

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



*Trabajo Fin de Grado*

**Control de la Distorsión de Intermodulación  
en Redes de Síntesis de Impedancia a  
Varactores**

**(Intermodulation Distortion Control on  
Varactor-based Impedance Synthesis  
Networks)**

Para acceder al Título de

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

Autor: NURIA TORRE IGLESIAS

Octubre - 2012



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

### **CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO**

**Realizado por:** Nuria Torre Iglesias

**Director del TFG:** José Angel García García

**Título:** “Control de la Distorsión de Intermodulación en Redes de Síntesis de Impedancia a Varactores”

**Title:** “Intermodulation Distortion Control on Varactor-based Impedance Synthesis Networks “

**Presentado a examen el día:** 22 de Octubre de 2012

para acceder al Título de

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Antonio Tazón Puente

Secretario (Apellidos, Nombre): José Angel García García

Vocal (Apellidos, Nombre): Tomás Fernández Ibáñez

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**

Agradezco a todas las personas que me han ayudado a hacer posible el desarrollo de este proyecto, especialmente al director del mismo, José Angel García García, por haberme dado la oportunidad de trabajar con él.

# ÍNDICE

<b>1.- INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>2</b>
1.1.- Influencia de la distorsión en las comunicaciones .....	2
1.2.- Importancia de la linealización .....	2
1.3.- Objetivos del proyecto .....	3
1.4.- Estructura de la memoria.....	3
REFERENCIAS .....	5
<b>2.- FACTORES INFLUYENTES EN EL SWEET SPOT .....</b>	<b>7</b>
2.1.- Relación entre sweet spot e impedancia de carga .....	9
2.2.- Análisis de la red de transformación de impedancia.....	10
REFERENCIAS .....	12
<b>3.- ESTUDIO DE LA NO LINEALIDAD DE UN VARACTOR.....</b>	<b>14</b>
3.1.- Modelo equivalente del varactor en pequeña señal.....	14
3.2.- Estudio de las derivadas .....	15
3.3.- Cálculo de las derivadas en régimen estático.....	17
3.3.1.- Medida de los parámetros S .....	17
3.3.2.- Cálculo de la primera derivada.....	22
3.3.3.- Cálculo de las derivadas segunda y tercera.....	24
3.3.3.1.- Método de las corrientes no lineales .....	26
3.3.3.2.- Sistema de medida de potencias.....	29
3.4.- Cálculo de las derivadas en Régimen Dinámico.....	43
3.4.1.- Obtención de las derivadas para un varactor.....	43
3.4.2.- Obtención de las derivadas para dos varactores.....	46
REFERENCIAS .....	50
<b>4.- ESTUDIO DE REDES TRANSFORMADORAS DE IMPEDANCIAS .....</b>	<b>52</b>
4.1.- Red de transformación de impedancias.....	52
4.2.- Simulaciones de las redes formadas por uno y dos varactores .....	53
4.2.1.- Simulación del circuito de un varactor.....	54
4.2.2.- Simulación del circuito de dos varactores.....	58
REFERENCIAS .....	62
<b>5.- DISEÑO Y MEDIDAS.....</b>	<b>64</b>
5.1.- Diseño de PCBs.....	64
5.2.- Circuito formado por un varactor.....	65
5.2.1.- Medidas de parámetros de scattering .....	66
5.2.2.- Medidas de potencia.....	68
5.3.- Circuito formado por dos varactores.....	71
5.3.1.- Medidas de parámetros de scattering .....	73
5.3.2.- Medidas de potencia.....	74
5.4.- Análisis de los resultados .....	75
REFERENCIAS .....	78
<b>6.- CONCLUSIONES Y FUTURAS APLICACIONES .....</b>	<b>80</b>
<b>7.- ANEXO I: PUBLICACIONES .....</b>	<b>82</b>

# **1**

## **INTRODUCCIÓN**

## **1.- INTRODUCCIÓN**

### **1.1.- Influencia de la distorsión en las comunicaciones**

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 ancho espectral [1].

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 [2].

La distorsión podrá ser lineal o no lineal. La distorsión lineal altera la forma de onda de la señal transmitida, y se debe a la respuesta en frecuencia no plana del medio de transmisión, que actúa como filtro y tiende a atenuar o resaltar algunas frecuencias. La distorsión no lineal aparece cuando se generan nuevas componentes espectrales en frecuencias suma y diferencia de las frecuencias ya presentes en la señal. Dicha distorsión dificultará la comunicación, tanto en lo que a transmisión como a recepción se refiere.

### **1.2.- Importancia de la linealización**

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 [3-6].

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, en un amplificador con transistores de efecto de campo (FET), mediante las tensiones de polarización  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ , 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 [7].

La variación de la impedancia de carga se puede conseguir, entre otras, mediante el empleo de redes de adaptación a síntesis de impedancia controlada por tensión, basadas en la conmutación de condensadores o en varactores.

### **1.3.- Objetivos del proyecto**

El trabajo aquí presentado tiene como objetivo estudiar el comportamiento en distorsión de intermodulación del varactor empleado en una red de transformación de impedancia controlada por tensión, usando la información de sus derivadas, y a su vez, evaluar soluciones para mejorar la linealidad.

Tras realizar el estudio en régimen estático de la no linealidad del varactor, se realizará un nuevo estudio en régimen dinámico.

La red de transformación de impedancia analizada se podrá emplear para lograr ajustar un punto de linealidad óptima al nivel de potencia al que debe trabajar un amplificador clase AB, o para modular en amplitud un amplificador clase E de alta eficiencia. En ambas aplicaciones, la distorsión residual debida a la no linealidad del varactor sería muy perjudicial.

### **1.4.- Estructura de la memoria**

El proyecto realizado está estructurado en siete capítulos, cuyo contenido se detalla a continuación.

En el capítulo 1 se describe la influencia de la distorsión en las comunicaciones inalámbricas, así como la importancia del control del sweet spot.

En el capítulo 2 se estudia la influencia de la impedancia de carga en el sweet spot y los factores que caracterizan el mismo.

En el capítulo 3 se analiza la no linealidad de un varactor y se muestra su comportamiento a través del análisis de sus derivadas. Se analizarán las derivadas obtenidas tanto en régimen estático como en régimen dinámico.

En el capítulo 4 se realizan las simulaciones para el estudio de las redes transformadoras de impedancia formadas por un varactor y por dos varactores en antiserie. Esta última topología permite elevar la linealidad de la red transformadora de impedancia.

En el capítulo 5 se muestran los diseños realizados en Autocad y los resultados obtenidos en el laboratorio, tras integrar dichos circuitos en el sistema de medida correspondiente para medir tanto la potencia de los dos tonos, como de los productos de intermodulación.

En el capítulo 6, se exponen las conclusiones obtenidas tras la realización de este proyecto, además de futuras aplicaciones.

Por último, en el capítulo 7, se añade un anexo con una reciente publicación basada en este proyecto.

## REFERENCIAS

- [1]: Regis J. Bates, “Comunicaciones inalámbricas de banda ancha”, Mc Graw Hill, 2003
- [2]: Peter B. Kenington, “High Linearity RF, Amplifier Design”, Artech House Publishers, 2000
- [3]: S. Maas, “Nonlinear Microwave Circuits”, Artech House, Norwood, 1988
- [4]: J.C. Pedro and N:B. Carvalho, “Intermodulation Distorsion in Microwave and Wireless Circuits”, Artech House, Norwood, 2003
- [5]: P.B. Kenington, “High-Linearity RF Amplifier Design”, 1<sup>st</sup> ed. Norwood; Artech House, 2000
- [6]: J. Staudinger, “An overview of Efficiency Enhancements with Application to Linear Handset Power Amplifiers”, RFIC Symp. Digest, Seattle: WA, June 2002, pp 45-48
- [7]: A.J. Zozaya, E. Bertran, “Passivity Theory Applied to the Design of Power Amplifier1 Linearizers” IEEE Trans. On Vehicular Technology, vol. 54, n.4, July 2003 pp. 1126-1137
- [8]: Mercedes Erika Mendez González, “Estudio del comportamiento IMD de una antena microstrip sintonizable”, Trabajo fin de carrera, Universidad de Cantabria, Julio 2006

# 2

## **FACTORES INFLUYENTES EN EL SWEET SPOT**

## 2.- FACTORES INFLUYENTES EN EL SWEET SPOT

La utilización del sweet spot permite el funcionamiento óptimo del amplificador y mejora su linealidad a través de la selección de las condiciones óptimas de polarización y de carga. Esta mejora permite la máxima eficiencia del amplificador y la mínima distorsión del mismo.

