obtienen a partir de medidas de potencia determinadas aplicando el método de las series de Volterra en su versión de las fuentes de corriente no lineales.

En este método, un circuito no lineal se resuelve mediante la solución consecutiva de circuitos lineales equivalentes de primer, segundo y tercer orden; por lo que a partir de la potencia se obtendrán los valores de corriente necesarios para resolver dichos circuitos lineales equivalentes [6].

Las series de Volterra pueden ser consideradas como unas series de Taylor con memoria, que describen la salida de un sistema no lineal como la suma de las respuestas de un operador de orden 1,2,3...

Todos los operadores son descritos en el dominio del tiempo o de la frecuencia con una función de transferencia llamada Kernel de Volterra.

Para un sistema lineal

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau) \cdot x(t - \tau) \cdot d\tau \quad (15)$$

En el caso de un sistema no lineal

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau) \cdot x(t - \tau) \cdot d\tau + \iint_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) \cdot x(t - \tau_1) \cdot x(t - \tau_2) \cdot d\tau_1 \cdot d\tau_2 + \\ + \iiint_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \cdot x(t - \tau_1) \cdot x(t - \tau_2) \cdot x(t - \tau_3) \cdot d\tau_1 \cdot d\tau_2 \cdot d\tau_3 \quad (16)$$

Normalmente, los sistemas no lineales se aproximan por una serie de Volterra truncada, de forma que la representación sea relativamente sencilla.

Una representación general del sistema caracterizado por series de Volterra es presentado en la figura, donde H1, H2 y H3 son los Kernels de Volterra de primer, segundo y tercer orden. H1 representa un sistema de pequeña señal linealizado.

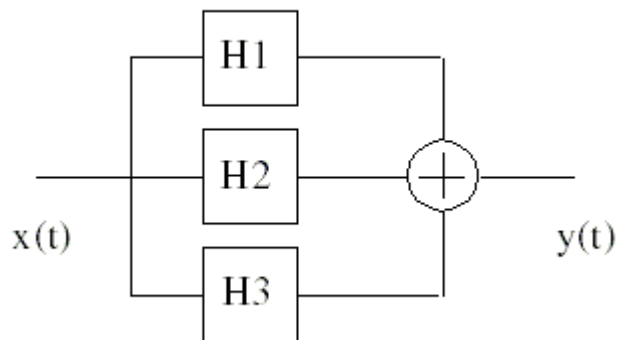


Figura 3.12. Representación esquemática de un sistema caracterizado por series de Volterra.

Una descripción de Volterra es empírica por lo que debe ser caracterizada en el punto de operación deseado; el modelo es ajustado y optimizado para una tensión de polarización específica pudiendo así esperar resultados más precisos que con la mayoría de los modelos físicos.

Mientras que en análisis de pequeña señal se asume que la señal debe ser lo bastante pequeña para que la salida sea considerada una función lineal de la entrada, en el modelo entrada-salida de Volterra la salida puede ser representada en forma de polinomio como sigue:

$$y = a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3 \quad (17)$$

Donde los kernels de Volterra son reducidos a coeficientes polinómicos lineales

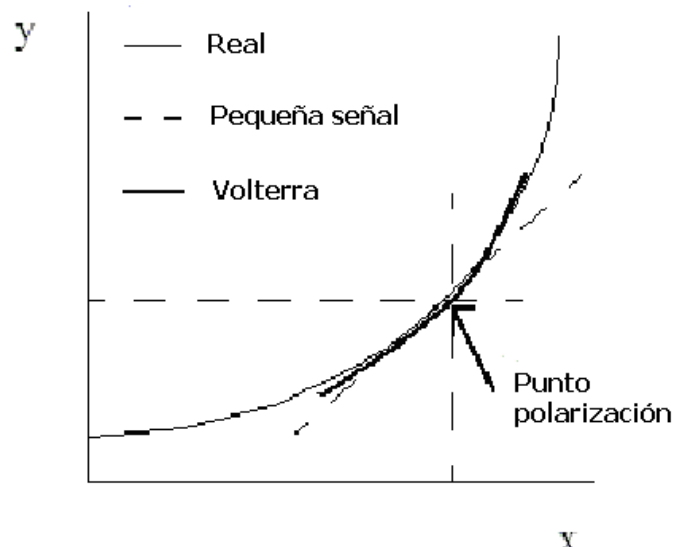


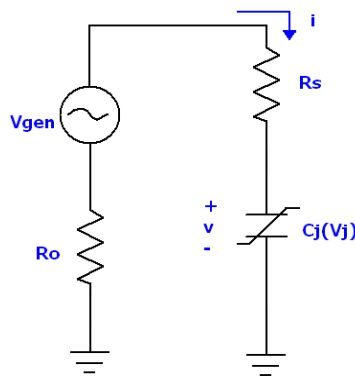
Figura 3.13. Comparación entre análisis en pequeña señal y análisis en series de Volterra

Por lo tanto, en este caso se puede aproximar mediante series de Volterra, la no linealidad de la carga capacitiva frente a la tensión de polarización, de la siguiente manera:

$$q_j = C_{j1} \cdot v + C_{j2} \cdot v^2 + C_{j3} \cdot v^3 \quad (18)$$

3.3.3.1 Método de las corrientes no lineales

Este método consiste en expresar la salida del circuito como una suma de voltajes incrementales, siendo cada uno de ellos la solución de un circuito lineal excitado por una corriente no lineal.



Suponiendo V_{gen} ideal sólo genera armónico fundamental, pero debido a la impedancia $R_s + R_o$ aparecen términos de segundo y tercer orden, en las tensiones y corrientes que circulan por el circuito.

$$i = i_1 + i_2 + i_3 + \dots \quad (19)$$

$$v = v_1 + v_2 + v_3 + \dots \quad (20)$$

Tomando la ecuación final obtenida en el desarrollo en Taylor de la no linealidad capacitiva

$$q_j = C_{j1} \cdot v + C_{j2} \cdot v^2 + C_{j3} \cdot v^3 + \dots \quad (21)$$

Sustituyendo la tensión de la ecuación 20 en la 21 se obtiene:

$$q_j = C_{j1} \cdot (v_1 + v_2 + v_3) + C_{j2} \cdot (v_1 + v_2 + v_3)^2 + C_{j3} \cdot (v_1 + v_2 + v_3)^3 + \dots \quad (22)$$

Tomando hasta el término de tercer orden en la ecuación anterior.

$$q_j = q_{j1} + q_{j2} + q_{j3}$$

$$q_{j1} = C_{j1} \cdot v_1 \quad (23)$$

$$q_{j2} = C_{j1} \cdot v_2 + C_{j2} \cdot v_1^2 \quad (24)$$

$$q_{j3} = C_{j1} \cdot v_3 + 2 \cdot C_{j2} \cdot v_1 \cdot v_2 + C_{j3} \cdot v_1^3 \quad (25)$$

Se obtienen los armónicos de la corriente que circula por el circuito no lineal como la derivada de las capacidades anteriores.

$$i_1 = \frac{dq_1}{dt} = C_{j1} \cdot \frac{dv_1}{dt} \quad (26)$$

$$i_2 = \frac{dq_2}{dt} = C_{j1} \cdot \frac{dv_2}{dt} + 2 \cdot C_{j2} \cdot v_1 \cdot \frac{dv_1}{dt} \quad (27)$$

$$i_3 = \frac{dq_3}{dt} = C_{j1} \cdot \frac{dv_3}{dt} + 2 \cdot C_{j2} \cdot v_1 \cdot \frac{dv_2}{dt} + 2 \cdot C_{j2} \cdot v_2 \cdot \frac{dv_1}{dt} + 3 \cdot C_{j3} \cdot v_1^2 \cdot \frac{dv_1}{dt} \quad (28)$$

Representando así los circuitos lineales equivalentes de primer, segundo y tercer orden, en las figuras 3.14, 3.15 y 3.16 respectivamente.

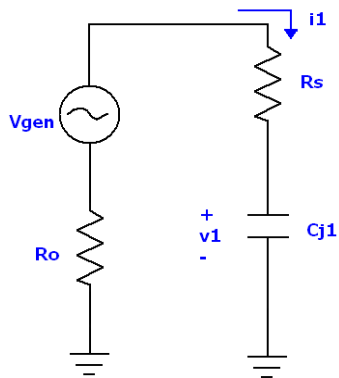


Figura 3.14. Circuito de primer orden.

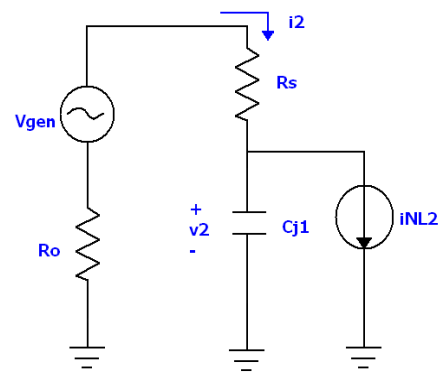


Figura 3.15. Circuito de segundo orden.

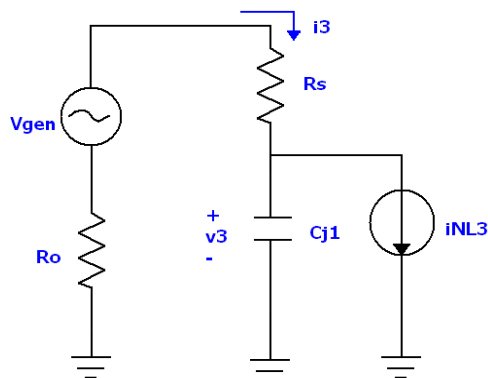


Figura 3.16. Circuito de tercer orden.

Siendo

$$i_{NL2} = 2 \cdot C_{j2} \cdot v_1 \cdot \frac{dv_1}{dt} \quad (29)$$

$$i_{NL3} = 2 \cdot C_{j2} \cdot \left[v_1 \cdot \frac{dv_2}{dt} + v_2 \cdot \frac{dv_1}{dt} \right] + 3 \cdot C_{j3} \cdot v_1^2 \cdot \frac{dv_1}{dt} \quad (30)$$

3.3.3.2 Sistema de medida de potencias

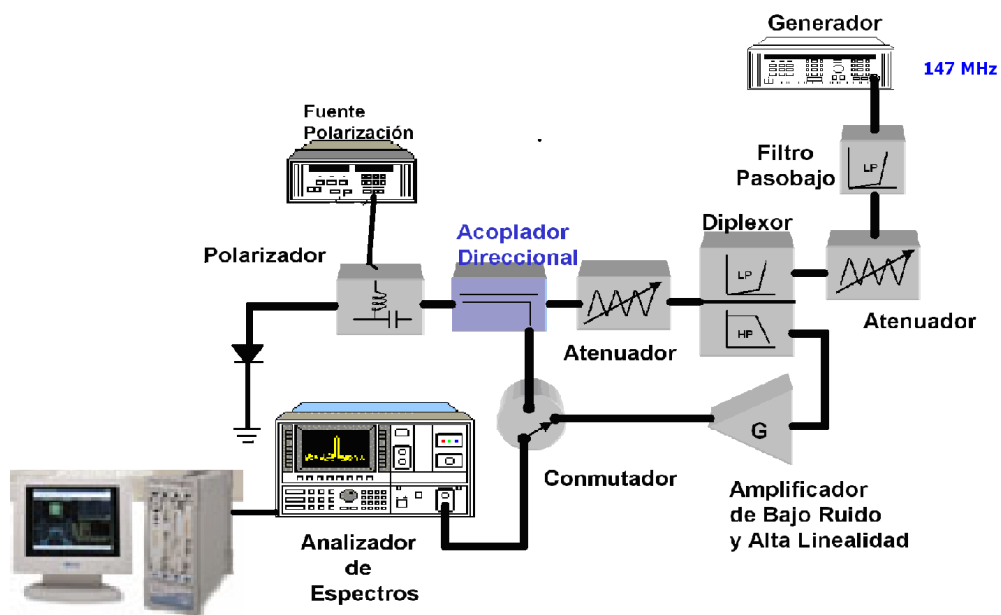


Figura 3.17. Sistema de medida en régimen estático

Se miden potencias en las frecuencias de distorsión $2f_1$, $3f_1$ o de los armónicos, potencias que determinan las derivadas. Aunque en cada potencia de distorsión influyen todas las derivadas, para estos dispositivos es posible establecer una relación aproximada entre cada potencia y el comportamiento de la derivada que más peso tiene en la misma, es decir, la potencia a frecuencia $2f_1$ tendrá mayor influencia de la segunda derivada al igual que la potencia a $3f_1$ lo tendrá de la tercera derivada, con lo cual nos dará una idea aproximada de su comportamiento.

El nivel de potencia del generador será clave para realizar las medidas, ya que por un lado se necesita producir niveles de distorsión apreciables como para ser medidos con el analizador, y por otro lado se debe garantizar un régimen de funcionamiento de pequeña señal en el cual sea válida la formulación matemática de la extracción, fundamentada en el método de las corrientes no lineales de las Series de Volterra.

Se debe asegurar que no existan contribuciones apreciables de los coeficientes de grado superior a tres en las medidas de los productos de distorsión que nos interesan; para ello deben seleccionarse los niveles de potencia más grandes que garanticen que los productos de segunda banda ($2f_1$) crezcan a razón de 2 dB/dB de variación de la potencia del generador, mientras que a 3 dB/dB los de tercera ($3f_1$). Finalmente se seleccionó una $P_{in} = 8 \text{ dBm}$ [1].

Adicionalmente, se debe tener en cuenta las pérdidas del circuito para realizar cálculos posteriores:

- 1) Desde el generador a la entrada del dispositivo @ f_1 :

$$GC_1 = -12.7 \text{ dB}$$

- 2) Desde la entrada del dispositivo al analizador de espectros:

$$@ 2f_1: GC_2 = 19.35 \text{ dB}$$

@ 2f3: $GC_3 = 19.57 \text{ dB}$

Las figuras 3.18 y 3.19 muestran los valores de potencia medidos a 2f1 y a 3f1 frente a la tensión de polarización.

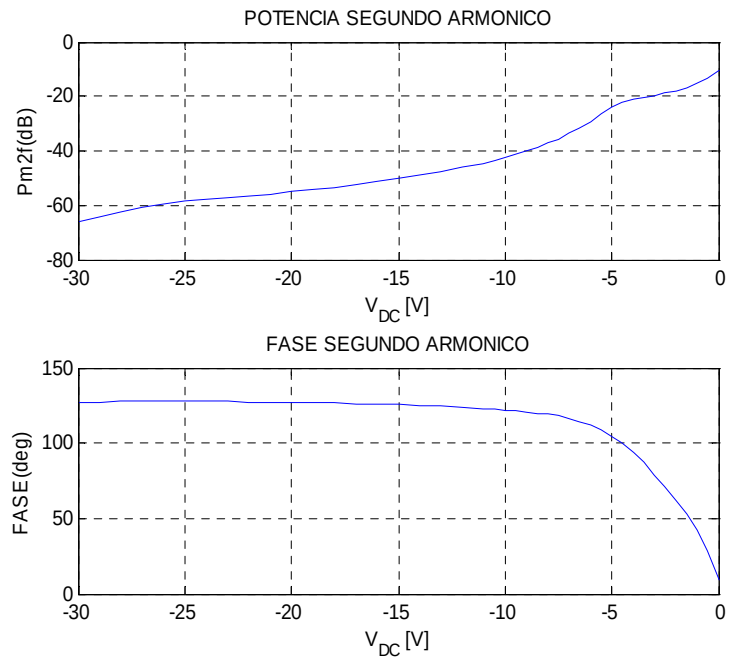


Figura 3.18. Potencia y fase en función de la tensión, medida a $2f_1 = 294 \text{ MHz}$

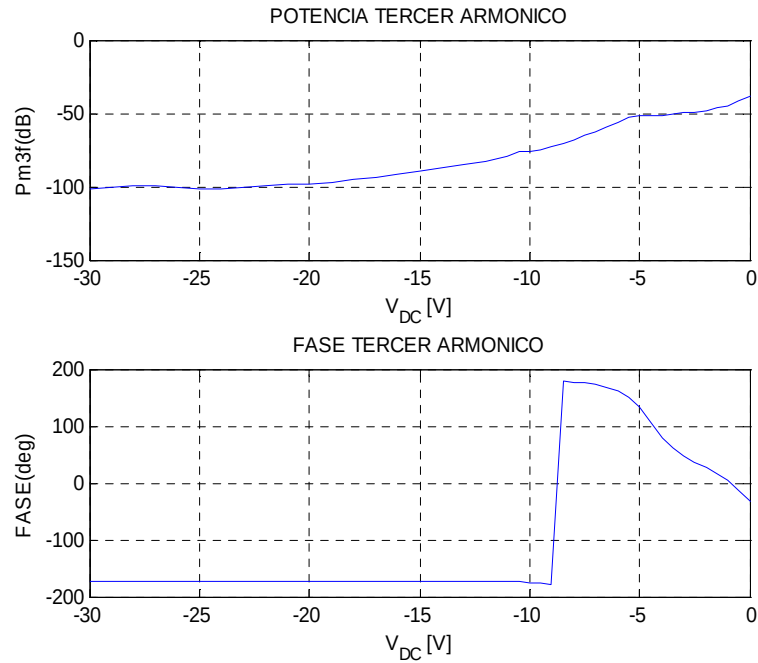


Figura 3.19. Potencia en función de la tensión, medida a $3f_1 = 441$ MHz

Se puede observar que la fase no sufre grandes variaciones, excepto en valores pequeños de tensión, por lo que se realizarán los cálculos basándose únicamente en el módulo de la potencia.

3.3.3.3 Obtención de las derivadas

Se calculan las potencias que llegan al dispositivo, teniendo en cuenta la ganancia del circuito:

$$Pd\ 2f\ (dBm) = Pm\ 2f\ (dBm) - GC_2\ (dB) \quad (31)$$

$$Pd\ 3f\ (dBm) = Pm\ 3f\ (dBm) - GC_3\ (dB) \quad (32)$$

Se obtiene la potencia en vatios:

$$Pd2f = 10^{-3} \cdot 10^{\frac{Pd2f(dBm)}{10}} \quad (33)$$

$$Pd3f = 10^{-3} \cdot 10^{\frac{Pd3f(dBm)}{10}} \quad (34)$$

Y despejando los valores de corriente, teniendo en cuenta que el dispositivo siempre ve una impedancia de 50Ω desde sus terminales, se obtiene:

$$Pd2f = \frac{1}{2} |Id2f|^2 \cdot 50\Omega \Rightarrow |Id2f| = \sqrt{\frac{2 \cdot Pd2f}{50\Omega}} \quad (36)$$

$$Pd3f = \frac{1}{2} |Id3f|^2 \cdot 50\Omega \Rightarrow |Id3f| = \sqrt{\frac{2 \cdot Pd3f}{50\Omega}} \quad (37)$$

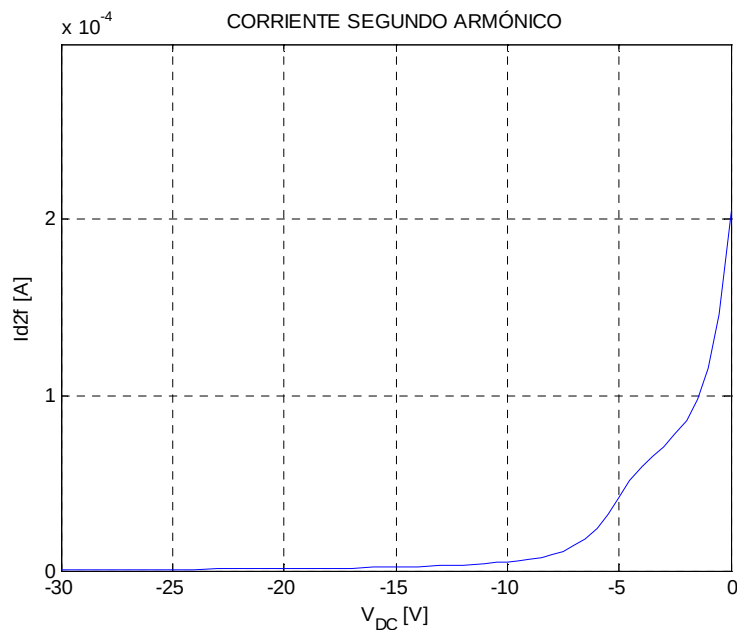


Figura 3.20. Corriente frente a tensión a frecuencia $2f_1$

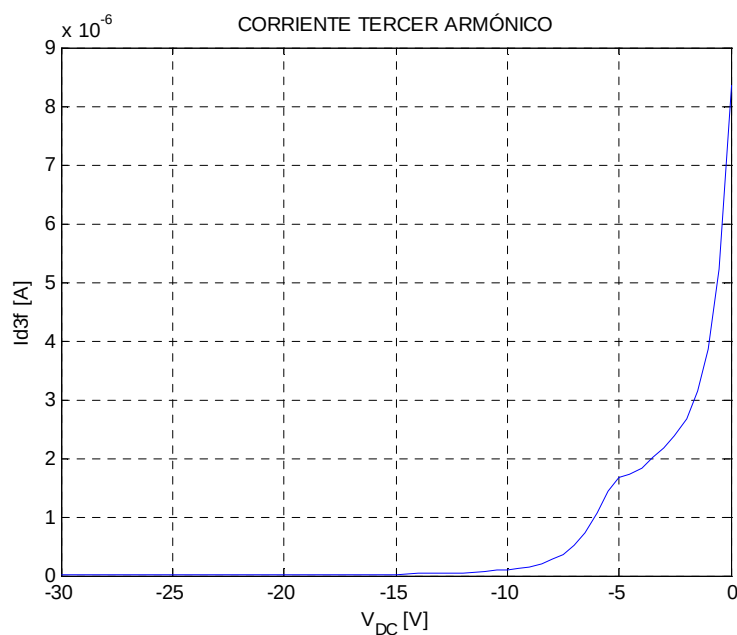
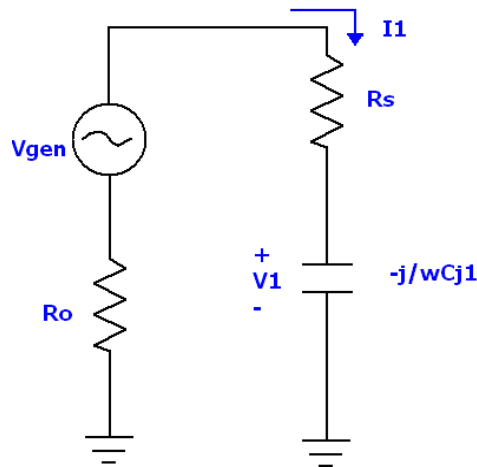


Figura 3.21. Corriente frente a tensión a frecuencia $3f_1$

Utilizando el método de las corrientes no lineales se calcularán las capacidades, resolviendo para ello los circuitos lineales equivalentes obtenidos con anterioridad.

➤ Solución al circuito de primer orden



Siendo $v_{gen}(t) = V_{gen} \cos \omega t$

$$V_1 = \frac{V_{gen} \cdot \frac{-j}{\omega C_{j1}}}{R_s + R_o - \frac{j}{\omega C_{j1}}} = \frac{V_{gen} \cdot \frac{1}{j \omega C_{j1}}}{R_s + R_o + \frac{1}{j \omega C_{j1}}} = \frac{V_{gen}}{1 + j \omega C_{j1} (R_s + R_o)} \quad (38)$$

$$I_1 = \frac{V_{gen}}{R_s + R_o - \frac{j}{\omega C_{j1}}} = \frac{\omega \cdot C_{j1} \cdot V_{gen}}{(R_s + R_o) \omega C_{j1} - j} \quad (39)$$

I) Cálculo de la fuente no lineal de corriente de 2º orden

Siendo $v_1(t) = |V_1| \cdot \cos(\omega t + \varphi_{V1})$, sustituyendo la expresión de $v_1(t)$ en la ecuación 29:

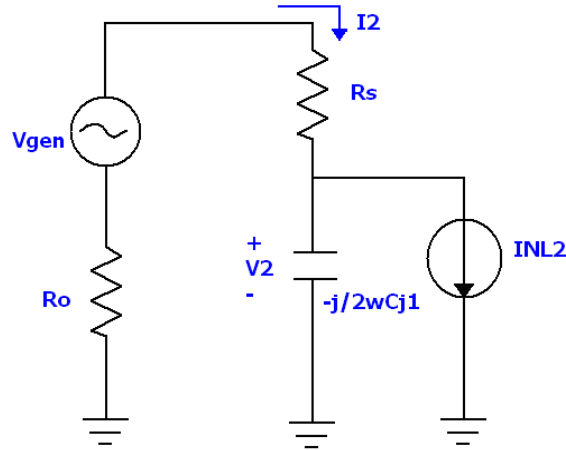
$$\begin{aligned}
 i_{NL2}(t) &= 2 \cdot C_{j2} \cdot |V_1| \cos(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot \frac{d\{|V_1| \cos(\omega t + \varphi_{V1})\}}{dt} \\
 i_{NL2}(t) &= 2 \cdot C_{j2} \cdot |V_1| \cos(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot [-|V_1| \sin(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot \omega] \\
 i_{NL2}(t) &= -2 \cdot C_{j2} \cdot |V_1|^2 \cdot \omega \cdot \cos(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V1}) \\
 i_{NL2}(t) &= -\omega \cdot C_{j2} \cdot |V_1|^2 \sin(2\omega t + 2\varphi_{V1}) \\
 i_{NL2}(t) &= \omega \cdot C_{j2} \cdot |V_1|^2 \cos(2\omega t + 2\varphi_{V1} + 90^\circ)
 \end{aligned}$$

$$i_{NL2}(t) = |I_{NL2}| \cdot \cos(2\omega t + \varphi_{NL2})$$

$$I_{NL2} = |I_{NL2}| \cdot e^{j\varphi_{NL2}} = \omega \cdot C_{j2} \cdot |V_1|^2 \cdot e^{j(2\varphi_{V1} + 90^\circ)} = \omega \cdot C_{j2} \cdot |V_1|^2 \cdot e^{j2\varphi_{V1}} \cdot e^{j90^\circ}$$

$$I_{NL2} = j\omega C_{j2} \cdot V_1^2 @ 2\omega \quad (40)$$

II) Solución al circuito de segundo orden



$$Z_{eq} = (R_s + R_o) \parallel \frac{-j}{2\omega C_{j1}} = \frac{R_s + R_o}{j2\omega C_{j1}(R_s + R_o) + 1} \quad (41)$$

$$V_2 = -I_{NL2} \cdot Z_{eq} = \frac{-j\omega C_{j2}(R_s + R_o)}{j2\omega C_{j1}(R_s + R_o) + 1} \cdot V_1^2 = \frac{C_{j2}\omega(R_s + R_o)}{j - 2\omega C_{j1}(R_s + R_o)} \cdot V_1^2 \quad (42)$$

Se sustituye en V_2 el valor de V_1 obtenido en la ecuación 38 para dejar todas las expresiones en función de V_{gen} .

$$V_2 = \frac{C_{j2}\omega(R_s + R_o)}{j - 2\omega C_{j1}(R_s + R_o)} \cdot \frac{V_{gen}^2}{1 + j2\omega C_{j1}(R_s + R_o) - \omega^2 C_{j1}^2(R_s + R_o)^2}$$

$$V_2 = \frac{\omega C_{j2}(Rs + Ro)V_{gen}^2}{-4\omega C_{j1}(Rs + Ro) + j[1 - 5\omega^2 C_{j1}^2(Rs + Ro)^2]} \quad (43)$$

$$I_2 = I_{NL2} + \frac{V_2}{\frac{1}{j2\omega C_{j1}}} = j\omega C_{j2} \cdot V_1^2 + \frac{\omega C_{j2}(Rs + Ro) \cdot j2\omega C_{j1}}{j - 2\omega C_{j1}(Rs + Ro)} \cdot V_1^2 = \frac{\omega C_{j2}}{2\omega C_{j1}(Rs + Ro) - j} \cdot V_1^2$$

Se sustituye de nuevo el valor de V_1 dado en la ecuación 38.

$$I_2 = \frac{\omega C_{j2}}{2\omega C_{j1}(Rs + Ro) - j} \cdot \frac{V_{gen}^2}{1 + j2\omega C_{j1}(Rs + Ro) - \omega^2 C_{j1}^2(Rs + Ro)^2}$$

$$I_2 = \frac{\omega C_{j2} V_{gen}^2}{[4\omega C_{j1}(Rs + Ro) - 2\omega^3 C_{j1}^3(Rs + Ro)^3] + j[5\omega^2 C_{j1}^2(Rs + Ro)^2 - 1]} \quad (44)$$

III) Cálculo de la fuente no lineal de corriente de tercer orden

$$v_1(t) = |V_1| \cdot \cos(\omega t + \varphi_{V1})$$

$$v_2(t) = |V_2| \cdot \cos(2\omega t + \varphi_{V2})$$

Se sustituyen las expresiones $v_1(t)$ y $v_2(t)$ en la ecuación 30.

$$i_{NL3}(t) = 2C_{j2} \cdot \left[v_1 \cdot \frac{dv_2}{dt} + v_2 \cdot \frac{dv_1}{dt} \right] + 3C_{j3} \cdot v_1^2 \cdot \frac{dv_1}{dt}$$

$$\begin{aligned} i_{NL3}(t) = & 2C_{j2} \cdot [|V_1| \cos(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot [-|V_2| 2\omega \sin(2\omega t + \varphi_{V2})] + \\ & + |V_2| \cos(2\omega t + \varphi_{V2}) \cdot [-|V_1| \sin(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot \omega] + \\ & + 3C_{j3} |V_1|^2 \cos^2(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot [-|V_1| \sin(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot \omega] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_{NL3}(t) = & -2C_{j2} [|V_1| \cdot |V_2| \cdot 2\omega \cdot \cos(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot \sin(2\omega t + \varphi_{V2}) + \\ & + |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot \cos(2\omega t + \varphi_{V2}) \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V1})] - \\ & - 3C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega \cdot \cos^2(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V1}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_{NL3}(t) = & -2C_{j2} [|V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot \sin(3\omega t + \varphi_{V1} + \varphi_{V2}) + |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V2} - \varphi_{V1}) + \\ & + \frac{|V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega}{2} \cdot \sin(3\omega t + \varphi_{V1} + \varphi_{V2}) + \frac{|V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega}{2} \sin(-\omega t - \varphi_{V2} + \varphi_{V1})] - \\ & - \frac{3C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega}{2} \cdot (1 + \cos(2\omega t + 2\varphi_{V1})) \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V1}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_{NL3}(t) = & -2C_{j2} \cdot \left[\frac{3}{2} \cdot |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot \sin(3\omega t + \varphi_{V1} + \varphi_{V2}) + \frac{1}{2} \cdot |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V2} - \varphi_{V1}) \right] - \\ & - \frac{3C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega}{2} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V1}) - \frac{3C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega}{4} \cdot \sin(3\omega t + 3\varphi_{V1}) - \\ & - \frac{3C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega}{4} \cdot \sin(-\omega t - \varphi_{V1}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_{NL3}(t) = & -C_{j2} \cdot |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot [3\sin(3\omega t + \varphi_{V1} + \varphi_{V2}) + \sin(\omega t + \varphi_{V2} - \varphi_{V1})] - \\ & - \frac{3}{4} C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega \cdot [3\sin(\omega t + \varphi_{V1}) + \sin(3\omega t + 3\varphi_{V1})] \end{aligned}$$

(45)

Tomando términos a 3ω en la ecuación 45 se obtiene

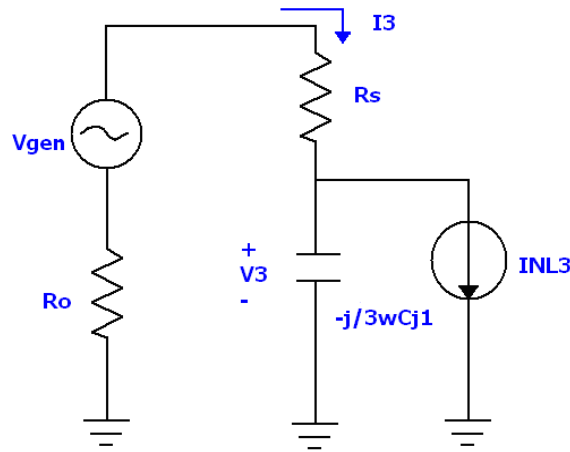
$$i_{NL3}(t) = -3C_{j2} \cdot |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot \sin(3\omega t + \phi_{V1} + \phi_{V2}) - \frac{3}{4}C_{j3}|V_1|^3 \cdot \omega \cdot \sin(3\omega t + 3\phi_{V1})$$

$$i_{NL3}(t) = |I_{NL3}| \cdot \cos(3\omega t + \phi_{INL3})$$

$$I_{NL3} = |I_{NL3}| \cdot e^{j\phi_{INL3}} = 3C_{j2} \cdot |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot e^{j(\phi_{V1} + \phi_{V2} + 90)} + \frac{3}{4}C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega \cdot e^{j(3\phi_{V1} + 90)}$$

$$I_{NL3} = j(3C_{j2} \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \omega + \frac{3}{4}C_{j3} \cdot V_1^3 \cdot \omega) @ 3\omega \quad (46)$$

IV) Solución al circuito de tercer orden



$$Z_{eq} = (Rs + Ro) \parallel \frac{-j}{3\omega C_{j1}} = \frac{Rs + Ro}{j3\omega C_{j1}(Rs + Ro) + 1} \quad (47)$$

$$V_3 = -I_{NL3} \cdot Z_{eq} = \frac{-j(3C_{j2} \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \omega + \frac{3}{4}C_{j3} \cdot V_1^3 \cdot \omega) \cdot (Rs + Ro)}{j3\omega C_{j1}(Rs + Ro) + 1} =$$

$$= \frac{(3C_{j2} \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \omega + \frac{3}{4}C_{j3} \cdot V_1^3 \cdot \omega)(Rs + Ro)}{j - 3\omega C_{j1}(Rs + Ro)} \quad (48)$$

Sustituyendo en V_3 el valor de V_2 en función de V_1 obtenido en la ecuación 42.

$$V_3 = \frac{\frac{3C_{j2}^2 \cdot \omega^2 (Rs + Ro)^2}{j - 2C_{j1} \cdot \omega (Rs + Ro)} + \frac{3}{4}C_{j3} \cdot \omega (Rs + Ro)}{j - 3\omega C_{j1} (Rs + Ro)} \cdot V_1^3 =$$

$$= \frac{\omega^2 \cdot (Rs + Ro) \cdot (3C_{j2}^2 - \frac{3}{2}C_{j1} \cdot C_{j3}) + j\frac{3}{4}C_{j3} \cdot \omega \cdot (Rs + Ro)}{[6\omega^2 \cdot C_{j1}^2 (Rs + Ro)^2 - 1] - j5\omega \cdot C_{j1} (Rs + Ro)} \cdot V_1^3 \quad (49)$$

Sustituyendo

$$V_1^3 = \frac{V_{gen}^3}{[1 - 3\omega^2 \cdot C_{j1}^2 \cdot (Rs + Ro)^2] + j[3\omega \cdot C_{j1} (Rs + Ro) - \omega^3 \cdot C_{j1}^3 \cdot (Rs + Ro)^3]} \quad (50)$$