La generación del sweet spot se realizará a una determinada potencia de entrada, para la cual se generará una potencia de salida. En el momento en que dicha potencia de entrada varíe, la potencia de salida variará también.

En gran señal, el sweet spot de IMD corresponde con un nivel en el cual la característica del amplificador está precedida por una expansión de ganancia seguida de una compresión de ganancia o viceversa [1].

A su vez, si el dispositivo está polarizado en un punto de polarización con un coeficiente de tercer orden del desarrollo en series de Taylor positivo, el sweet spot de IMD en gran señal impondrá una  $V_o = V_{DC} - V_k$ , en cuyo caso, la señal de salida de los FETs dejarán la zona de saturación para entrar en su región de triodo.

Conociendo la respuesta de la intermodulación de los amplificadores y sabiendo que empieza en niveles de pequeña señal reforzando los componentes fundamentales y termina con fase opuesta a las mismas en gran señal, la intermodulación pasará por cero en algún punto. Este comportamiento es consecuencia de que el IMD sweet spot en gran señal, se genera de componentes IMD de pequeña y gran señal, los cuales tienen fases opuestas [2].

Si por el contrario, el dispositivo está polarizado en un punto de polarización con coeficiente de tercer orden negativo, se produce un incremento en la IMD al alcanzar la saturación de la potencia de salida.

Extendiendo  $i_o[V_I(t)]$  en series de Taylor de orden 5, obtenemos la siguiente ecuación:

$$i_o[V_I(t)] = I_o + G_1 v_i(t) + G_2 v_i^2(t) + G_3 v_i^3(t) + G_4 v_i^4(t) + G_5 v_i^5(t)$$

Donde los coeficientes se definen como:

$$G_n = \frac{1}{n!} \frac{\partial^n i_o[v_I]}{\partial v_I^n} \Big|_{v_I = V_I}$$

y la  $v_i(t) = v_I(t) - V_I$  es la señal desviada desde el punto de polarización  $V_I$ .

En la función característica de entrada-salida de un MESFET se puede observar que el punto de funcionamiento óptimo para la generación del IMD sweet spot, se encuentra en el punto en que la IMD en pequeña señal está en fase con la componente fundamental [3] [4], como muestra la figura 2.1.

En el límite entre estas dos zonas de nivel de excitación, aparecerá una señal IMD sweet-spot de gran señal, como muestra la figura 2.2.

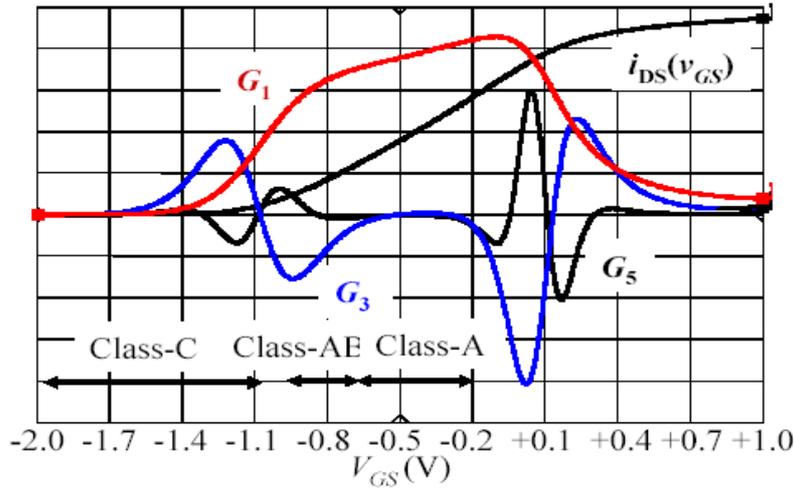


Figura 2.1 Función característica del MESFET y sus tres primeras derivadas de orden impar [1].

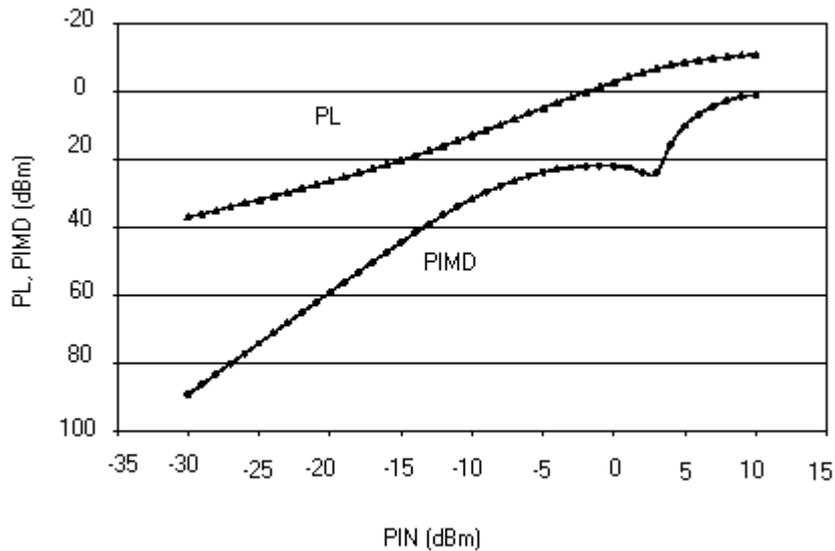


Figura 2.2 Generación del IMD sweet-spot en gran señal. Representación de la salida (PL) y de la potencia de la distorsión de intermodulación, frente a la potencia de entrada [1].

En los MOSFET, a diferencia de los MESFET, estos puntos no sólo aparecen en gran señal, sino también en niveles medios de señal [5]. Aún así, el mecanismo IMD sweet spot seguirá siendo el mismo: una inversión de la fase IMD, entre pequeña y mediana o gran señal, seguida de una correspondiente amplitud IMD nula.

## 2.1.- Relación entre sweet spot e impedancia de carga

La carga óptima para mejorar la linealidad, será la que permita la oscilación de la señal de la zona de corte a la de triodo. El paso a la zona de triodo, es el responsable de la compresión de potencia y de la consiguiente oposición en fase con respecto a la respuesta IMD en pequeña señal.

La variación de la impedancia de carga provocará que la señal entre antes o después en la zona de triodo y generará un IMD sweet spot para un valor de potencia de entrada diferente.

La figura 2.3 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.

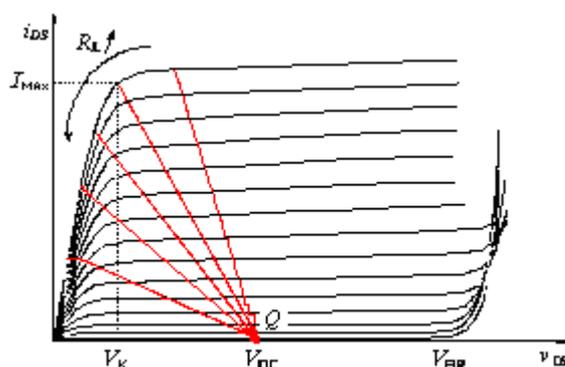


Figura 2.3 Relación entre la impedancia de carga y la generación del sweet spot [1].

En la figura 2.4 se refleja como a medida que aumenta la impedancia de salida, se produce un sweet spot a niveles más bajos de potencia de entrada.