Se obtiene el valor de V_3 en función de V_{gen} siendo $X = \omega \cdot (Rs + Ro)$

$$V_3 = \frac{X^2 \cdot (3C_{j2}^2 - \frac{3}{2}C_{j1} \cdot C_{j3}) + j\frac{3}{4}X \cdot C_{j3}}{[24X^2 \cdot C_{j1}^2 - 23X^4 \cdot C_{j1}^4 - 1] + j[34X^3 \cdot C_{j1}^3 - 6X^5 \cdot C_{j1}^5 - 8X \cdot C_{j1}]} \cdot V_{gen}^3$$

(51)

Se calcula ahora el valor de la corriente:

$$\begin{aligned}
 I_3 &= I_{NL3} + \frac{V_3}{\frac{1}{j \cdot 3\omega C_{j1}}} = \\
 &= j \cdot 3\omega C_{j2} V_1 V_2 + j \cdot \frac{3}{4} \omega C_{j3} V_1^3 + j \cdot 3\omega C_{j1} \frac{(3\omega C_{j2} V_1 V_2 + \frac{3}{4} \omega C_{j3} V_1^3)(Rs + Ro)}{j - 3\omega C_{j1}(Rs + Ro)} = \\
 &= j \cdot 3\omega C_{j2} V_1 V_2 + j \cdot \frac{3}{4} \omega C_{j3} V_1^3 + \frac{3\omega C_{j1}(3\omega C_{j2} V_1 V_2 + \frac{3}{4} \omega C_{j3} V_1^3)(Rs + Ro)}{1 + j \cdot 3\omega C_{j1}(Rs + Ro)} \\
 I_3 &= \frac{3\omega C_{j2} V_1 V_2 + \frac{3}{4} \omega C_{j3} V_1^3}{3\omega C_{j1}(Rs + Ro) - j} \quad (52)
 \end{aligned}$$

Sustituyendo en I_3 el valor de V_2 en función de V_1 obtenido en la ecuación 42

$$\begin{aligned}
 I_3 &= \frac{\frac{3\omega^2 C_{j2}^2 (Rs + Ro)}{j - 2\omega C_{j1}(Rs + Ro)} + \frac{3}{4} \omega C_{j3}}{3\omega C_{j1}(Rs + Ro) - j} \cdot V_1^3 = \\
 &= \frac{3\omega^2 C_{j2}^2 (Rs + Ro) + j \frac{3}{4} \omega C_{j3} - \frac{3}{2} \omega^2 C_{j1} C_{j3} (Rs + Ro)}{j \cdot 3\omega C_{j1}(Rs + Ro) + 1 - 6\omega^2 C_{j1}^2 (Rs + Ro)^2 + j \cdot 2\omega C_{j1}(Rs + Ro)} \cdot V_1^3 \quad (53)
 \end{aligned}$$

Se introduce el valor de V_1^3 calculado en la expresión 50 obteniendo así el valor de I_3 en función de V_{gen} siendo $X = \omega \cdot (Rs + Ro)$

$$I_3 = \frac{\omega X \cdot (3C_{j2}^2 - \frac{3}{2}C_{j1}C_{j3}) + j\frac{3}{4}\omega C_{j3}}{1 - 6 \cdot X^2 C_{j1}^2 + j \cdot 5XC_{j1}} \cdot \frac{V_{gen}^3}{(1 - 3X^2 C_{j1}^2) + j(3XC_{j1} - X^3 C_{j1}^3)}$$

$$I_3 = \frac{\omega X \cdot (3C_{j2}^2 - \frac{3}{2}C_{j1}C_{j3}) + j\frac{3}{4}\omega C_{j3}}{(23X^4 C_{j1}^4 - 24X^2 C_{j1}^2 + 1) + j \cdot (6X^5 C_{j1}^5 - 34X^3 C_{j1}^3 + 8XC_{j1})} \cdot V_{gen}^3 \quad (54)$$

Despejando ahora los módulos de C_{j2} y C_{j3} , de las expresiones de corriente I_2 (44) e I_3 (54):

$$C_{j2} = I_2 \cdot \frac{\sqrt{(4 \cdot C_{j1} \cdot X - 2 \cdot C_{j1}^3 \cdot X^3)^2 + (5 \cdot C_{j1}^2 \cdot X^2 - 1)^2}}{\omega \cdot V_{gen}^2} \quad (55)$$

$$C_{j3} = \text{real} \left(\frac{-B + \sqrt{B^2 - 4 \cdot A \cdot C}}{2 \cdot A} \right) \quad (56)$$

Siendo

$$A = \frac{9}{16} + \frac{9}{4} \cdot C_{j1}^2 \cdot X^2$$

$$B = -9 \cdot C_{j1} \cdot C_{j2}^2 \cdot X^2$$

$$D = (23 \cdot C_{j1}^4 \cdot X^4 - 24 \cdot C_{j1}^2 \cdot X^2 + 1)^2 + (6 \cdot C_{j1}^5 \cdot X^5 - 34 \cdot C_{j1}^3 \cdot X^3 + 8 \cdot C_{j1} \cdot X)^2$$

$$C = 9 \cdot C_{j2}^4 \cdot X^2 - \frac{I_3^2 \cdot D}{\omega^2 \cdot V_{gen}^6}$$

Se sustituyen valores teniendo en cuenta que:

$$R_s = 2 \Omega$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 147 \cdot 10^6 \text{ rad / seg}$$

$$V_{gen} = \sqrt{8 \cdot 50 \Omega \cdot P_{gen}} = \sqrt{8 \cdot 50 \Omega \cdot \left(10^{\frac{-4.7 \text{ dBm}}{10}} \right) \cdot 10^{-3}} = 0.36815 \text{ V}$$

Las derivadas que se extrajeron en el proceso de caracterización del varactor se muestran en las figuras siguientes, comparadas con las derivadas numéricas obtenidas directamente derivando las capacidades de orden anterior.

$$C_{j2 \text{ numérica}} = \frac{1}{2} \text{gradient}(C_{j1 \text{ medida}}, V_{DC})$$

$$C_{j3 \text{ numérica}} = \frac{1}{3} \text{gradient}(C_{j2 \text{ medida}}, V_{DC})$$

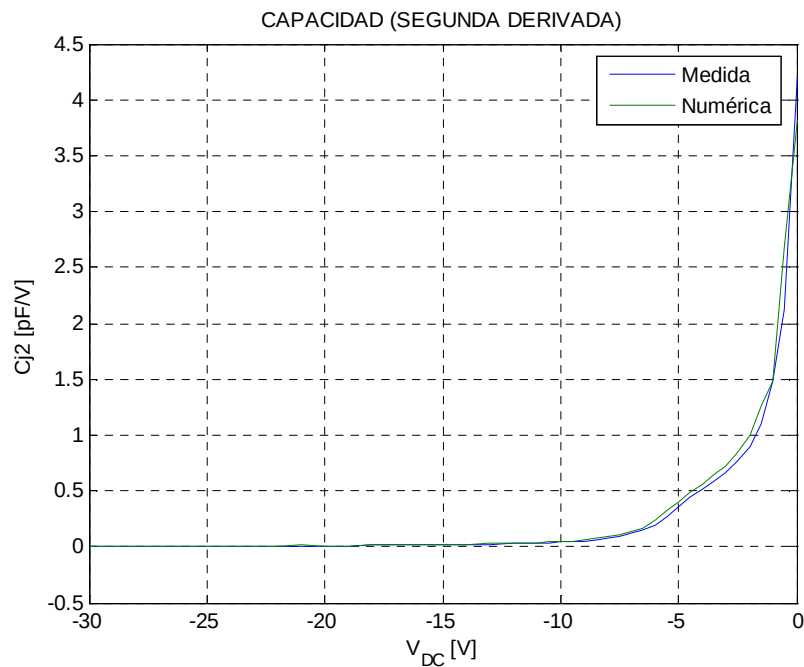


Figura 3.22. Segunda derivada del desarrollo en series de Taylor.

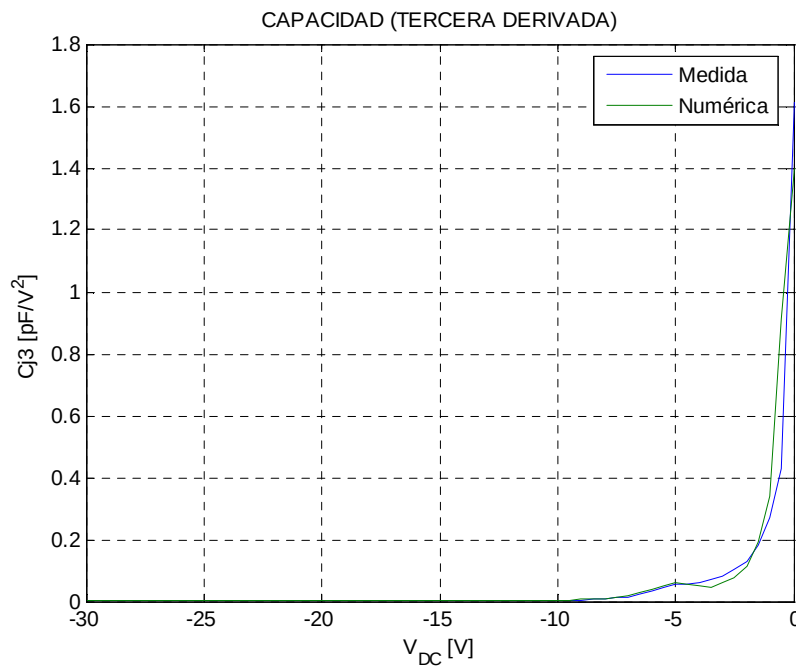


Figura 3.23. Tercera derivada del desarrollo en series de Taylor

Las medidas obtenidas coinciden con lo esperado.

3.4 Cálculo de las derivadas en Régimen Dinámico

Una vez obtenidas las derivadas en régimen estático, se modifica el sistema de medida para caracterizar las mismas, esta vez en régimen dinámico. Para ello, se realizan barridos de tensión de polarización del varactor, capturando las medidas de amplitud y fase de los armónicos medidos en reflexión.

La tensión aplicada es de tipo triangular con polaridad positiva, para lo cual el diodo varactor se conecta con el ánodo a masa. Se ha añadido al sistema de medida un amplificador operacional para poder obtener niveles de tensión superiores a 30 V, demandados por los varactores.

3.4.1 Obtención de las derivadas para un varactor

El sistema de medida empleado para la obtención de las derivadas es el mostrado en la figura 3.24.

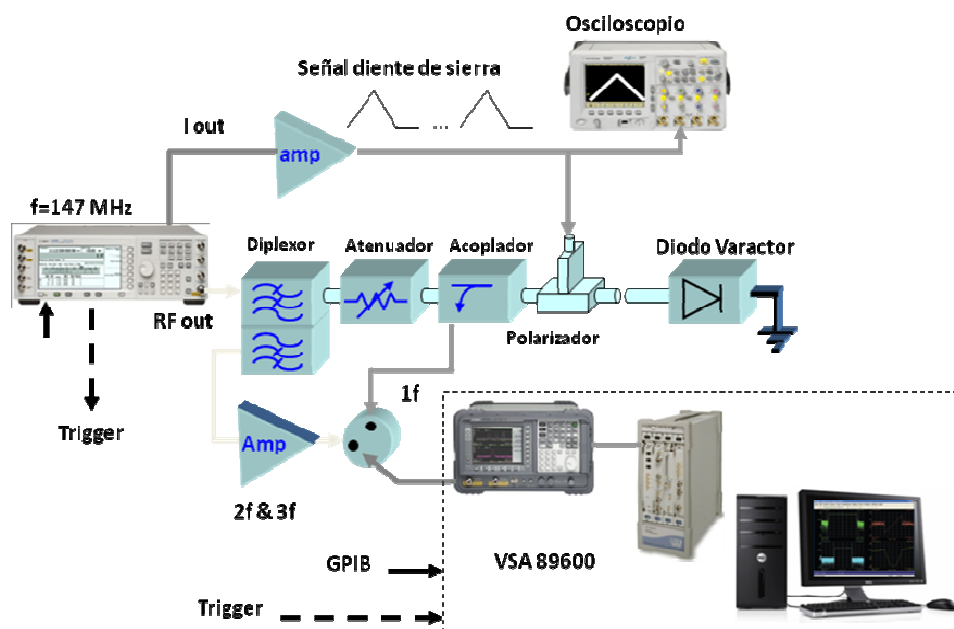


Figura 3.24. Sistema de medida en Régimen Dinámico

Esta caracterización en régimen dinámico permite la realización de un barrido más lento de la tensión de polarización, con pasos de 1 mV, a diferencia de la caracterización estática cuyos pasos eran de 1 V.

Además, con las ventajas de realizar las medidas en menos tiempo y de disponer de la componente de fase.

Los resultados de las derivadas en régimen dinámico son los mostrados en las figuras 3.25, 3.26 y 3.27.

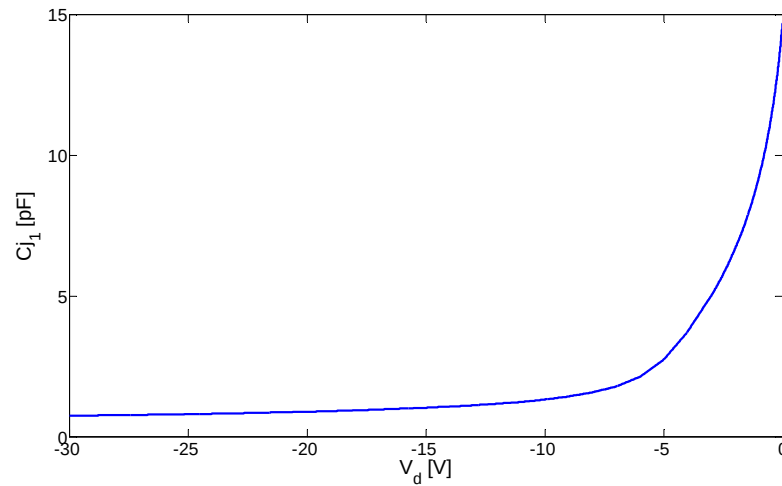


Figura 3.25. Primera derivada en régimen dinámico sistema de un varactor

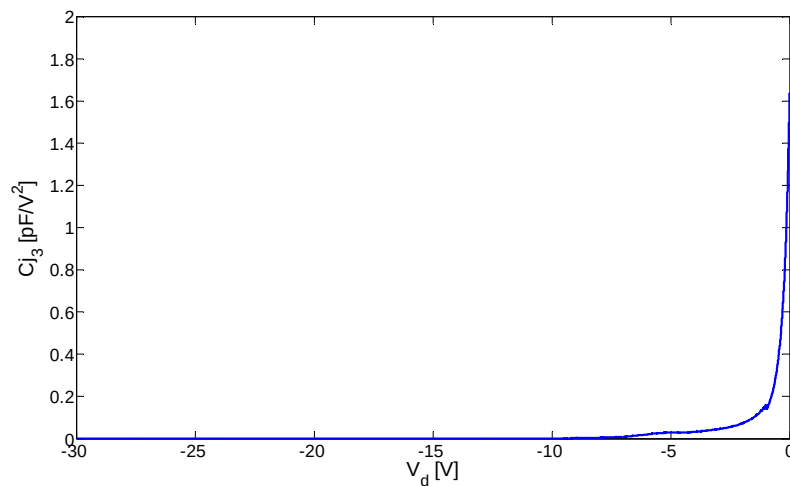


Figura 3.27. Tercera derivada en régimen dinámico sistema de un varactor

Como se puede observar en estas gráficas, a pesar de realizar el estudio de las derivadas con un barrido lento de la tensión de polarización, los resultados obtenidos son muy similares a los presentados en el apartado anterior para el régimen estático.

En un dispositivo como este en el que no existen fenómenos de dispersión no se esperan diferencias entre medidas estáticas y dinámicas. El sistema de caracterización dinámico ofrece una mayor rapidez en la medida y una reducción en los puntos de error.

3.4.2 Obtención de las derivadas para dos varactores

Una vez obtenidas las derivadas en régimen dinámico para el caso de un varactor, se realiza el estudio de las derivadas para un sistema formado por dos varactores conectados en antiserie, de manera que se cancele la distorsión de intermodulación.

Los esquemas equivalentes tanto en DC como en RF de la conexión antiserie de dos varactores son los mostrados en las figuras 3.28 -3.30.

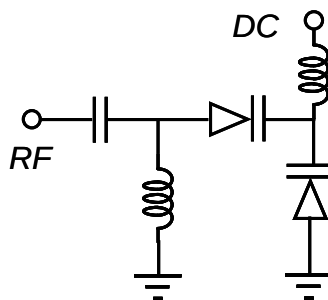


Figura 3.28. Conexión de dos varactores en antiserie

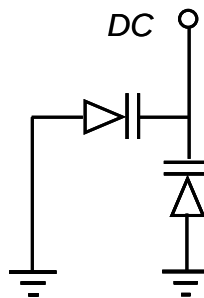


Figura 3.29. Esquema equivalente en DC de dos varactores en antiserie

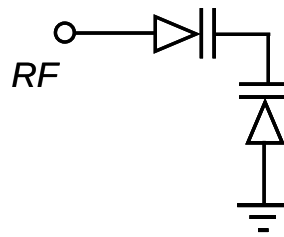


Figura 3.30. Esquema equivalente en RF de dos varactores en antiserie

El montaje del sistema de medida empleado para la caracterización de dos varactores es el mostrado en la figura 3.31. Como se puede apreciar, se ha añadido un amplificador operacional PA119 de Cirrus Logic, para alcanzar los niveles de tensión deseada.

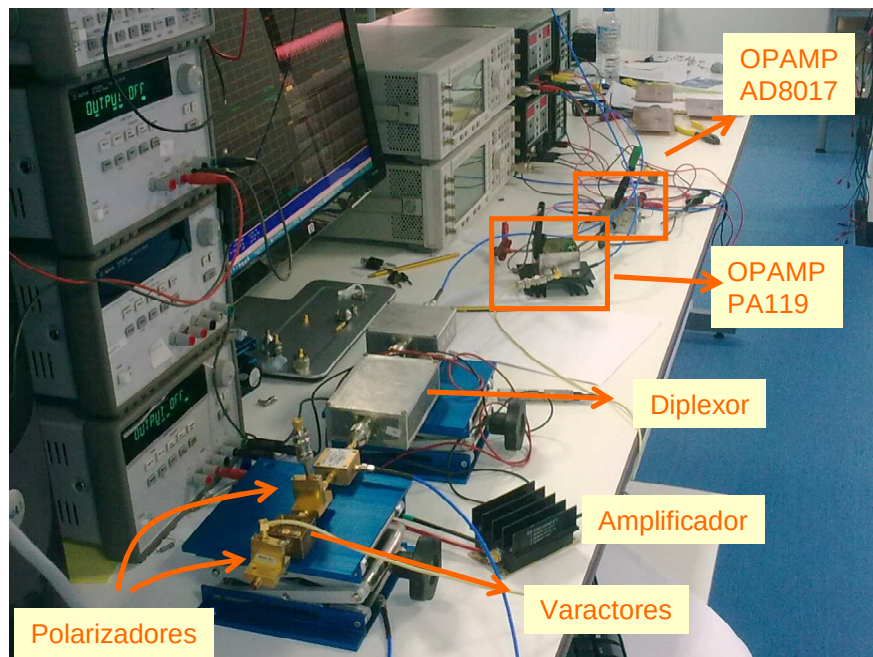


Figura 3.31. Sistema de medida para dos varactores conectados en antiserie

A continuación, en las gráficas 3.32 – 3.34 se muestran los resultados obtenidos para la primera, segunda y tercera derivada.

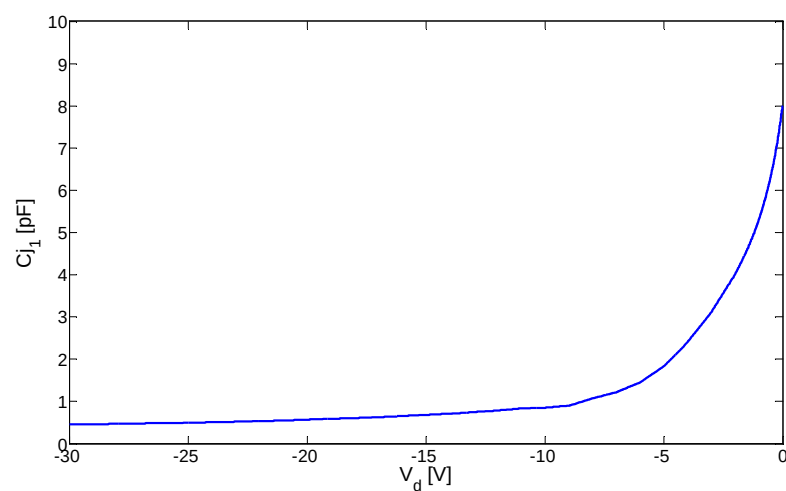


Figura 3.32. Primera derivada en régimen dinámico para la corrección de dos varactores

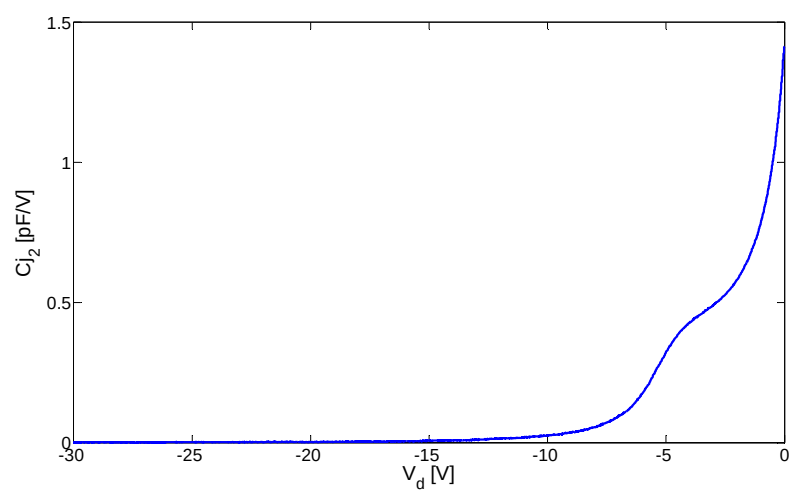


Figura 3.33. Segunda derivada en régimen dinámico para la corrección de dos varactores

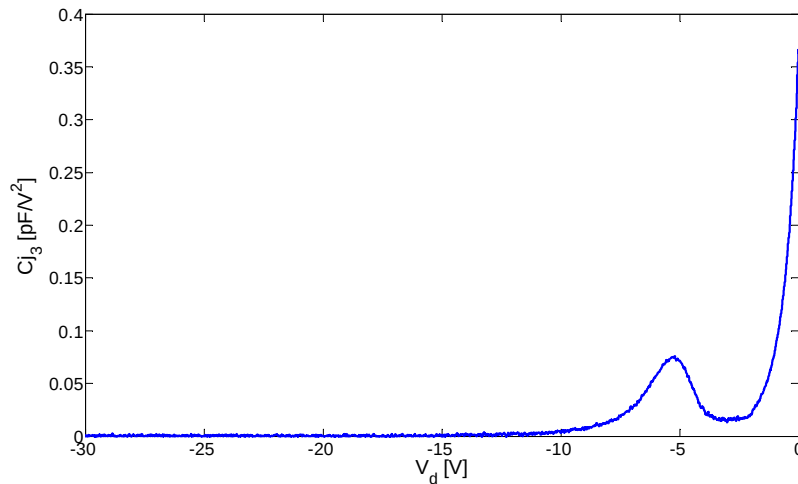


Figura 3.34. Tercera derivada en régimen dinámico para la corrección de dos varactores

Comparando las gráficas obtenidas en la conexión antiserie de dos varactores, con las obtenidas en el caso de un varactor, se puede observar que la primera derivada es similar en ambos casos, con la peculiaridad de que en el caso de la conexión de dos varactores, el valor es la mitad. Este resultado es el esperado, ya que C_{j1} representa la variación en la carga de la unión ante variaciones de tensión en la misma y constituye la capacidad lineal del varactor en el punto de polarización seleccionado.

En el caso de la segunda derivada, las diferencias son más visibles y los valores obtenidos bastante más bajos que en el caso de un varactor.

Con respecto a la tercera derivada, al igual que sucede con la segunda, los valores obtenidos son más bajos que para el caso de un varactor.

En conclusión, aunque los valores obtenidos son bastante bajos, la cancelación no es del todo absoluta, debido a elementos externos al diseño como pueden ser los elementos parásitos existentes en los encapsulados y en la misma interconexión.

3.5 Referencias

[1]: Carmen Gómez, Emigdio Malaver, José Ángel García, Tomás Fernández. “Control del Comportamiento en Distorsión de Intermodulación en un PHEMT de Enriquecimiento”, Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria.

[2]: Mercedes Erika Mendez González, “Estudio del comportamiento IMD de una antena microstrip sintonizable”, Trabajo fin de carrera, Universidad de Cantabria, Julio 2006.

[3]: Joel Vuolevi, “Analysis, Measurement and Cancellation of the bandwidth and amplitude dependence of intermodulation distortion in RF power amplifiers”, Department of Electrical Engineering, University of Oulu, P.O. Box 4500, FIN-90014 University of Oulu, Finland.

[4]: Evelio Jose Barrios Acosta, Mario Enrique Rubianogroot Saladen, “Circuitos Demostrativos y Tutorial para el diseño y construcción de circuitos de RF”, Trabajo de grado, Pontificia Universidad Javeriana, Bogota D.C.

[5]: Alejandro Nicolás de Diego Martínez, “Array retrodirectivo basado en mezcladores resistivos subarmónicos con dispositivos E-PHEMT no polarizados”, Trabajo fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Julio 2003.

[6]: Sofía Prellezo Mazón, “Conjugador de fase sin polarización basado en un mezclador resistivo con tecnología E-PHEMT”, Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Mayo 2005.

Capítulo 4

Análisis del comportamiento en Distorsión de Intermodulación (IMD) de un desfasador por reflexión (desfasador con híbrido de 90°)

La distorsión de intermodulación es el resultado de la interacción entre dos o más señales en el interior de un dispositivo no lineal, produciendo a su salida otras señales no deseadas. Estas señales adicionales que aparecen a la salida del dispositivo se conocen con el nombre de productos de intermodulación. Considerando que a la entrada del dispositivo no lineal tenemos dos tonos de radiofrecuencia f_1 y f_2 , a su salida se producirán productos de intermodulación a frecuencias suma y diferencia de múltiplos de las frecuencias originales, es decir:

$$f_{\text{salida}} = mf_1 \pm nf_2$$

Donde m y n son números enteros mayores o iguales que la unidad. El orden de la distorsión no lineal queda determinado por la suma de m y n .

En los casos particulares de $m = 0$ ó $n = 0$, a la salida del dispositivo se obtienen armónicos a frecuencias múltiplos de las frecuencias de entrada:

$$f_{\text{salida}} = mf_1, \quad f_{\text{salida}} = nf_2$$

Este tipo de distorsión se conoce con el nombre de distorsión armónica y necesita tan sólo una señal para generarse.

Las distorsiones de segundo orden como la armónica caen bastante alejadas de la banda de interés donde se encuentran las señales deseadas y, por lo tanto, generalmente no suelen causar problemas. En cambio, los productos de intermodulación de tercer orden del tipo $2f_1 - f_2$ y $2f_2 - f_1$ son los más perjudiciales, ya que se generan muy cerca de las señales de interés y son difíciles de filtrar. Todavía resulta peor el caso de una señal multicanal formada por diversas portadoras de radiofrecuencia, ya que la mayoría de los productos de intermodulación de este tipo caerán encima de los canales y serán imposibles de filtrar. Si además la banda de canales ocupa más de una octava de frecuencia, entonces ocurrirá lo mismo con la distorsión de segundo orden.

En general, conforme aumenta el orden de la distorsión, el nivel de los productos de intermodulación a la salida del dispositivo disminuye. Sin embargo, los productos de intermodulación de tercer orden tienen una amplitud proporcional al cubo de la señal de entrada, mientras que los productos de segundo orden son proporcionales al cuadrado de la señal de entrada. De este modo, si se aumenta en 1 dB la potencia de cada una de las señales de entrada, los productos de intermodulación de segundo y tercer orden a la salida del dispositivo no lineal aumentarán en 2 y 3 dB, respectivamente.

Las primeras medidas realizadas en este proyecto, fueron a partir de un circuito desfasador por reflexión (desfasador con híbrido de 90°) que ya estaba implementado en el laboratorio. La frecuencia central de operación a la que se

ha trabajado en las diferentes simulaciones y medidas del circuito desfasador por reflexión es de 2 GHz.

Para realizar el análisis del comportamiento en IMD de este desfasador se midió a la salida del circuito, la potencia de los tonos de radiofrecuencia y los productos de intermodulación de tercer orden del tipo $2f_1 - f_2$ y $2f_2 - f_1$.

Una vez realizadas las medidas del circuito implementado en el laboratorio se llevaron a cabo varias simulaciones, mediante el simulador Microwave Office, con el modelo no lineal del fabricante y con las derivadas obtenidas del varactor [1].

4.1 Simulaciones con el modelo no lineal del fabricante.

La primera simulación del desfasador por reflexión con híbrido de 90° y dos diodos varactores en paralelo se realizó utilizando el modelo no lineal del fabricante. El circuito simulado se puede observar en la figura 4.1.

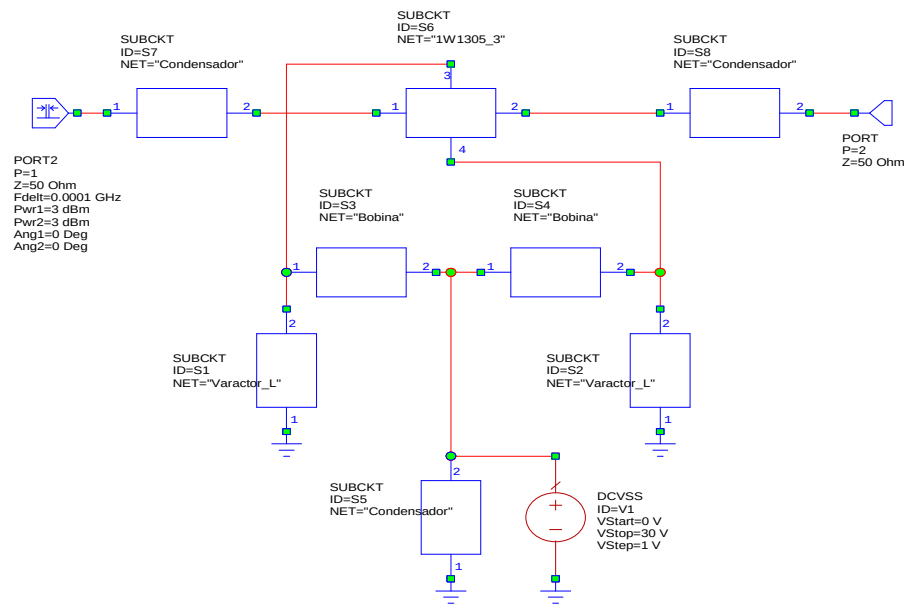


Figura 4.1 Circuito del desfasador por reflexión con dos diodos varactores.

Las dos bobinas y el condensador, forman lo que se conoce como “Bias Tee”, un tipo de multiplexor de 3 puertos en forma de T que es empleado para polarizar el diodo en este caso. Las dos bobinas de choque, sirven para evitar la interferencia por radiofrecuencia.

El híbrido de 90° utilizado fue el modelo 1W1305_3 y el modelo del varactor empleado el BB833 de la tecnología del fabricante Infineon.

El valor de los condensadores y bobinas fue seleccionado en función de la frecuencia de operación de 2 GHz y de la disponibilidad existente en el laboratorio para su implementación:

$$L=22 \text{ nH} \quad (f_r=2.3 \text{ GHz}) \quad f_r : \text{frecuencia de resonancia}$$

$$C=3\text{pF} \ (f_r=2.3\text{ GHz})$$

Se realizó una primera simulación con el modelo no lineal del varactor y posteriormente otra simulación añadiendo al modelo una inductancia en serie con este y al observar la influencia de esta, se decidió emplearla en la implementación para las diversas simulaciones posteriores. El subcircuito del varactor empleado se puede observar en la figura 4.2

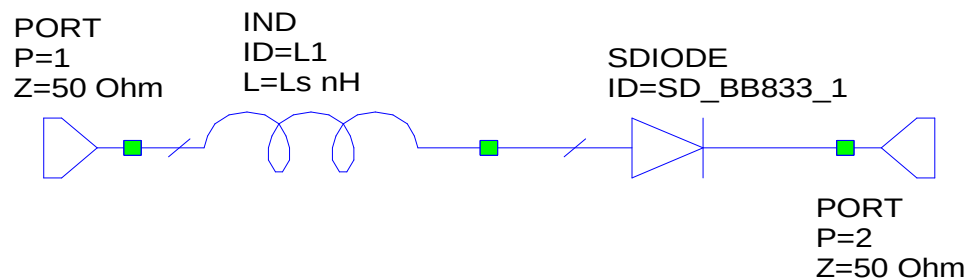


Figura4.2 Modelo no lineal del varactor BB833 añadiéndole una inductancia en serie.

La potencia de entrada que se introduce al circuito para los dos tonos es de 3 dBm y la separación entre ellos es de 100 kHz. El voltaje aplicado en la fuente de tensión es de 0 a 30 V y los varactores están conectados de tal forma que estos están polarizados en inversa.

Los resultados obtenidos mediante el simulador fueron recogidos para representarlos posteriormente con el programa MATLAB. La grafica de la Figura 4.3 muestra dicha simulación.

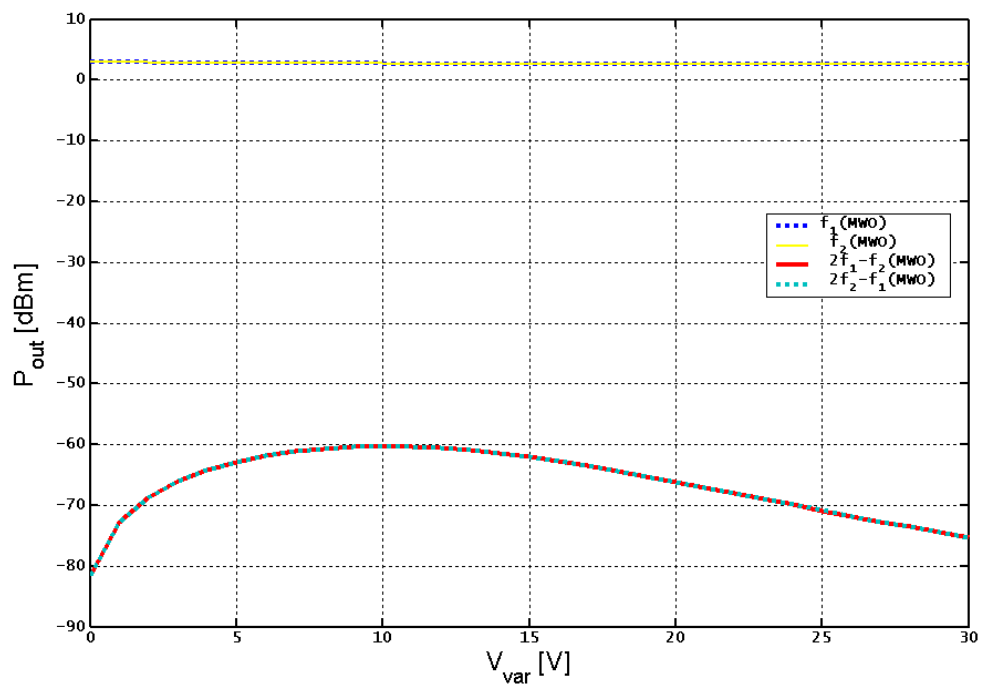


Figura 4.3 Simulación del desfasador con el modelo del BB833 del fabricante.