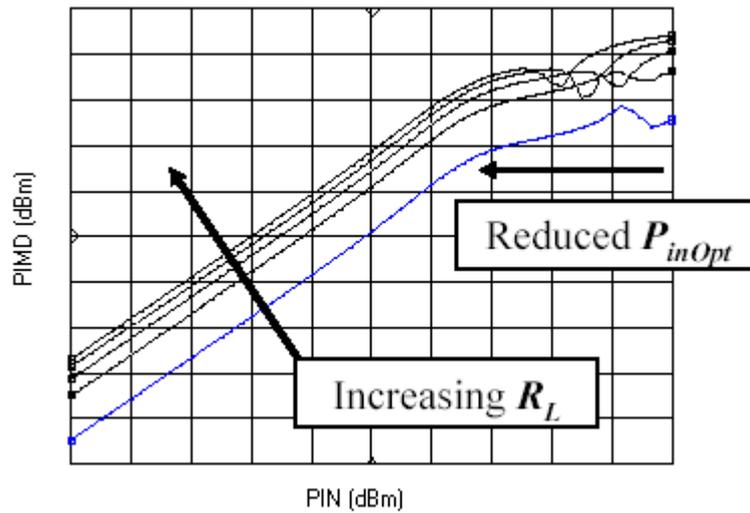


Figura 2.4 Relación de la impedancia de salida con la potencia de entrada [1].

## 2.2.- Análisis de la red de transformación de impedancia

El análisis de la red de impedancia se ha realizado con ayuda de un amplificador PHEMT, conectando a su drenador una red de transformación de impedancia controlada por voltaje, resultando el esquema mostrado en la figura 2.7.

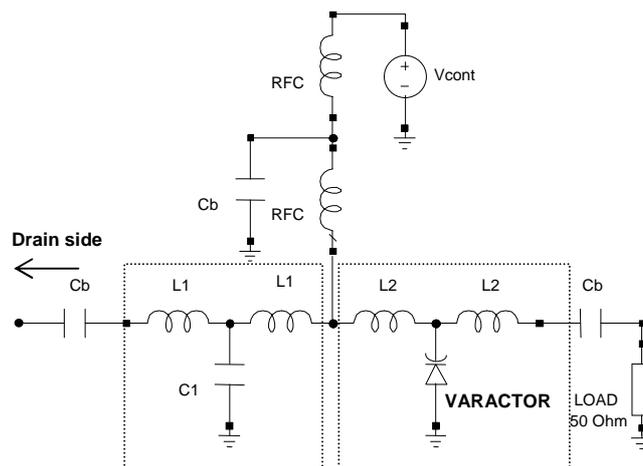


Figura 2.7 Red de transformación de impedancia controlada por voltaje.

El esquema de la red de transformación de impedancia consiste en dos redes paso bajo L-C-L en configuración T, conectadas en cascada.

La primera de las redes tiene la finalidad de rotar el camino de control sobre el centro de la carta de Smith. La segunda red, contiene un varactor cuyo objetivo es transformar los 50 ohmios de la carga en un valor más bajo, y así cubrir el semieje resistivo izquierdo de la carta de Smith.

Otro factor muy importante es la correcta elección del diodo varactor, evitando la generación de componentes IMD indeseadas.

## REFERENCIAS

- [1]: José Carlos Pedro y Nuno Borges Carvalho, “Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits”, Artech House, Boston, London, 2003.
- [2]: Nuno Borges Carvalho, José Angel García, Edurne Azpitarte, José Carlos Pedro, “Load Impedance Selection for Maximized Large Signal IMD Sweet-Spot Effects”, Int. Journal Rf and Microwave CAE, vol.15, pp. 453-458, Sept. 2005.
- [3]: N.B.Carvalho y J.C. Pedro, “Large and Small Signal IMD Behaviour of Microwave Power Amplifiers”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., pp. 2364-2374, Dec. 1999.
- [4]: José Angel García, Carmen Gómez, Lorena Cabria, Roberto Peña, José M. Zamanillo, “Device Level Linearity Improving Techniques based on Large-Signal IMD Control”, Characterization and Modelling Approaches for Advanced Linearization Techniques, Transworld Research Network, pp. 101-118, 2005.
- [5]: C.Fager, J.C.Pedro, N.B.Carvalho y H.Zirath, “Prediction of IMD in LDMOS Transistor Amplifiers Using a New Large-Signal Model”.
- [6]: Edurne Azpitarte, “Control del sweet-spot de linealidad en dispositivos FET mediante la variación de la impedancia de carga”, Trabajo fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2004.

# 3

## **ESTUDIO DE LA NO LINEALIDAD DE UN VARACTOR**

### 3.- ESTUDIO DE LA NO LINEALIDAD DE UN VARACTOR

#### 3.1.- Modelo equivalente del varactor en pequeña señal

El modelo equivalente no lineal de un diodo de unión es el mostrado en la figura 3.1.

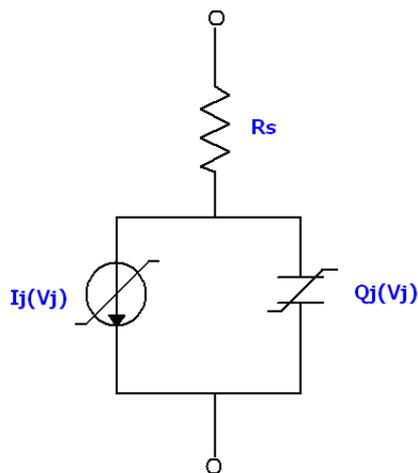


Figura 3.1 Modelo equivalente no lineal.

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.

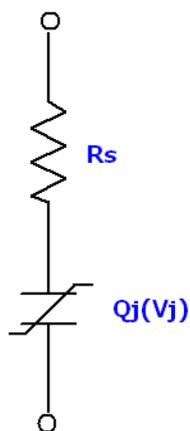


Figura 3.2 Modelo equivalente despreciando  $I_j(V_j)$ .

### 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.

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

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

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

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

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

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

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

$C_{j1}$  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  $v_j(t) = A \cos \omega t$

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

Analizando la expresión obtenida se puede ver como el segundo término es el que provoca la desviación del comportamiento lineal 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].

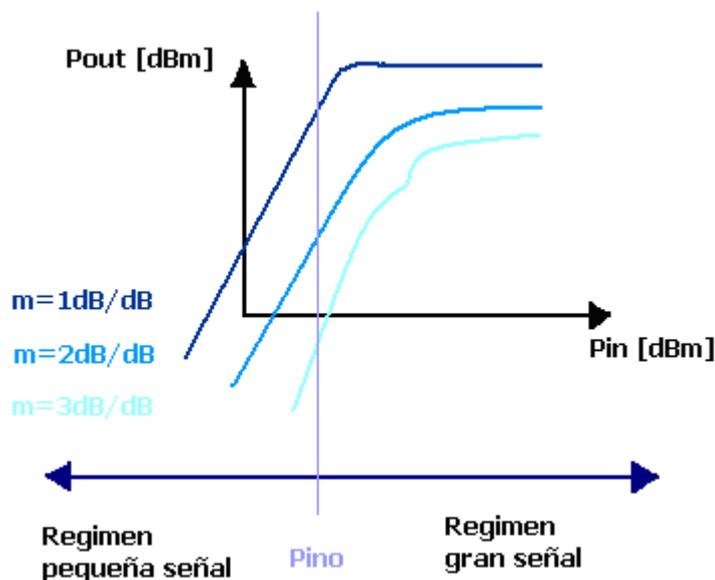


Figura 3.3 Potencia de salida frente a potencia de entrada en un circuito no lineal de tercer orden.