En la grafica de la Figura 4.3 se puede observar la potencia de cada uno de los dos tonos de entrada y la distorsión de intermodulación que aparece a la salida del circuito en función del voltaje aplicado a los diodos varactores.

4.2 Simulaciones con las derivadas en cada punto de operación

En el capítulo anterior se describieron los procesos llevados a cabo para la caracterización no lineal del varactor y la extracción de las derivadas de la no linealidad, causantes de la distorsión de intermodulación, que muestran la variación de la capacidad frente a la tensión de polarización.

Las medidas obtenidas de esas derivadas en función del voltaje entre 0 y 30V fueron empleadas para realizar una simulación del desfasador variando en cada uno de los puntos de operación, las derivadas del subcircuito del varactor.

El modelo del varactor con derivadas, por ejemplo para un voltaje de 0V, es el mostrado en la figura 4.4.

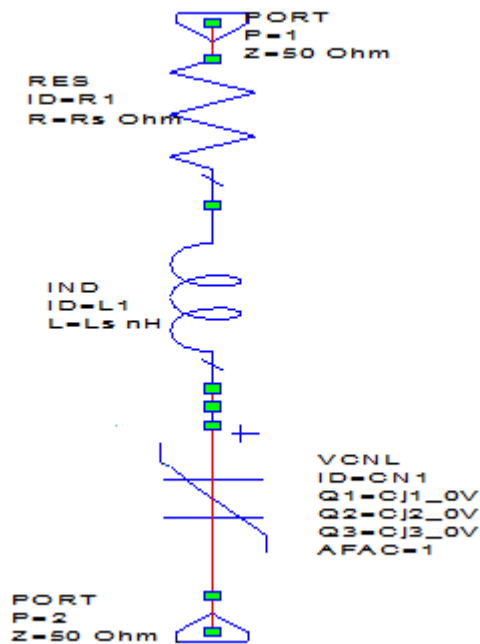


Figura 4.4. Varactor con las derivadas para 0V.

El circuito que se emplea para la simulación es el mismo que el de la figura 4.1, exceptuando la fuente de alimentación que se cortocircuita, ya que al incluir las derivadas propias del varactor en cada punto de operación y caracterizarle, no es necesario someterle a una tensión inversa de polarización.

Los resultados de la simulación se pueden observar en la grafica de la figura 4.5.

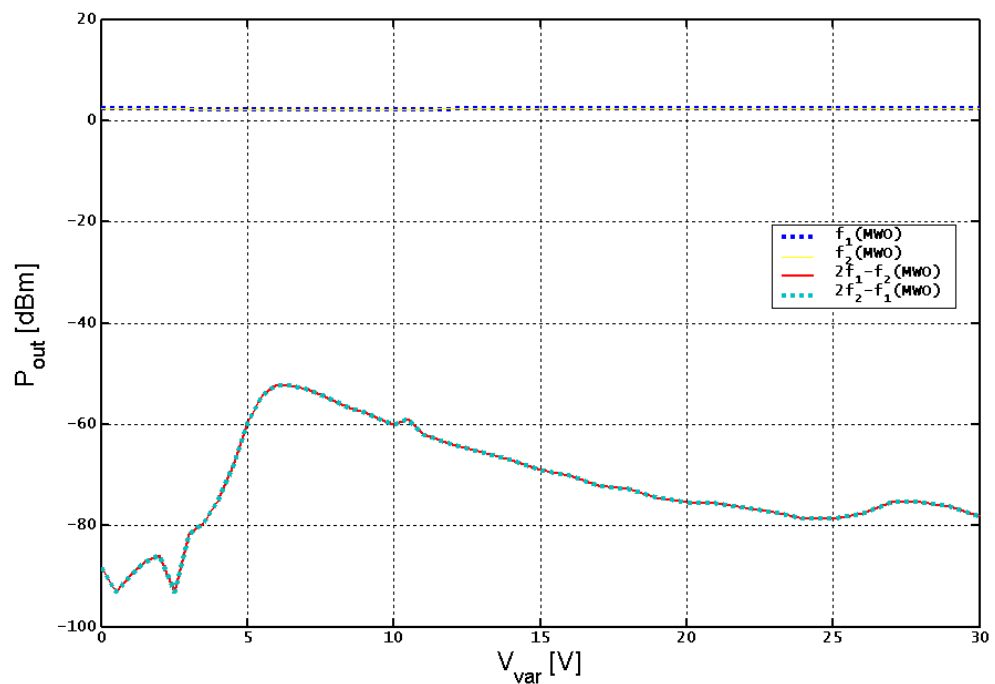


Figura 4.5. Simulación del desfasador con las derivadas del varactor.

Si realizamos una comparación de los valores obtenidos en la grafica de la figura 4.5 con los obtenidos en la simulación con el modelo no lineal del varactor, en el intervalo de 0 a 5 V, la distorsión de tercer orden es menor utilizando las derivadas. De 5 a 10 V, aparecen mejores resultados con el modelo del varactor y en el resto del intervalo de operación se puede considerar que los resultados más favorables aparecen en la simulación con las derivadas extraídas del varactor.

4.3 Comparación con las medidas.

El circuito desfasador, ya implementado en el laboratorio, es el que se muestra a continuación:

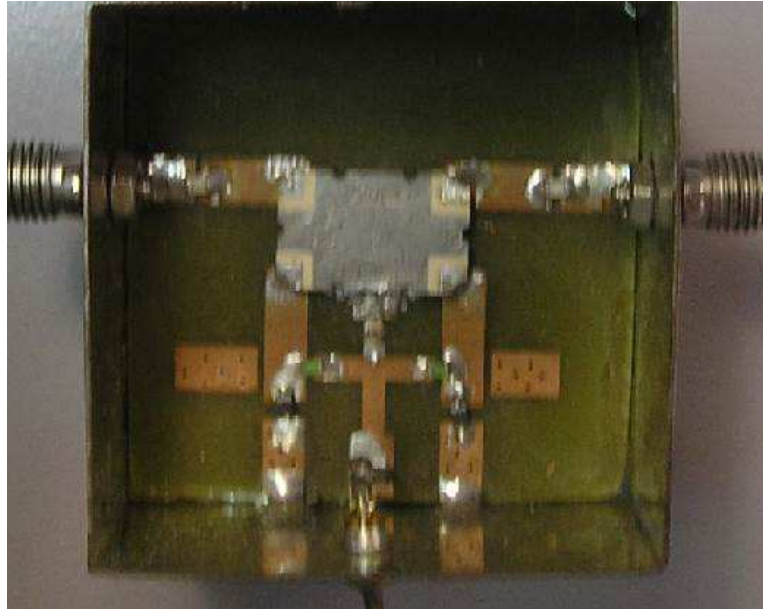


Figura 4.6. Circuito desfasador de dos varactores.

Del circuito desfasador de dos varactores, se realizaron unas primeras medidas y el montaje fue el que se muestra a continuación en la figura 4.7.

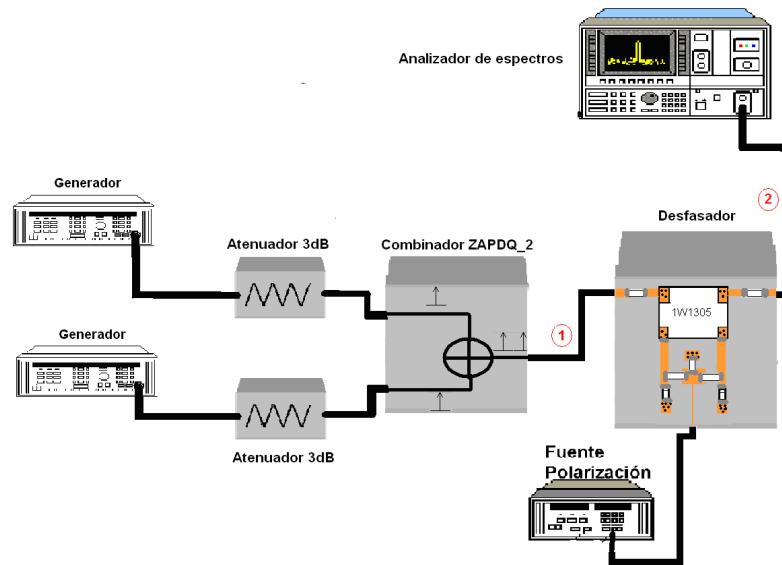


Figura 4.7. Montaje realizado para las primeras medidas realizadas con el circuito desfasador de dos varactores.

En cada uno de los generadores se introdujo unas frecuencias separadas entre si 100 kHz. En uno de ellos la frecuencia era de $f_1=1.99995$ GHz y en el otro $f_2=2.00005$ GHz. La amplitud en ambos generadores era modificada hasta obtener a la salida del combinador (punto 1), las dos señales con una potencia aproximadamente 3 dBm.

La colocación de los dos atenuadores de 3 dB en las dos entradas del combinador, tiene como misión aumentar el aislamiento entre los generadores.

La amplitud final de los generadores quedó la siguiente:

$$A(\text{generador1}) = 11.1\text{dBm}$$

$$A(\text{generador2}) = 11.1\text{dBm}$$

Y la potencia a la salida del combinador, a la entrada del circuito:

$$P_1(f_1) = 2.979 \text{ dBm}$$

$$P_1(f_2) = 2.989 \text{ dBm}$$

$$P_1(2f_1 - f_2) = -79.82 \text{ dBm}$$

$$P_1(2f_2 - f_1) = -60.26 \text{ dBm}$$

Obtenido el valor de 3 dBm en la entrada del circuito, se midió con el analizador de espectros a la salida del circuito la potencia en $P(f_1)$, $P(f_2)$ y la potencia de los productos de intermodulación de tercer orden $P(2f_1 - f_2)$ y $P(2f_2 - f_1)$ en cada una de los niveles de tensión, de 0 a 30 voltios, de 4 a 10 con intervalos de 0.5 V y de 11 a 30 V. A los valores obtenidos hay que sumarle las pérdidas existentes del cable a la salida. Para medir esas pérdidas, se conectó uno de los generadores en la entrada del cable de la salida, poniendo un tono con una amplitud de 0 dBm, para que resulte más fácil el cálculo, y se midió la potencia con el analizador a la salida del mismo. Las pérdidas obtenidas fueron de:

$$P_{\text{montaje}} = 0.68 \text{ dB}$$

En las medidas mediante este montaje, resultaba bastante complejo poder medir la intermodulación de tercer orden debido a que la $P(f_1)$ y $P(f_2)$ eran elevadas. Entonces se planteó otro esquema de montaje a partir del cual poder cancelar a la salida la potencia de los dos tonos $P(f_1)$ y $P(f_2)$ con el objetivo de poder medir la distorsión. El esquema del nuevo montaje es el mostrado en la figura 4.8.

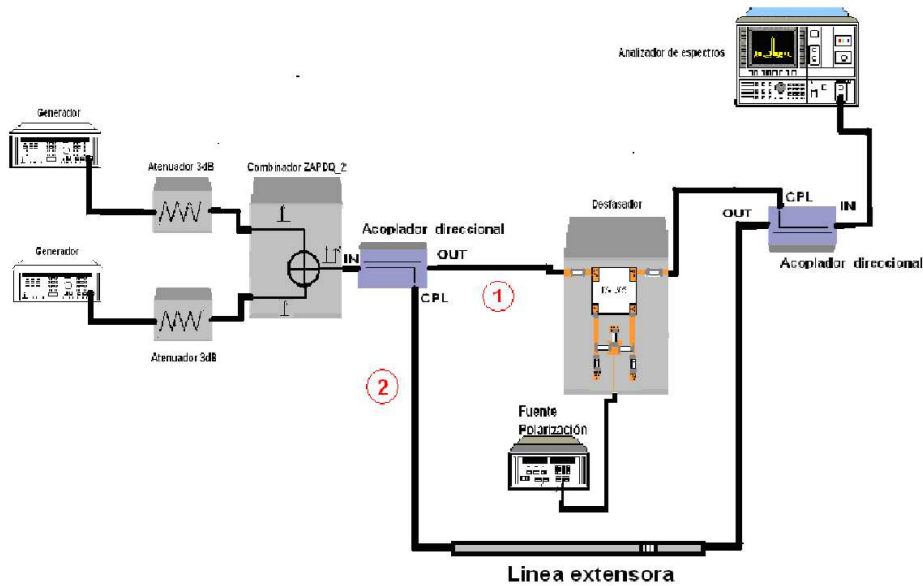


Figura 4.8. Montaje realizado para las segundas medidas con el circuito desfasador de dos varactores para obtener cancelación.

En este montaje, se puede observar el uso de dos acopladores direccionales y de una línea extensora. El acoplador direccional permite que la energía que incide en la entrada se reparta entre la puerta de salida y la acoplada. El objetivo de la línea extensora es la de ajustar la fase de los dos tonos para lograr su cancelación.

Al igual que el montaje anterior, en la entrada del circuito o a la salida del acoplador direccional se quiere obtener una potencia de los dos tonos de 3dBm. Para ello es necesario variar la amplitud de los generadores, obteniendo:

$$A(\text{generador1}) = 13.3\text{dBm}$$

$$A(\text{generador2}) = 12.74\text{dBm}$$

La amplitud necesaria para cada generador no tiene porque ser la misma, ya que estos son modelos distintos.

La potencia en la entrada del circuito (punto 1) resulta:

$$P_1(f_1) = 3.006 \text{ dBm}$$

$$P_1(f_1) = 3.006 \text{ dBm}$$

$$P_1(2f_1 - f_2) = -71.9 \text{ dBm}$$

$$P_1(2f_2 - f_1) = -66.27 \text{ dBm}$$

Midiendo a la salida de la puerta acoplada del acoplador direccional (punto 2) se obtienen los siguientes valores:

$$P_2(f_1) = -6 \text{ dBm}$$

$$P_2(f_1) = -6 \text{ dBm}$$

Conectada la línea extensora y el segundo acoplador a la salida del circuito es medida la potencia en $P(f_1)$, $P(f_2)$ y $P(2f_1 - f_2)$ y $P(2f_2 - f_1)$, para cada uno de los intervalos de tensión como en el caso anterior. Debemos también medir las pérdidas, ya que los valores que interesan son justo a la salida del circuito y no después del acoplador que es donde se mide para poder cancelar. Para obtener esas pérdidas, en el último acoplador unimos la entrada acoplada (CPL) a uno de los generadores con una amplitud de 0 dBm y en la salida (OUT) conectamos una carga adaptada de 50Ω , medimos con el analizador la potencia en la entrada (IN) y obtenemos unas pérdidas de:

$$P_{2\text{ montaje}} = 14.15 \text{ dBm}$$

Estas pérdidas hay que sumarlas a los valores resultantes de potencia de intermodulación.

Utilizamos los valores obtenidos mediante el montaje con cancelación para hacer una representación y una posterior comparación con las gráficas resultantes de la simulación.

En la grafica de la figura 4.9 se representan los valores obtenidos mediante simulación con el Microwave Office del modelo no lineal de los varactores y los valores medidos con el montaje con cancelación.

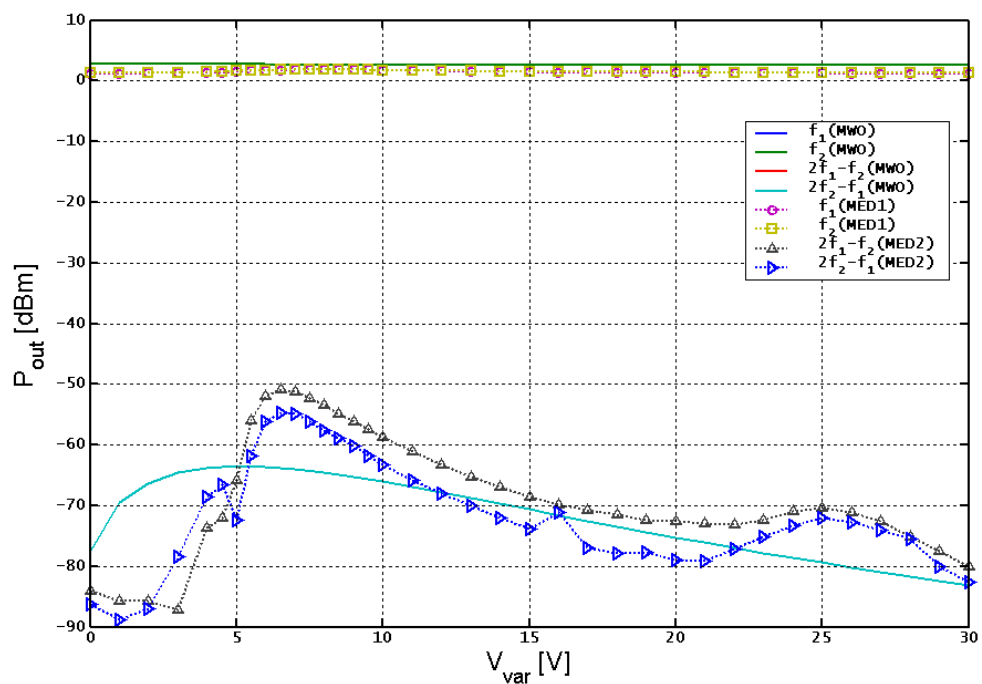


Figura 4.9. Comparación de la simulación del desfasador con dos varactores con su modelo no lineal y los resultados medidos mediante el montaje de cancelación.

En la grafica de la figura 4.10 se representan los valores resultantes de la simulación con el modelo del varactor con sus derivadas y los valores medidos en el montaje con cancelación.

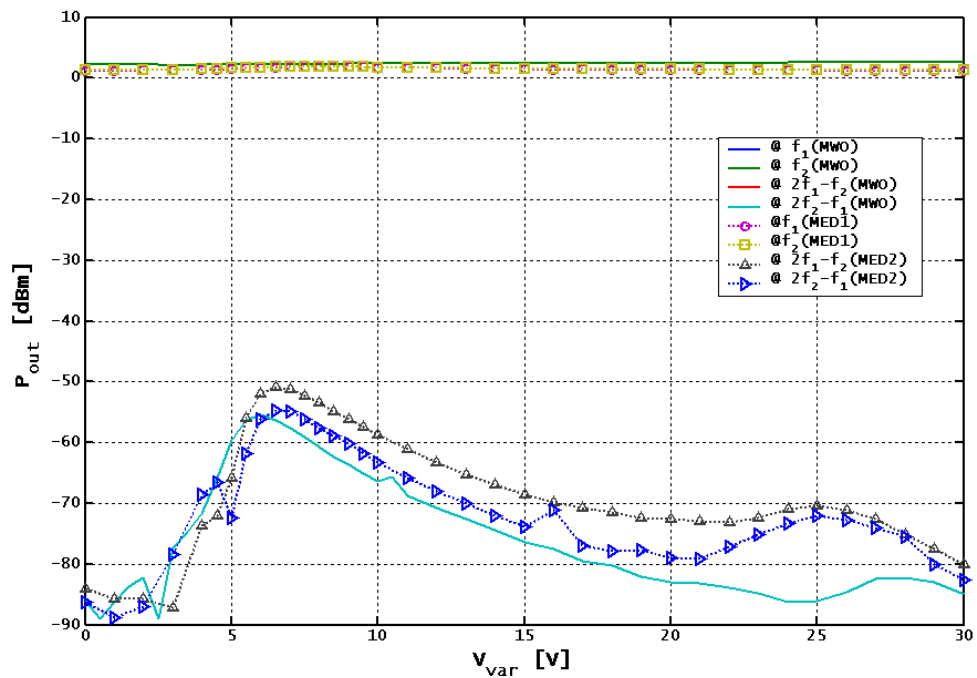


Figura 4.10. Comparación de la simulación del desfasador con dos varactores y sus derivadas y los resultados medidos mediante el montaje de cancelación.

Si comparamos los resultados obtenidos en ambas gráficas, Figura 4.9 y Figura 4.10 las medidas obtenidas mediante el montaje del circuito con cancelación de la potencia de los dos tonos, se aproximan en mayor medida a la simulación realizada con las derivadas del varactor. Esto indica que el modelo no lineal propuesto por el fabricante no es muy adecuado para la distorsión, y válida la extracción realizada en el proyecto anterior [1] de las derivadas.

Para ver la variación de amplitud y fase introducida por este desfasador, se midió con el analizador de redes el parámetro S_{21} en dB y en grados. Los resultados son los que se muestran en las gráficas de las figuras 4.11 y 4.12 respectivamente.

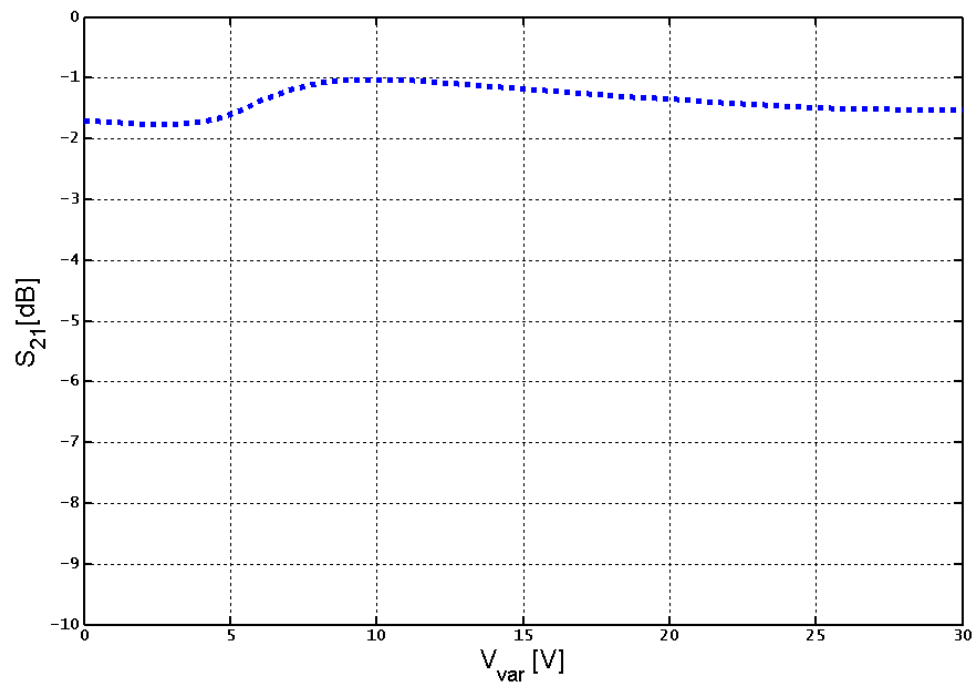


Figura 4.11 S_{21} (dB) en función del voltaje del desfasador con dos varactores.

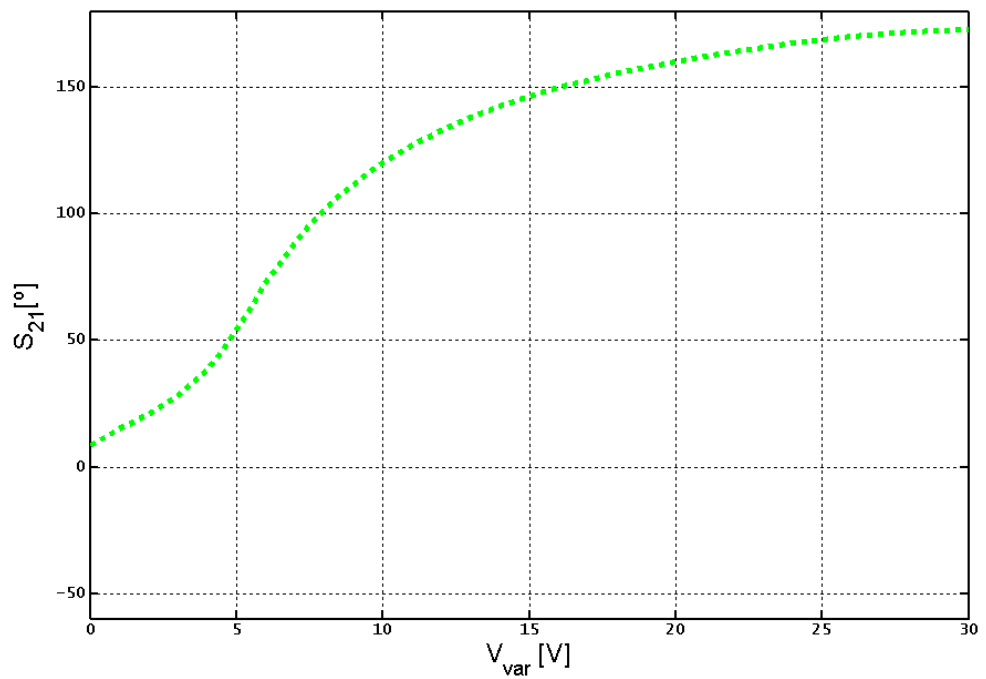


Figura 4.12. S_{21} (°) en función del voltaje del desfasador con dos varactores.

La variación de fase que se consigue es aproximadamente de unos 180° y la amplitud se mantiene prácticamente constante a lo largo del intervalo, entre -1 y -2 dB.

4.4 Modificación del modelo no lineal del varactor.

La capacidad de unión del modelo no lineal de un diodo varactor [2] en función del voltaje de polarización aplicado a este, viene dada por la siguiente expresión:

$$C_j(V_j) = \frac{C_{j_0}}{\left(1 - \frac{V_j}{V_{bi}}\right)^m} \quad (4.1)$$

Y los parámetros de dicha expresión representan:

C_{j_0} = voltaje inicial de la capacidad de la unión.

V_{bi} = tensión intrínseca.

m = grado de unión de la capacidad del diodo.

V_j = voltaje de polarización aplicado al diodo.

En el modelo de varactor empleado, el BB833, los valores de estos parámetros son los siguientes:

$$C_{j_0} = 14.567523 \text{ pF}$$

$$V_{bi} = 0.39089 \text{ V}$$

$$m = 0.90022$$

El valor de Cj_0 es el valor exacto obtenido en los cálculos del capítulo anterior para una tensión de 0V. El valor de $Cj1$ para un valor de tensión de 0 V aplicado al diodo.

El objetivo es modificar los parámetros propios del diodo, V_{bi} y m para que el modelo reproduzca las derivadas anteriormente calculadas. La mayor aproximación conseguida entre los valores medidos de las derivadas y la modificación del modelo no lineal es para un valor de los parámetros:

$$V_{bi} = 0.9V$$

$$m = 0.9$$

Y los resultados de comparación los podemos observar en las graficas de las siguientes figuras.

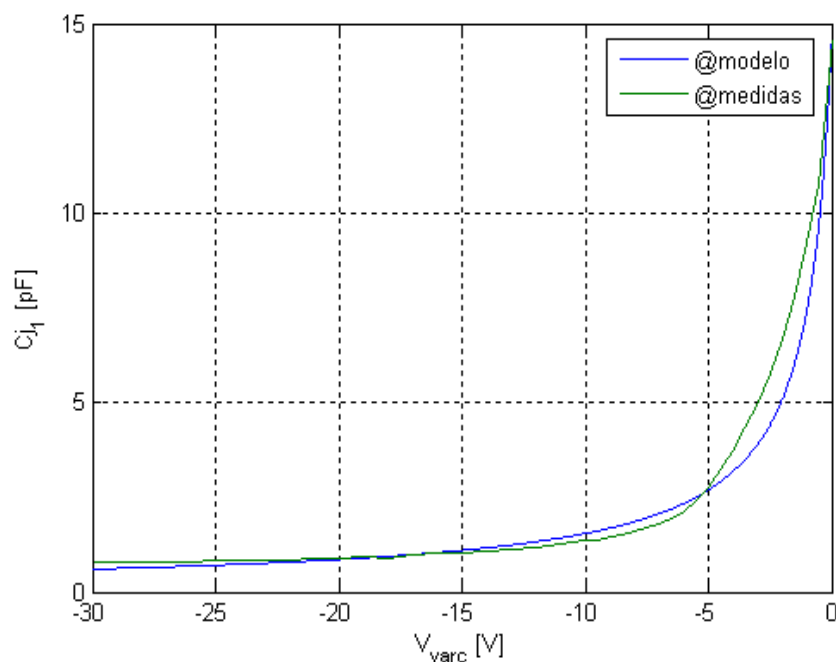


Figura 4.13. Comparación de los valores medidos de la $Cj1$ y el modelo ajustado del varactor.

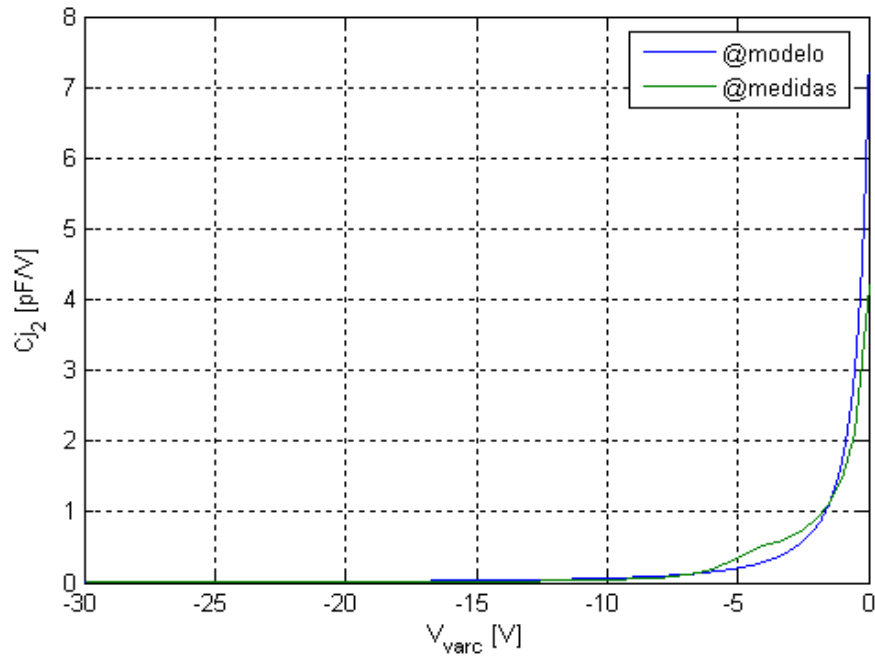


Figura 4.14. Comparación de los valores medidos de la C_{j2} y el modelo ajustado del varactor

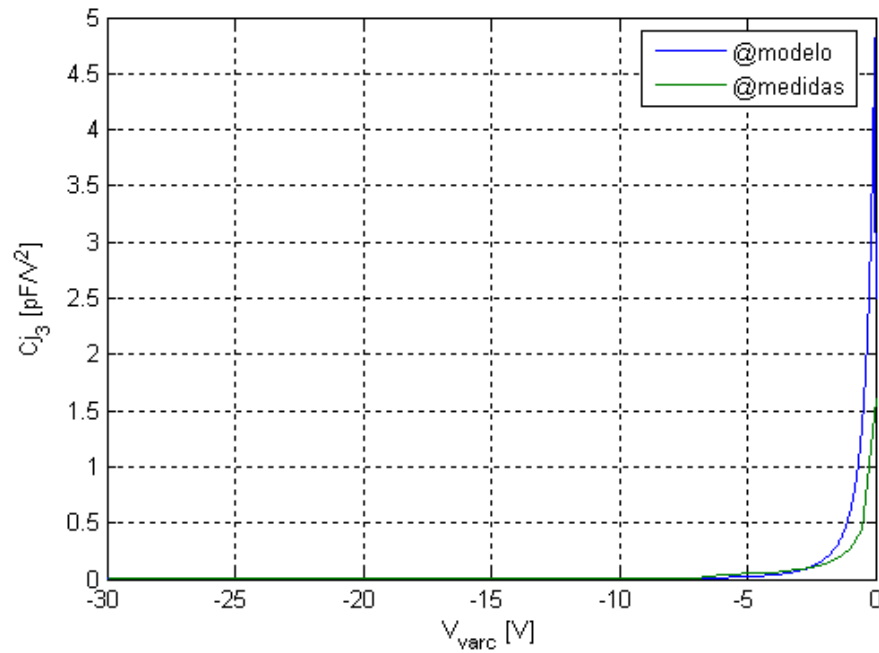


Figura 4.15. Comparación de los valores medidos de la C_{j3} y el modelo ajustado del varactor

4.5 Referencias

[1] Mercedes Erika Mendez Gonzalez. “Estudio del comportamiento en IMD de una antena microstrip sintonizable”, Trabajo Fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Julio 2006.

[2] K.Buisman, L.C.N de Vreede, L.E.Larson, M.Spirito, A.Akhnoukh, T.L.M. Scholtes and L.K. Nanver , “Distortion-Free Varactor Diode Topologies for RF Adaptivity”.

Capítulo 5

Diseño de un desfasador con mejora en linealidad

Se realizó un primer diseño de un desfasador, partiendo de la idea propuesta en un artículo [1], utilizando la configuración de los cuatro varactores mostrada en la figura 5.1.

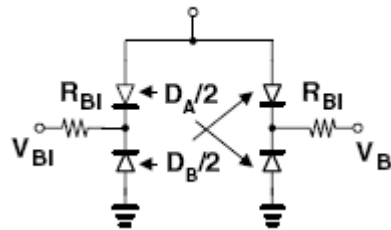


Figura 5.1. Conexión anti-serie/anti-paralelo de diodos varactores.

Se llevaron a cabo varias simulaciones utilizando esta configuración con el propósito de mejorar la linealidad y observando que los cambios no eran elevados respecto de la configuración empleada en el primer circuito desfasador medido, se elaboró una nueva configuración. Ésta se basa en cuatro varactores conectados en paralelo y tras varias simulaciones, tanto como con el modelo del varactor, como con las derivadas se observa una mejora en la linealidad, así que se decidió una implementación de dicho circuito, para tomar medidas, y poder verificar un mejor comportamiento respecto de la linealidad.

5.1 Esquemático

El esquemático del diseño final implementado para conseguir una mejora en la linealidad es el mostrado en la figura 5.2.

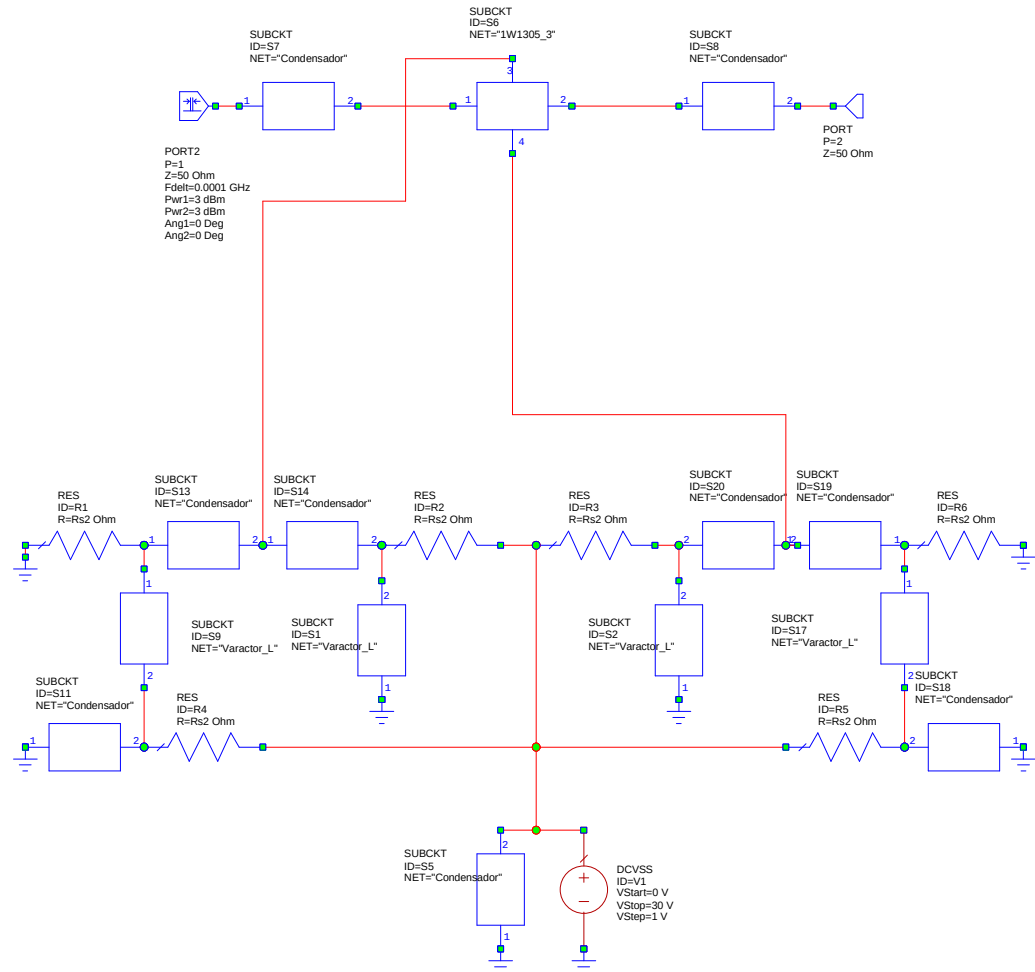


Figura 5.2. Desfaseador con cuatro varactores en paralelo.