### 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:

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

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

$$a = \frac{V + Z_0 \cdot I}{2 \cdot \sqrt{2Z_0}} \quad (7)$$

$$b = \frac{V - Z_0 \cdot I}{2 \cdot \sqrt{2Z_0}} \quad (8)$$

Cabe destacar que el término  $\sqrt{2}$  reduce el valor de pico a un valor RMS, y el término  $\sqrt{Z_0}$  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:

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

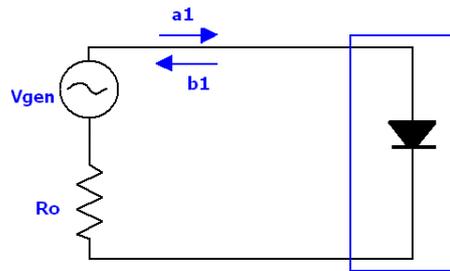


Figura 3.4: Parámetro de dispersión en una red de una puerta

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

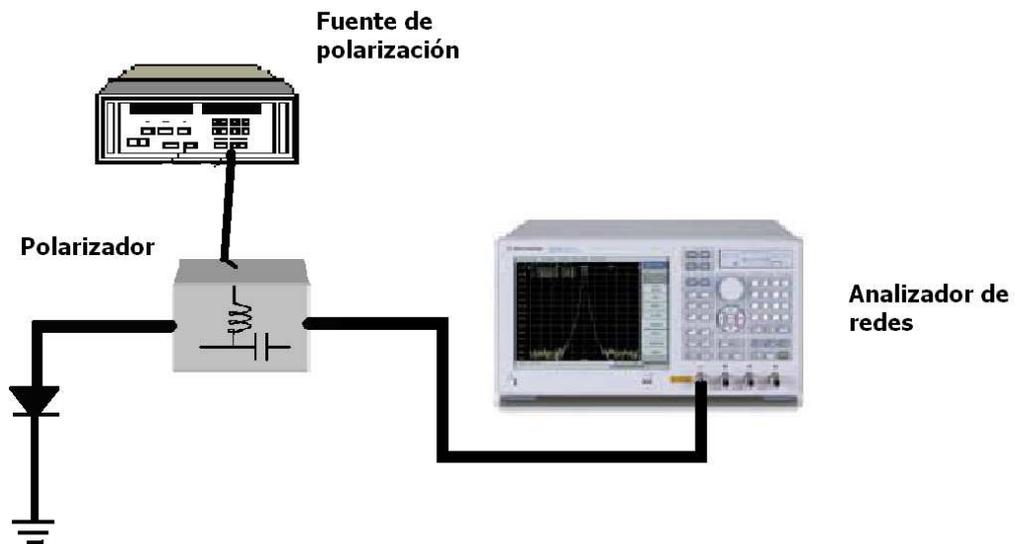


Figura 3.5 Esquema del sistema de medida.

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 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<sub>11</sub> 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

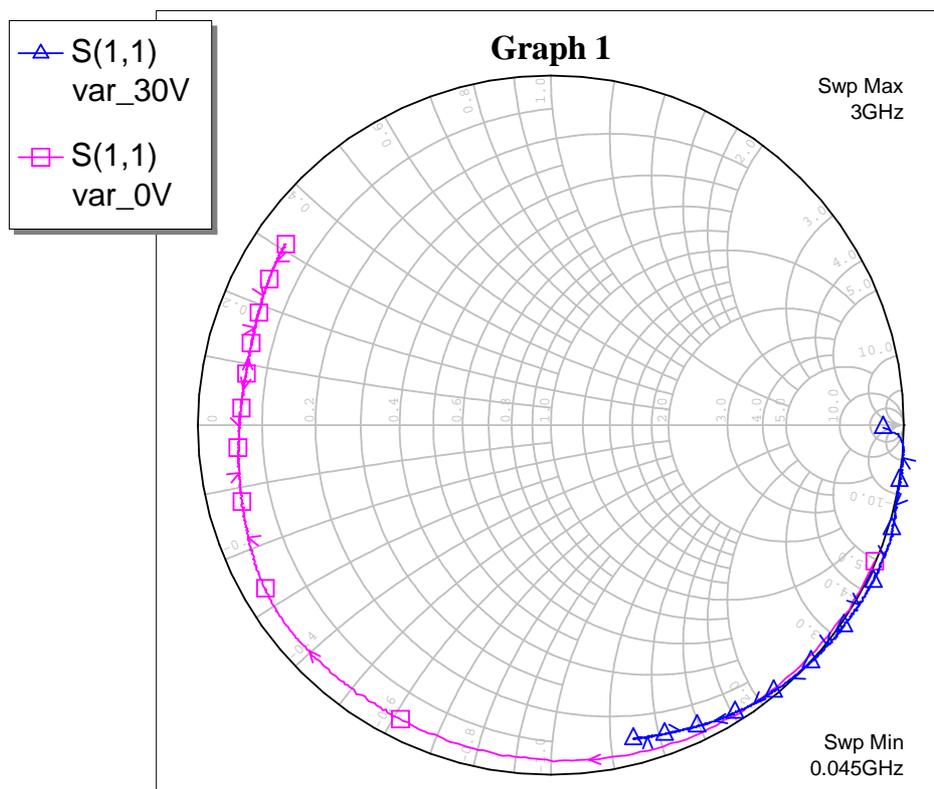


Figura 3.6 Parámetro S<sub>11</sub> frente a la frecuencia para tensiones de 0V y 30V.

La impedancia del diodo, idealmente, solo 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.

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

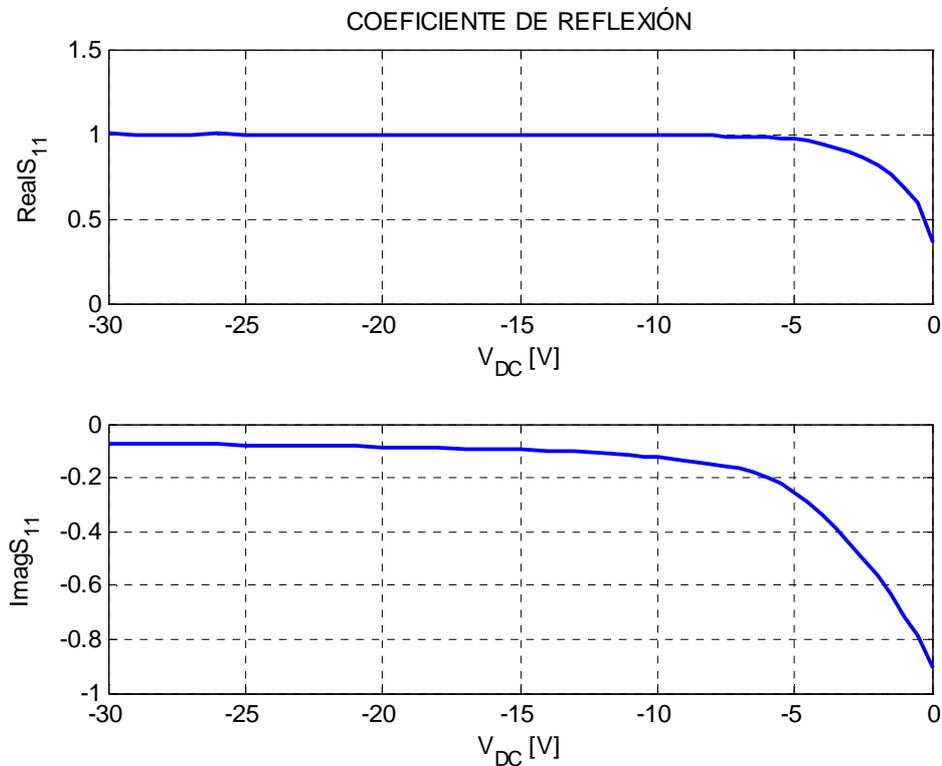


Figura 3.7 Parámetro  $S_{11}$  medido en función de  $V_{DC}$  a  $f = 147$  MHz.

Utilizando el modelo del varactor BB833 dado por Infineon, se puede simular el parámetro de dispersión con el simulador Mwooffice, para comparar con los valores medidos, viendo que no hay grandes diferencias entre ellos, por lo que podemos considerarla como una medida válida.

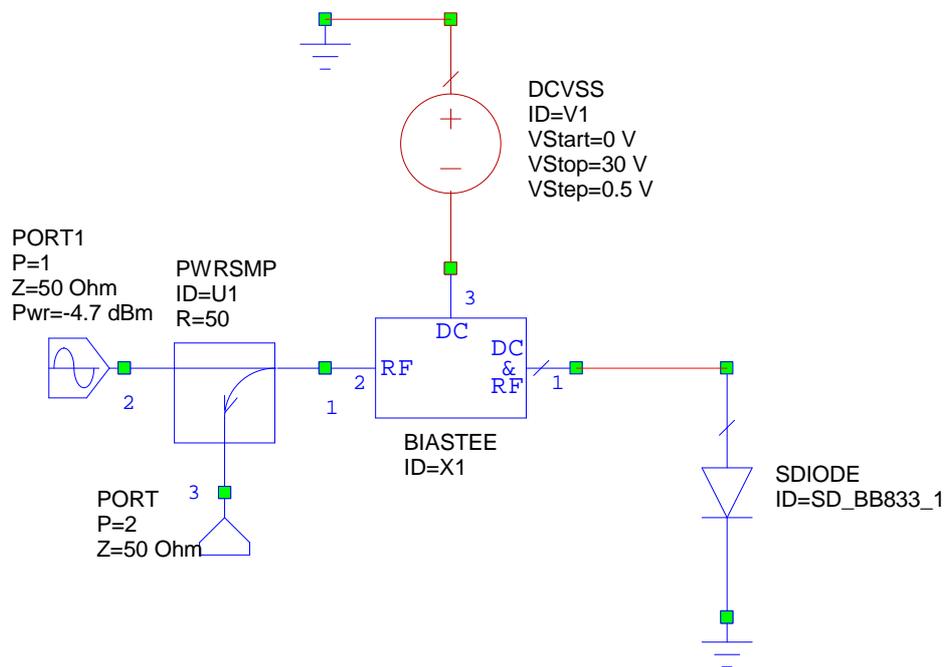
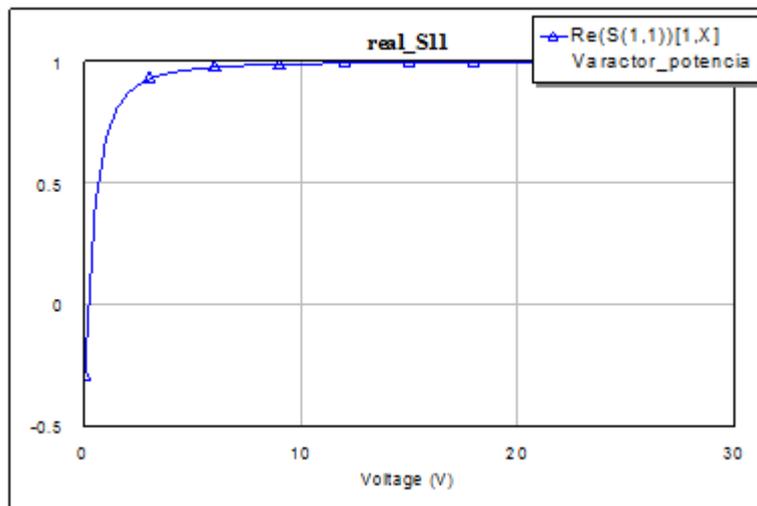


Figura 3.8 Esquemático para la simulación con MwOffice.



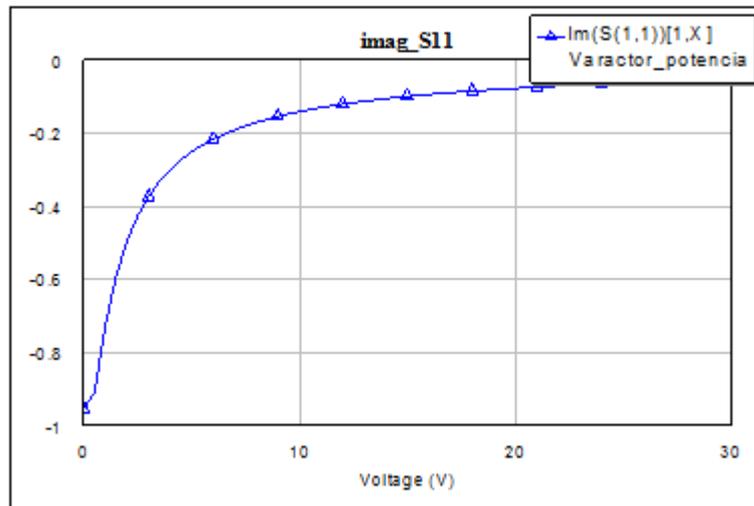


Figura 3.9 Parámetro S11 simulado a  $f_1 = 147$  MHz en función de la tensión.

### 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 ( $\Gamma$ ), 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 0V, 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  $C_{j1}$ .

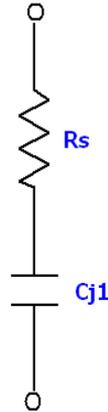


Figura 3.10 Circuito de primer orden.

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

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

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

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.

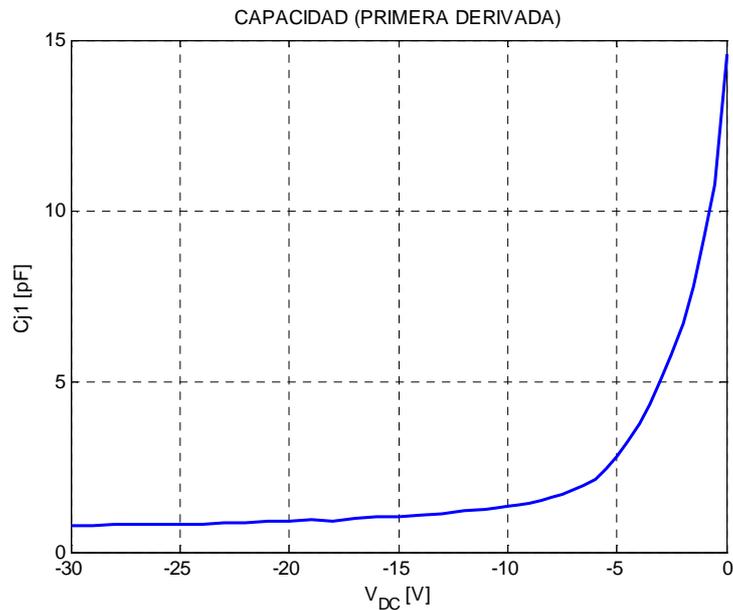


Figura 3.11 Primera derivada del desarrollo en Taylor.

### 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].

La serie de Volterra puede ser considerada como una serie de Taylor con memoria, que describe 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.

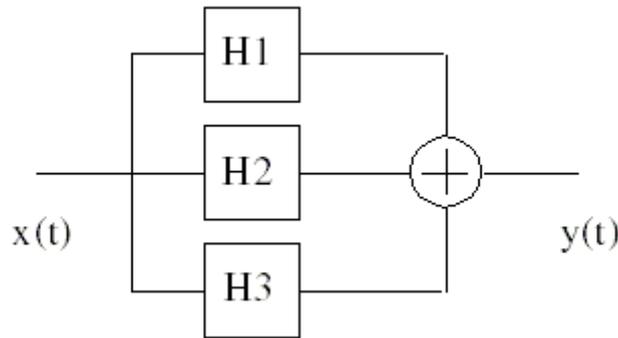


Figura 3.12: Representación esquemática de un sistema caracterizado por series de Volterra.

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.