Se realizó una simulación de otro esquemático como el de la figura 5.2, con la única diferencia que en el lugar de las resistencias había inductancias y luego se simuló este esquemático con un valor de resistencias de 10 MΩ, comprobando una mejora.

Los dos condensadores, en los puertos 1 y 2 del híbrido, en realidad ya no son necesarios para introducir los dos tonos de RF, debido a la existencia de otros condensadores que lo permiten. Las redes de reactancia variable conectadas a los puertos 3 y 4 son simétricas, consiguiendo con ello la adaptación del híbrido.

La fuente de tensión es colocada para realizar la simulación con el modelo no lineal de los varactores, pero en el resto de las simulaciones esta será eliminada, ya que se colocaran los varactores con sus derivadas correspondientes en cada punto de polarización.

5.2 Simulaciones. Modelo y sus derivadas.

En la figura 5.3 se puede observar la simulación del desfasador con cuatro varactores, con el modelo no lineal de estos. La zona de mayor cambio esta entre los puntos de polarización de 0 a 5V. Las pérdidas aumentan y tras pasar esta zona descienden y se mantienen más estables.

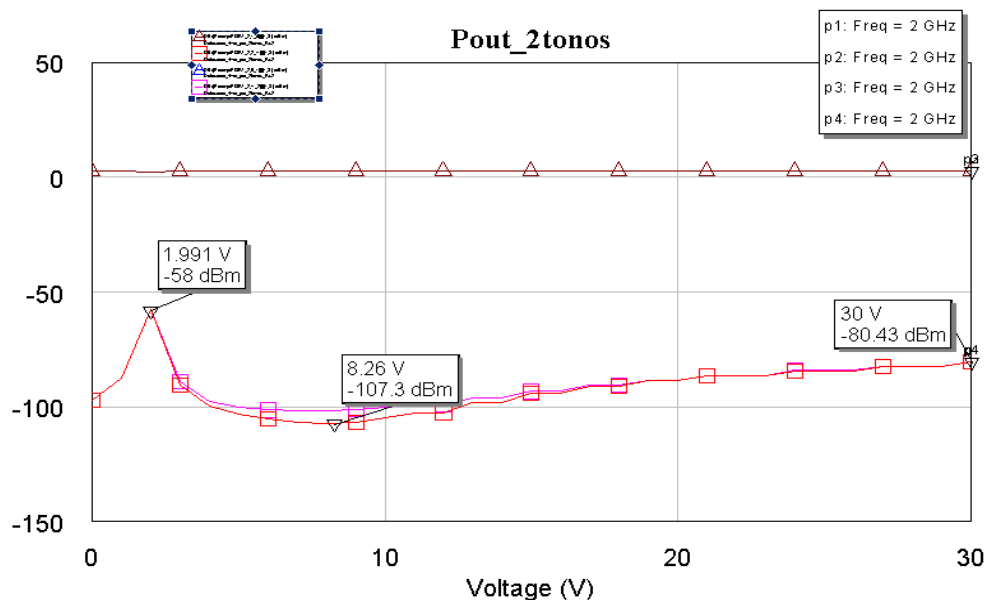


Figura 5.3. Resultado de la simulación del desfasador con cuatro varactores, con el modelo no lineal de estos.

En la figura 5.4 se observa la simulación del circuito con cuatro varactores, pero en este caso se elimina la fuente de tensión de polarización y se sustituye cada uno de los varactores por sus derivadas. En cada punto de operación se realiza una simulación con el valor correspondiente de las derivadas y se recogen los valores en una tabla, para posteriormente representar los valores en MATLAB.

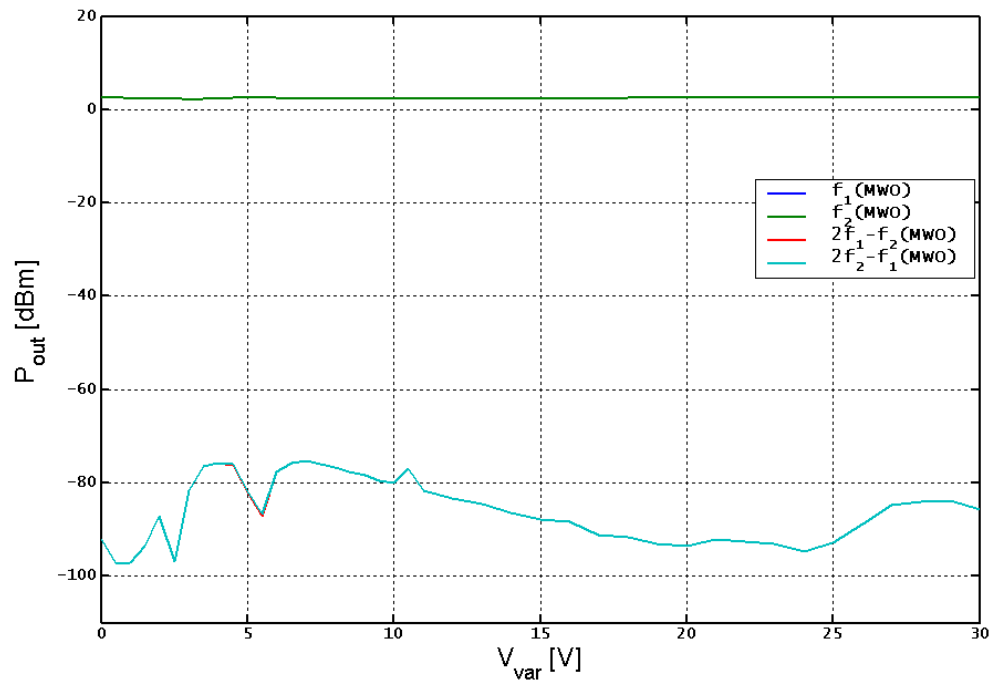


Figura 5.4. Resultado de la simulación del desfasador con cuatro varactores, con sus derivadas.

Se puede observar en la grafica la simetría existente entre los dos tonos introducidos y los productos de intermodulación de tercer orden.

Para comprobar que los resultados obtenidos de la simulación del nuevo desfasador, son mejores respecto de las medidas obtenidas con el primer desfasador de dos varactores, se representa en la figura 5.5 una comparación de dichos resultados.

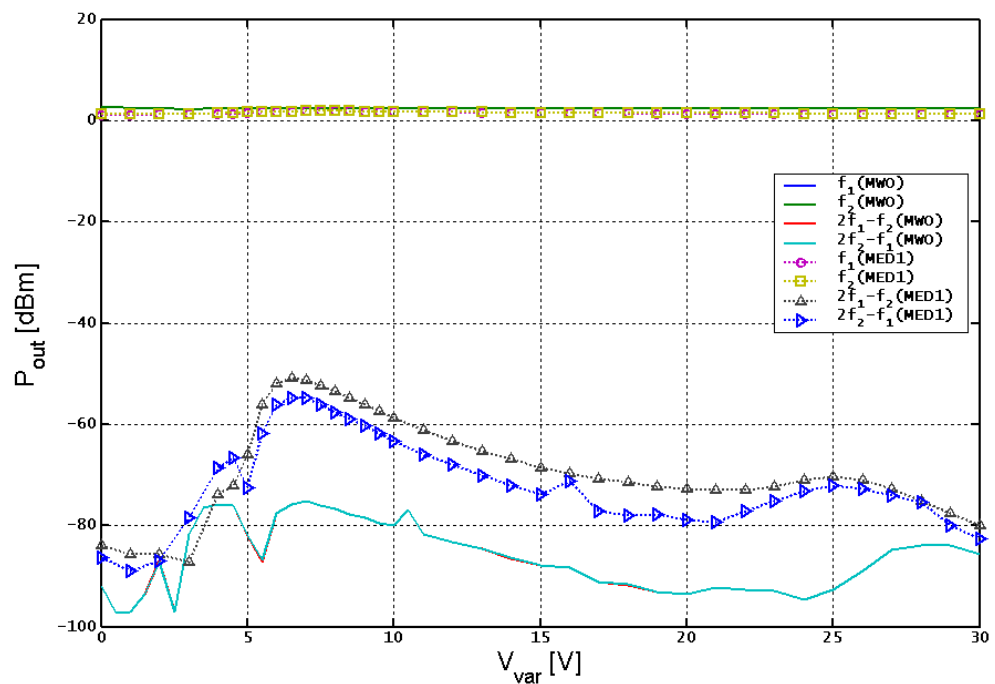


Figura 5.5. Comparación de las medidas del primer circuito y la simulación del segundo circuito con las derivadas de los varactores.

Obtenido estos resultados se decide llevar a cabo una implementación de este desfasador de cuatro varactores para llevar a cabo una serie de medidas y observar si en realidad se cumple la mejora obtenida mediante la simulación.

5.3 Implementación.

El diseño del circuito que posteriormente fue construido es el mostrado en la figura 5.6.

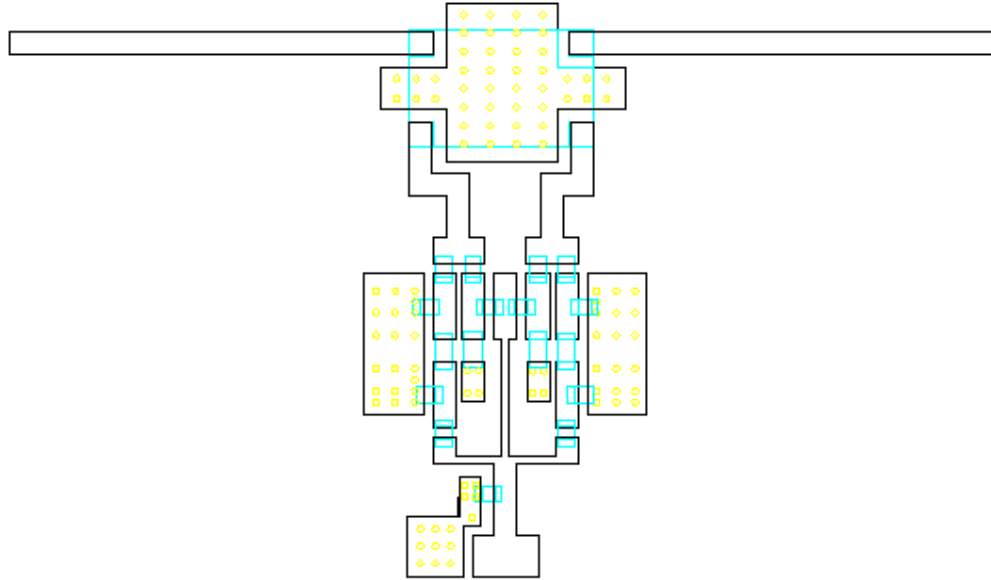


Figura 5.6. Diseño del circuito desfasador con cuatro varactores.

La implementación real resultante es la mostrada en la figura 5.7.



Figura 5.7. Circuito desfasador de cuatro varactores.

5.4 Medidas.

Para la medida de los productos de intermodulación de tercer orden, se realizaron exactamente los mismos montajes que para las medidas del primer circuito mostrado en las figuras 4.7 y 4.8, exceptuando que se colocaron atenuadores de 6 dB, con el propósito de reducir la distorsión procedente de los generadores.

La calibración de los generadores, la potencia de entrada y la frecuencia de los tonos introducidos al circuito fue exactamente la misma que para el primer circuito.

Con el primer montaje, sin cancelación de los dos tonos, se midió la potencia de salida de estos, y ya que los productos de intermodulación de tercer orden eran complejos de medir, se montó el segundo montaje en el que se incluye los acopladores direccionales y la línea extensora con la cual se cancela la potencia de los dos tonos.

Para el montaje de la figura 4.7, la amplitud necesaria para obtener a la salida del combinador una potencia de los dos tonos aproximadamente de 3 dBm fue la siguiente:

$$A(\text{generador1}) = 11.6\text{dBm}$$

$$A(\text{generador2}) = 11.38\text{dBm}$$

Y la potencia a la salida del combinador, a la entrada del circuito:

$$P_1(f_1) = 3.016\text{dBm}$$

$$P_1(f_1) = 3.026\text{dBm}$$

$$P_1(2f_1 - f_2) = -77.34\text{dBm}$$

$$P_1(2f_2 - f_1) = -77.51\text{dBm}$$

Una vez medido un valor de 3dBm de potencia de entrada, medimos a la salida del circuito con el analizador de espectros la potencia de salida de los dos tonos $P(f_1)$ y $P(f_2)$. Las pérdidas existentes del cable a la salida y las cuales hay que sumar a los resultados de potencia de los dos tonos obtenidos fueron:

$$P_{\text{montaje}} = 0.798\text{dB}$$

Montamos el segundo montaje, el de la figura 4.8, y para obtener una potencia de entrada de 3dBm en la entrada del circuito fue necesario que los generados tuviesen las siguientes amplitudes:

$$A(\text{generador1}) = 18.7\text{dBm}$$

$$A(\text{generador2}) = 17.74\text{dBm}$$

Y la potencia a la entrada del circuito, a la salida del primer acoplador, resulta:

$$P_1(f_1) = 2.97\text{dBm}$$

$$P_1(f_1) = 2.971\text{dBm}$$

$$P_1(2f_1 - f_2) = -76.82\text{dBm}$$

$$P_1(2f_2 - f_1) = -73.32\text{dBm}$$

Una vez conseguida esa potencia de entrada, se mide con el analizador de espectros en la entrada del segundo acoplador la potencia de los productos de intermodulación $P(2f_1 - f_2)$ y $P(2f_2 - f_1)$, variando la línea extensora para cancelar en cada punto de operación $P(f_1)$ y $P(f_2)$. Además es necesario medir las pérdidas del acoplador a la salida para sumar a los resultados anteriores. Estas pérdidas fueron de:

$$P_{2_{\text{montaje}}} = 12.9\text{dBm}$$

Recogido todos los valores en cada punto de operación de los varactores, de 0 a 30V, la gráfica de la figura 5.8 muestra los resultados en comparación con los resultados de la simulación mediante el programa de simulación.

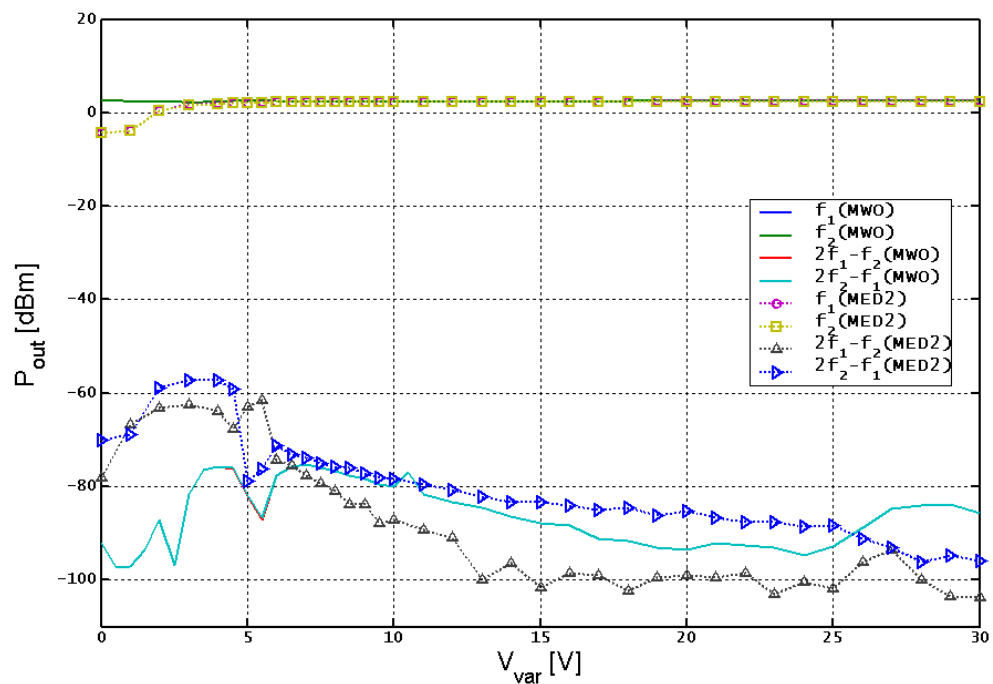


Figura 5.8. Comparación de medidas obtenidas del segundo desfasador con la simulación.