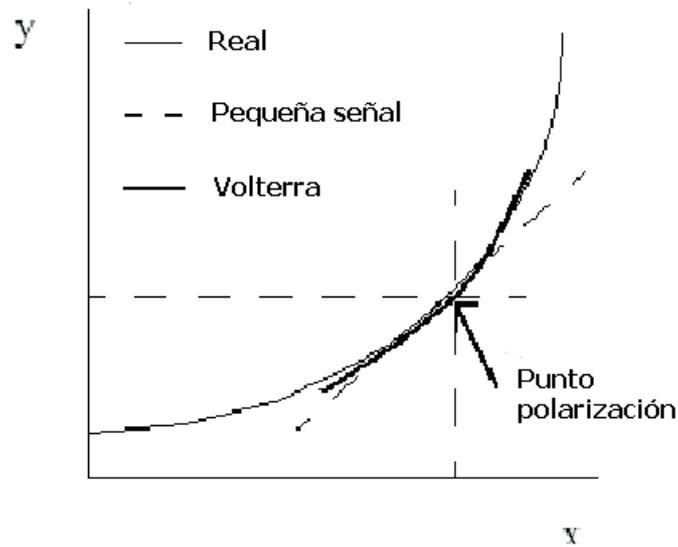


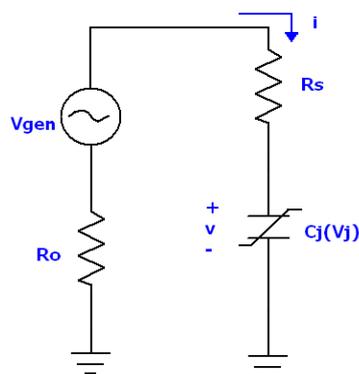
Figura 3.13 Comparación entre análisis en pequeña señal y análisis en series de Volterra.

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 Vgen ideal sólo genera armónico fundamental, pero debido a la impedancia Rs+Ro 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.

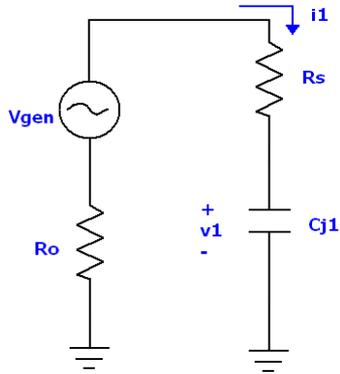


Figura 3.14 Circuito de primer orden.

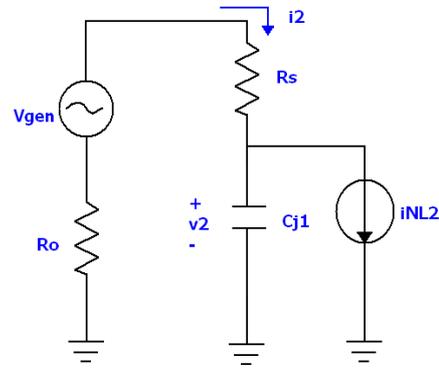


Figura 3.15 Circuito de segundo orden.

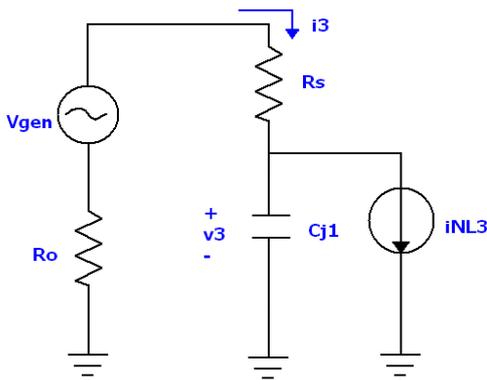


Figura 3.16 Circuito de tercer orden.

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

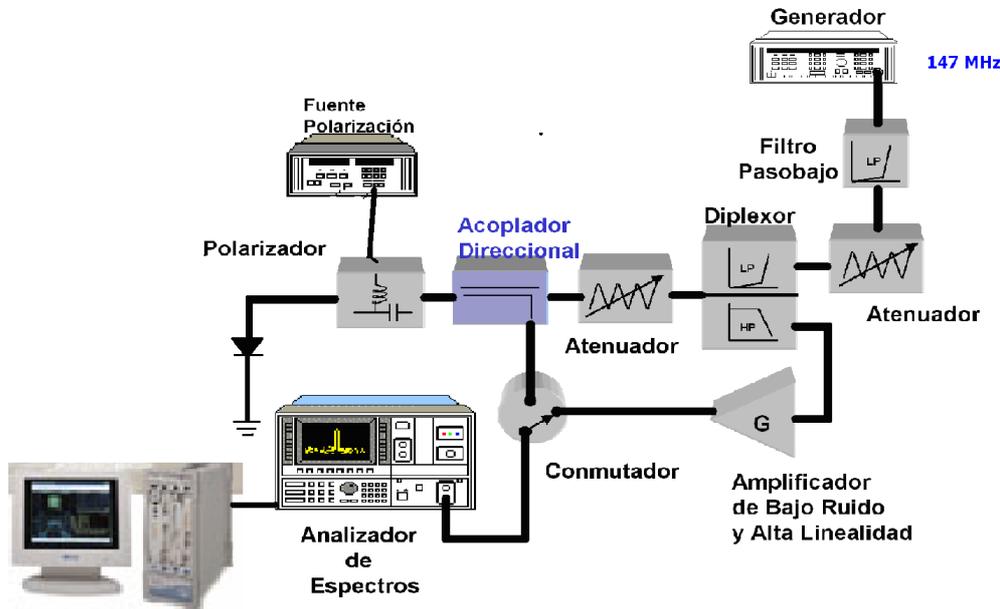


Figura 3.17 Sistema de medida en Régimen Estático.

Se miden potencias en las frecuencias de distorsión  $2f_1$ ,  $3f_1$ , 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 en la segunda derivada al igual que la potencia a  $3f_1$  lo tendrá en la tercera derivada.

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  $2 \text{ dB/dB}$  de variación en tándem de la potencia del generador, mientras que a  $3 \text{ dB/dB}$  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:

- Desde el generador a la entrada del dispositivo @  $f_1$  :  $GC_1 = -12.7dB$
- Desde la entrada del dispositivo al analizador de espectros:  
 @  $2f_1$ :  $GC_2 = +19.35dB$                       y                      @  $3f_1$ :  $GC_3 = +19.57dB$

Las figuras 3.18 y 3.19 muestran los valores de potencia medidos a  $2f_1$  y a  $3f_1$  frente a la tensión de polarización.

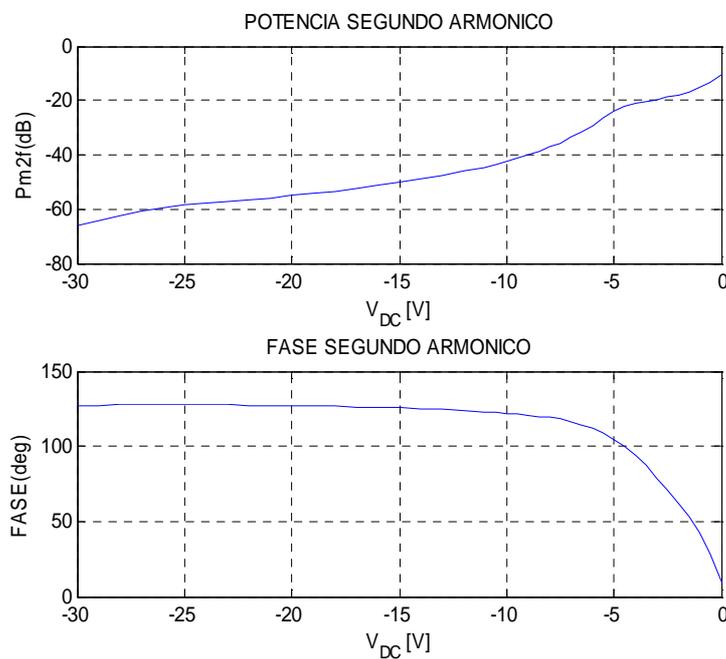


Figura 3.18 Potencia en función de la tensión, medida a  $2f_1 = 294$  MHz.

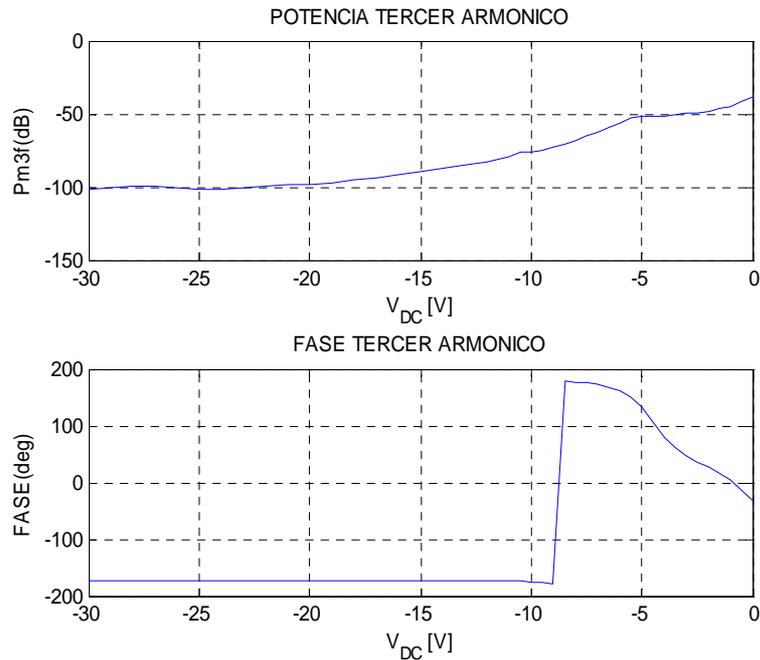


Figura 3.19 Potencia en función de la tensión, medida a  $3f_1 = 441$  MHz.

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:

$$Pd_{2f} = 10^{-3} \cdot 10^{\frac{Pd_{2f}(dBm)}{10}} \quad (33)$$

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

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

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

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

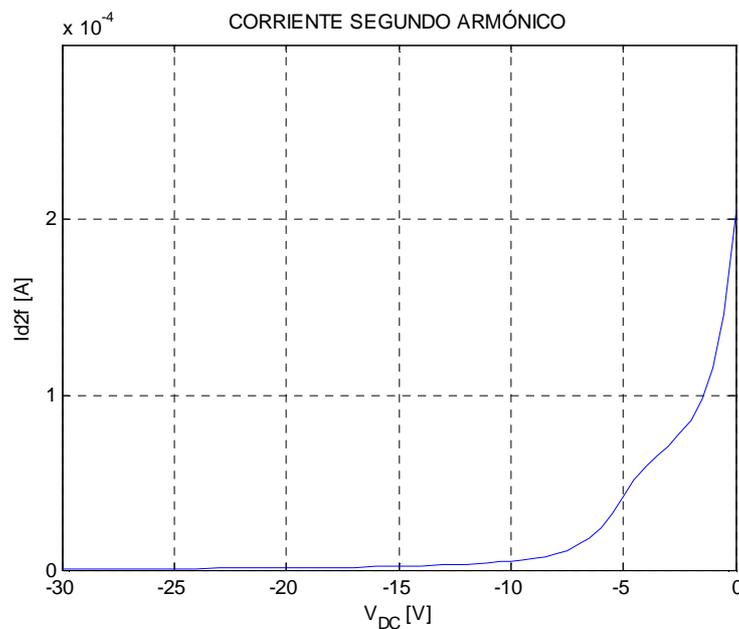


Figura 3.20 Corriente frente a tensión a frecuencia  $2f_1$ .

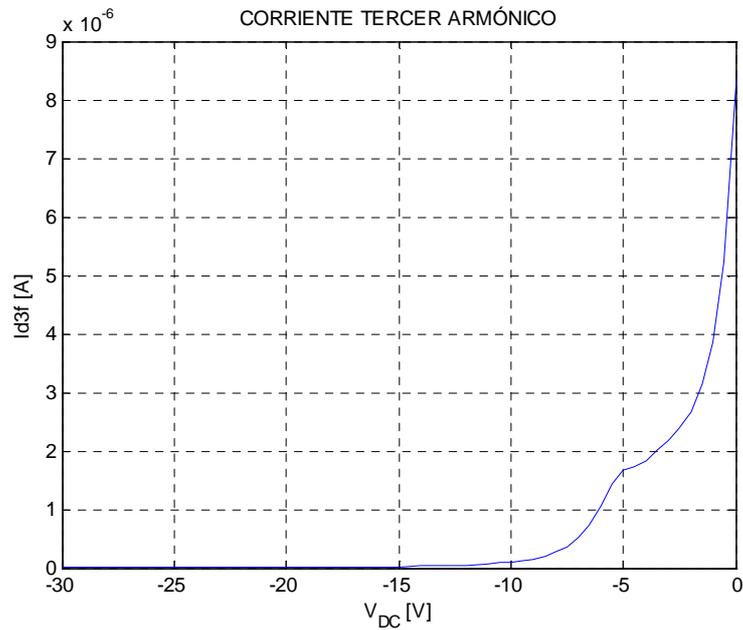
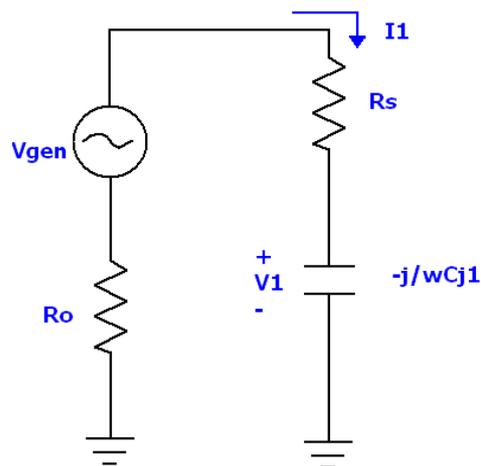


Figura 3.21 Corriente frente a tensión a frecuencia  $3f_1$ .

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

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

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

➤ 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:

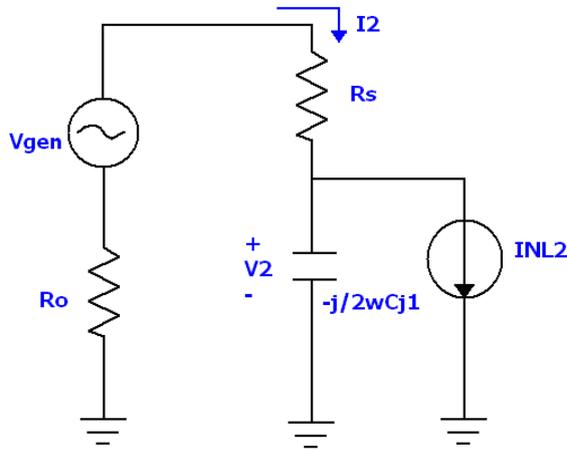
$$\begin{aligned} i_{NL2}(t) &= 2 \cdot C_{j2} \cdot |V_1| \cos(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot \frac{d\{|V_1| \cos(\omega t + \varphi_{V1})\}}{dt} \\ i_{NL2}(t) &= 2 \cdot C_{j2} \cdot |V_1| \cos(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot [-|V_1| \operatorname{sen}(\omega t + \varphi_{V1}) \cdot \omega] \\ i_{NL2}(t)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

$$i_{NL2}(t) = |I_{NL2}| \cdot \cos(2\omega t + \varphi_{INL2})$$

$$I_{NL2} = |I_{NL2}| \cdot e^{j\varphi_{INL2}} = \omega \cdot C_{j2} \cdot |V_1|^2 \cdot e^{j(2\varphi_{V1} + 90^\circ)} = \omega \cdot C_{j2} \cdot |V_1|^2 \cdot e^{j2\varphi_{V1}} \cdot e^{j90^\circ}$$

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

➤ 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  $V_{gen}$ .