Se puede observar que la distorsión mejora, que la predicción realizada es bastante buena, pero que existe una asimetría del circuito implementado porque las medidas de la potencia de los productos de intermodulación no coinciden. Además en tensiones bajas, las medidas se alejan bastante de los resultados de simulación.

Con el analizador de espectros se mide la capacidad de variación de fase y de amplitud, el parámetro S_{21} en dB y en grados. Los resultados se muestran en la figuras 5.9 y 5.10 respectivamente.

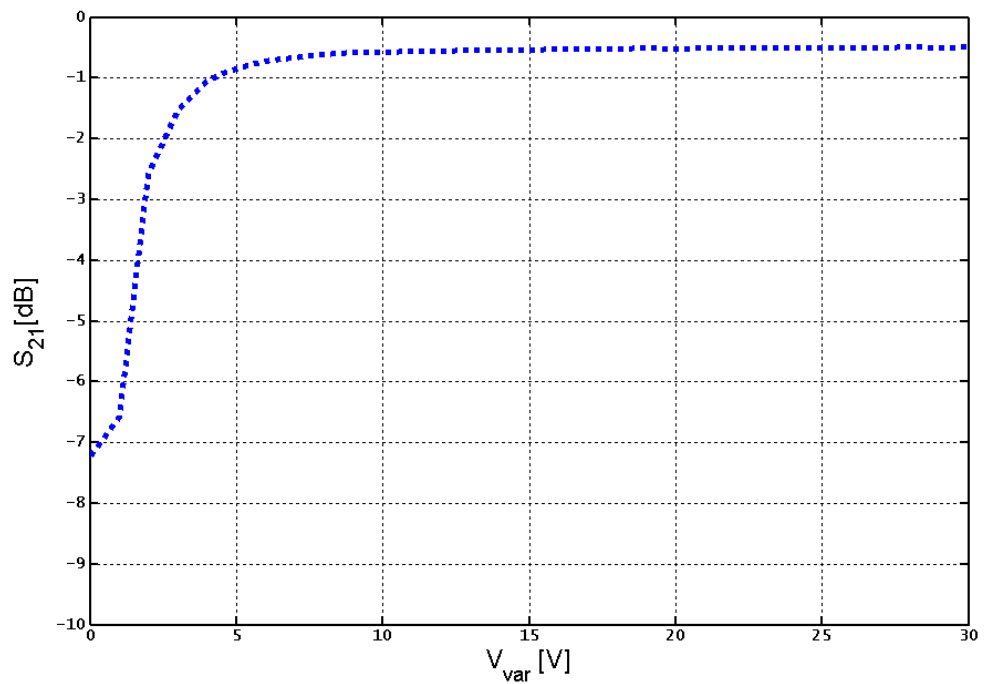


Figura 5.9. S_{21} (dB) en función del voltaje del desfasador con cuatro varactores.

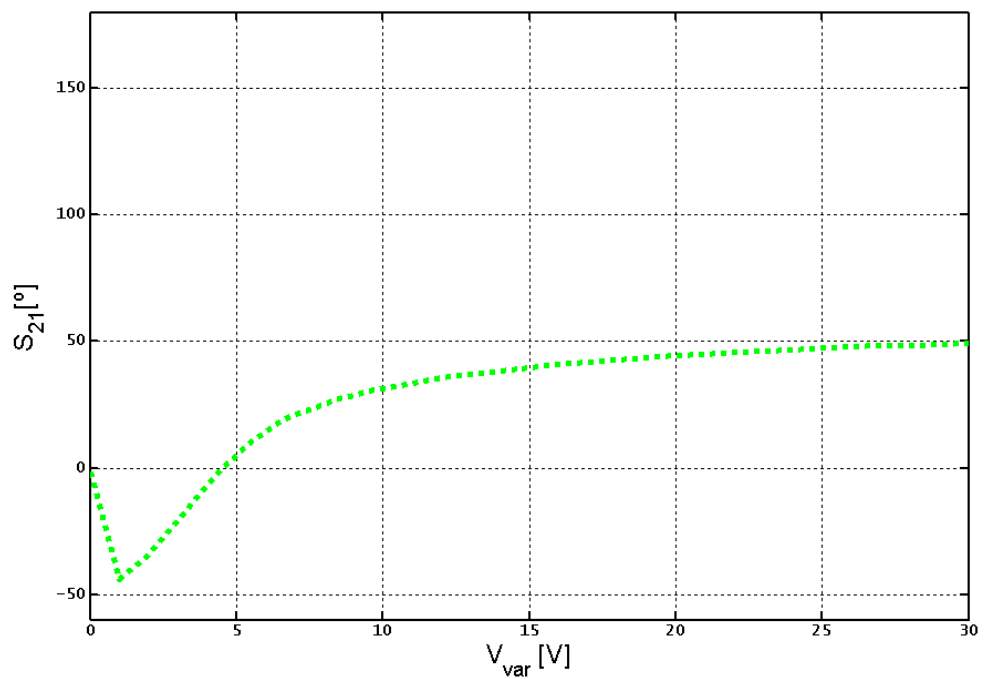


Figura 5.10. S_{21} (°) en función del voltaje del desfasador con cuatro varactores.

La variación de amplitud es aproximadamente de 7 dB y la variación de fase de unos 100 grados.

La zona más revelante de tensión, no coincide con los valores obtenidos mediante la simulación. Esto es debido a que la existencia de los cuatro varactores y los diversos condensadores aumentan los efectos parásitos, disminuyendo la frecuencia de resonancia y esto provoca que los valores de distorsión de intermodulación no coincidan con los simulados.

Para evitar la resonancia existente (aumentar la frecuencia) y compensar el efecto de las inductancias parásitas de los varactores, se optó por sustituir los condensadores de 3 pF del circuito, por otros de menor valor, de 1.8 pF. Se realizó de nuevo todas las medidas necesarias y los resultados obtenidos son los mostrados en las graficas siguientes:

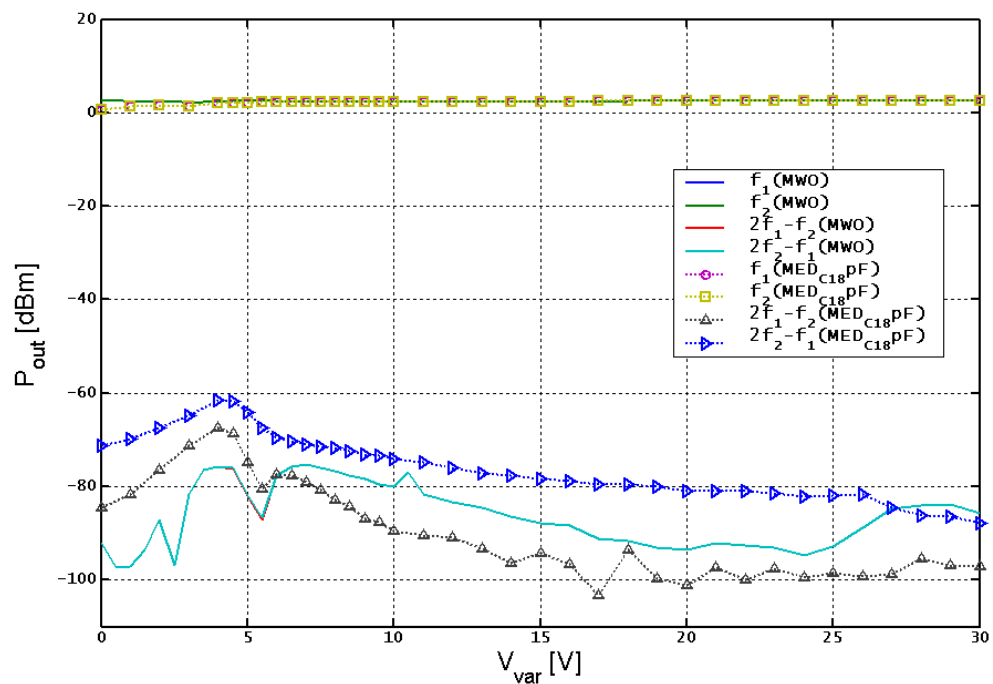


Figura 5.11. Comparación del segundo circuito con condensadores de 1.8 pF con la simulación.

Se puede observar en la gráfica que se consigue evitar la resonancia existente, y la distorsión de intermodulación se reduce en la zona más revelante. La variación de amplitud y fase fue medida con el analizador de espectros y es mostrada a continuación.

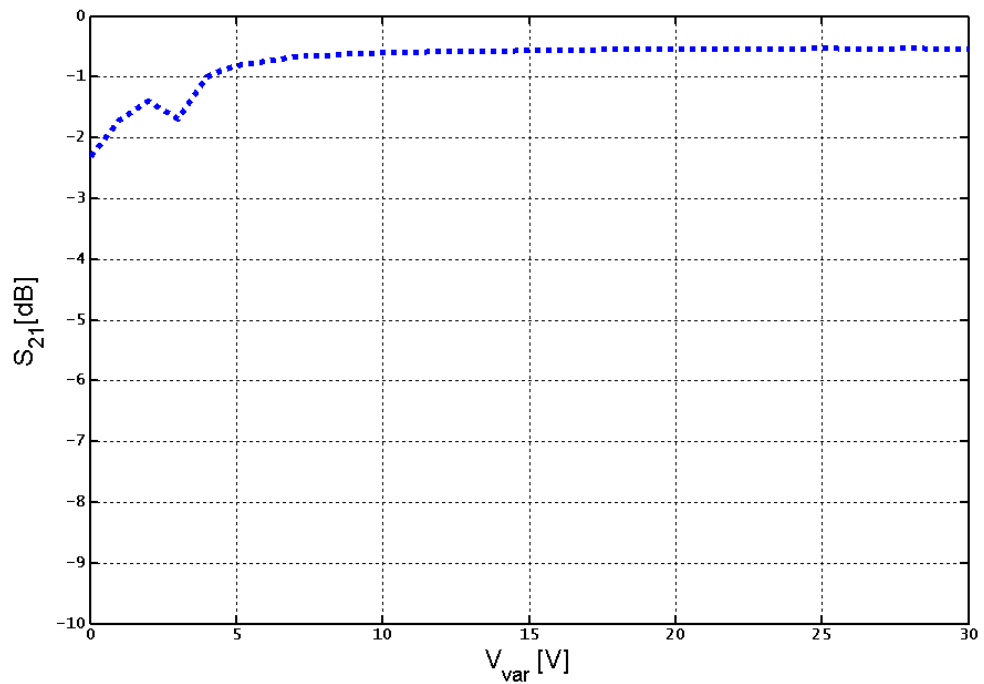


Figura 5.12. S_{21} (dB) en función del voltaje del desfasador con cuatro varactores y condensadores de 1.8 pF.

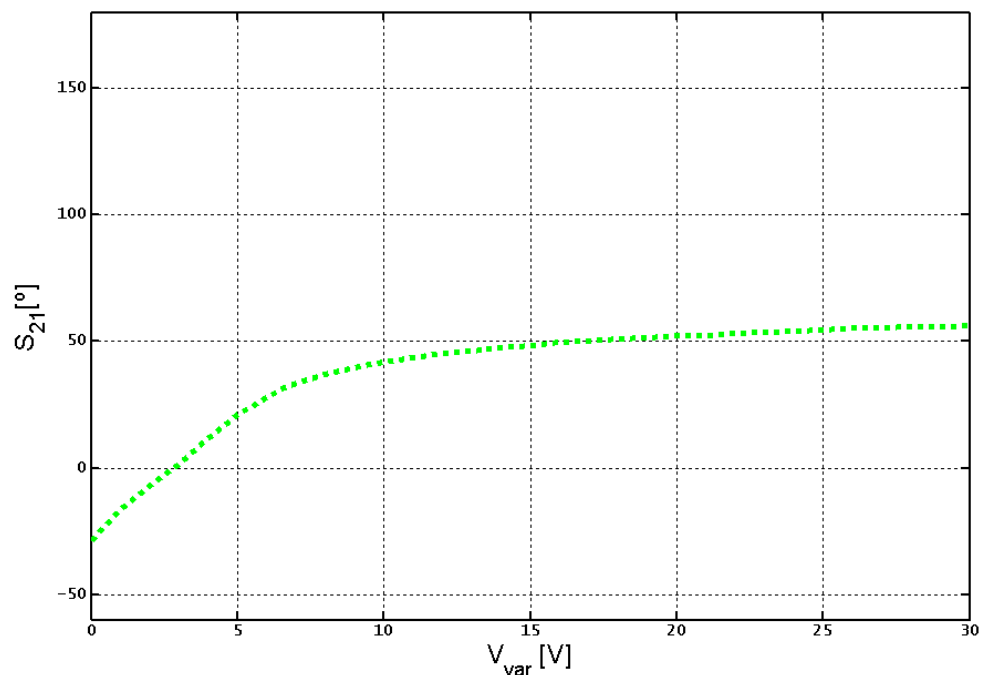


Figura 5.12. $S_{21}(^\circ)$ en función del voltaje del desfasador con cuatro varactores y condensadores de 1.8 pF.

Si empleásemos condensadores más pequeños, conseguiríamos reducir mayor medida el problema de resonancia existente en la zona más importante, pero no compensaría ya que la variación en fase quedaría reducida y no merecería la pena un desfasador que introdujera poca variación de fase.

La solución será entonces usar un varactor capaz de trabajar a frecuencias más elevadas (menor L parásita).

En la grafica de la figura 5.13 se puede observar los resultados comparativos entre el segundo desfasador, con los condensadores de 1.8 pF y el primer desfasador estudiado.

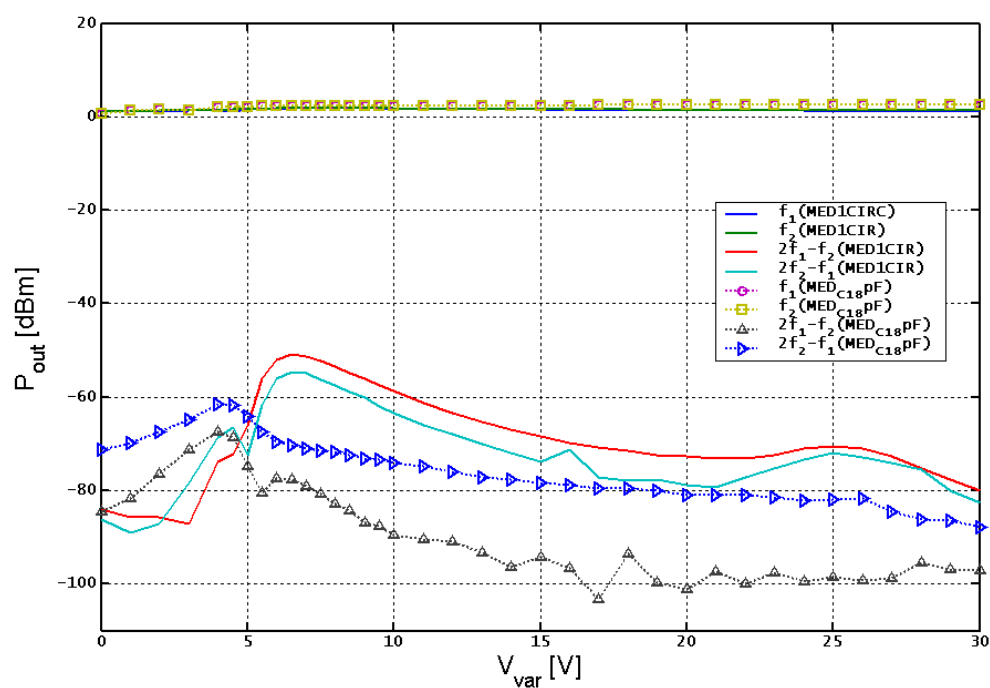


Figura 5.13 Comparación entre el primer desfasador y el segundo desfasador.

5.5 Referencias.

- [1] K.Buisman, L.C.N de Vreede, L.E.Larson, M.Spirito, A.Akhnoukh, T.L.M.Scholtes and L.K.Nanver, "Distortion-Free, Varactor Diode Topologies for RF Adaptivity".

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras de trabajo

6.1 Conclusiones

Como se ha dicho desde un principio el objetivo de este proyecto era realizar un estudio de un desfasador con varactores y posteriormente proponer mejorar para reducir la distorsión de intermodulación.

Partiendo de la extracción de las derivadas en el desarrollo de Taylor de la no linealidad reactiva propia del varactor BB833 de Infinium, obtenido en un proyecto anterior, se ha realizado el estudio de la distorsión de intermodulación de un desfasador con dos varactores, mediante simulaciones del modelo no lineal y de sus derivadas en cada punto de operación con el simulador Microwave Office y la realización de diversas medidas del circuito ya implementado.

Se diseñó un nuevo circuito desfasador con varactores, con el propósito de reducir esa distorsión de intermodulación. Realizando diversas simulaciones, se podía observar mejoras, pero una vez implementado, lamentablemente las medidas no coincidían del todo con los resultados obtenidos mediante la simulación. En valores bajos de tensión de polarización, debido a la resonancia existente introducida por los diversos varactores y condensadores, no existe una reducción de la distorsión en comparación con el circuito desfasador

estudiado. Para mayor valor de tensión, si que se produce una mejora en la distorsión.

6.2 Líneas futuras de trabajo.

A fin de concluir este proyecto, se describen a continuación unas posibles aplicaciones que puede tener para complementar el trabajo o para nuevas alternativas.

Una posibilidad de mejora en la linealidad en el diseño del desfasador de cuatro varactores creado, sería utilizar otros modelos de varactores, los cuales tuvieran un mejor comportamiento en la frecuencia de operación utilizada. Otra posibilidad, en la cual se conseguiría mejorar el diseño sería trabajar a menor frecuencia y utilizar los mismos varactores.

Una aplicación respecto a los resultados obtenidos sobre la distorsión que introducen los varactores, sería interesante poder optimizar la linealidad de una antena sintonizable una vez conocida la distorsión que introduce un varactor en la radiación. Colocando dos varactores en extremos opuestos de la antena, se podría conseguir disminuir el efecto de la distorsión.