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

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

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

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

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

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

➤ 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

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

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

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

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

$$i_{NL3}(t) = -2C_{j2} \cdot [\frac{3}{2} \cdot |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot \text{sen}(3\omega t + \varphi_{V1} + \varphi_{V2}) + \frac{1}{2} \cdot |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot \text{sen}(\omega t + \varphi_{V2} - \varphi_{V1})] - \frac{3C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega}{2} \cdot \text{sen}(\omega t + \varphi_{V1}) - \frac{3C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega}{4} \cdot \text{sen}(3\omega t + 3\varphi_{V1}) - \frac{3C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega}{4} \cdot \text{sen}(-\omega t - \varphi_{V1})$$

$$i_{NL3}(t) = -C_{j2} \cdot |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot [3\text{sen}(3\omega t + \varphi_{V1} + \varphi_{V2}) + \text{sen}(\omega t + \varphi_{V2} - \varphi_{V1})] - \frac{3}{4} C_{j3} \cdot |V_1|^3 \cdot \omega \cdot [3\text{sen}(\omega t + \varphi_{V1}) + \text{sen}(3\omega t + 3\varphi_{V1})] \quad (45)$$

Tomando términos a  $3\omega$  en la ecuación 45 se obtiene

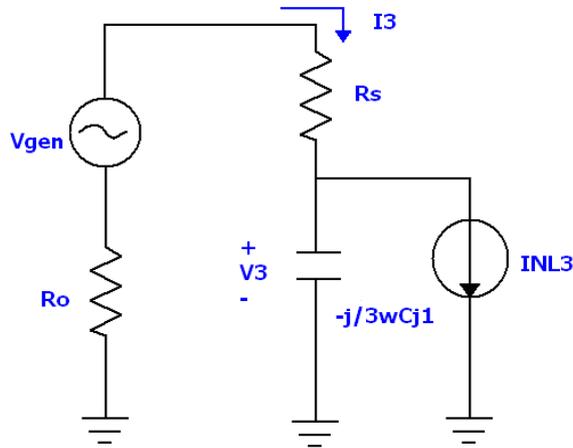
$$i_{NL3}(t) = -3C_{j2} \cdot |V_1| \cdot |V_2| \cdot \omega \cdot \text{sen}(3\omega t + \varphi_{V1} + \varphi_{V2}) - \frac{3}{4} C_{j3} |V_1|^3 \cdot \omega \cdot \text{sen}(3\omega t + 3\varphi_{V1})$$

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

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

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

➤ Solución al circuito de tercer orden



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

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

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

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

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

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

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  $X = \omega \cdot (Rs + Ro)$

$$V_3 = \frac{X^2 \cdot (3C_{j2}^2 - \frac{3}{2} C_{j1} \cdot C_{j3}) + j \frac{3}{4} X \cdot C_{j3}}{[24X^2 \cdot C_{j1}^2 - 23X^4 \cdot C_{j1}^4 - 1] + j[34X^3 \cdot C_{j1}^3 - 6X^5 \cdot C_{j1}^5 - 8X \cdot C_{j1}]} \cdot V_{gen}^3 \quad (51)$$

Se calcula ahora el valor de la corriente:

$$I_3 = I_{NL3} + \frac{V_3}{\frac{1}{j \cdot 3\omega C_{j1}}} =$$

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

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

$$I_3 = \frac{3\omega C_{j2}V_1V_2 + \frac{3}{4}\omega C_{j3}V_1^3}{3\omega C_{j1}(Rs + Ro) - j} \quad (52)$$

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

$$\begin{aligned} I_3 &= \frac{\frac{3\omega^2 C_2^2 (Rs + Ro)}{j - 2\omega C_1 (Rs + Ro)} + \frac{3}{4}\omega C_3}{3\omega C_1 (Rs + Ro) - j} \cdot V_1^3 = \\ &= \frac{3\omega^2 C_{j2}^2 (Rs + Ro) + j\frac{3}{4}\omega C_{j3} - \frac{3}{2}\omega^2 C_{j1}C_{j3}(Rs + Ro)}{j \cdot 3\omega C_{j1}(Rs + Ro) + 1 - 6\omega^2 C_{j1}^2 (Rs + Ro)^2 + j \cdot 2\omega C_{j1}(Rs + Ro)} \cdot V_1^3 \end{aligned} \quad (53)$$

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  $X = \omega \cdot (Rs + Ro)$

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

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

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

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

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

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

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.

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

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

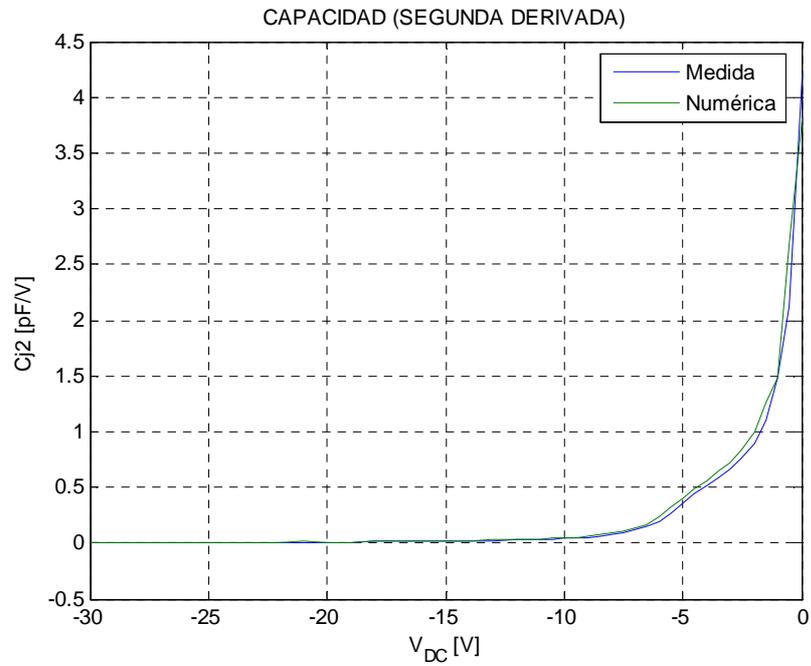


Figura 3.22 Segunda derivada del desarrollo en series de Taylor.

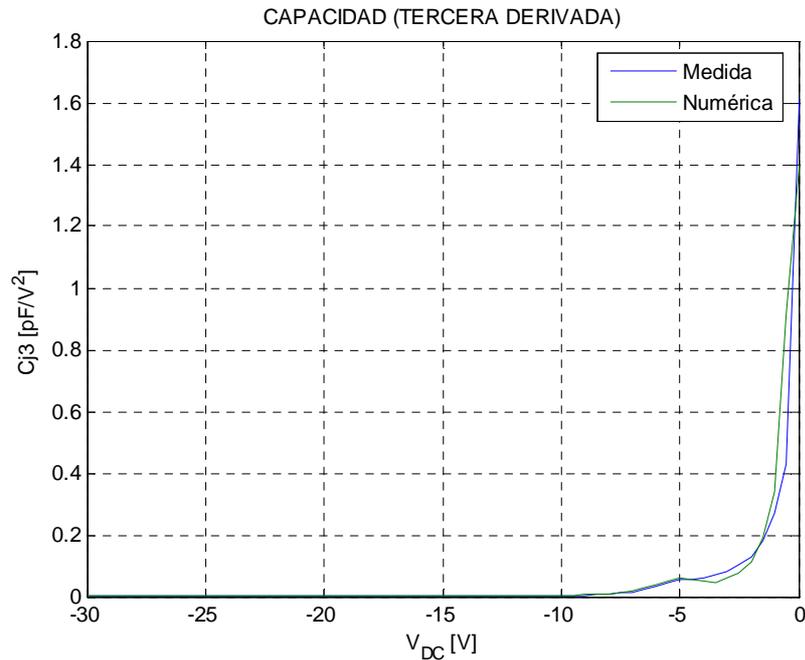


Figura 3.23 Tercera derivada del desarrollo en series de Taylor.

### 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 30V, 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.

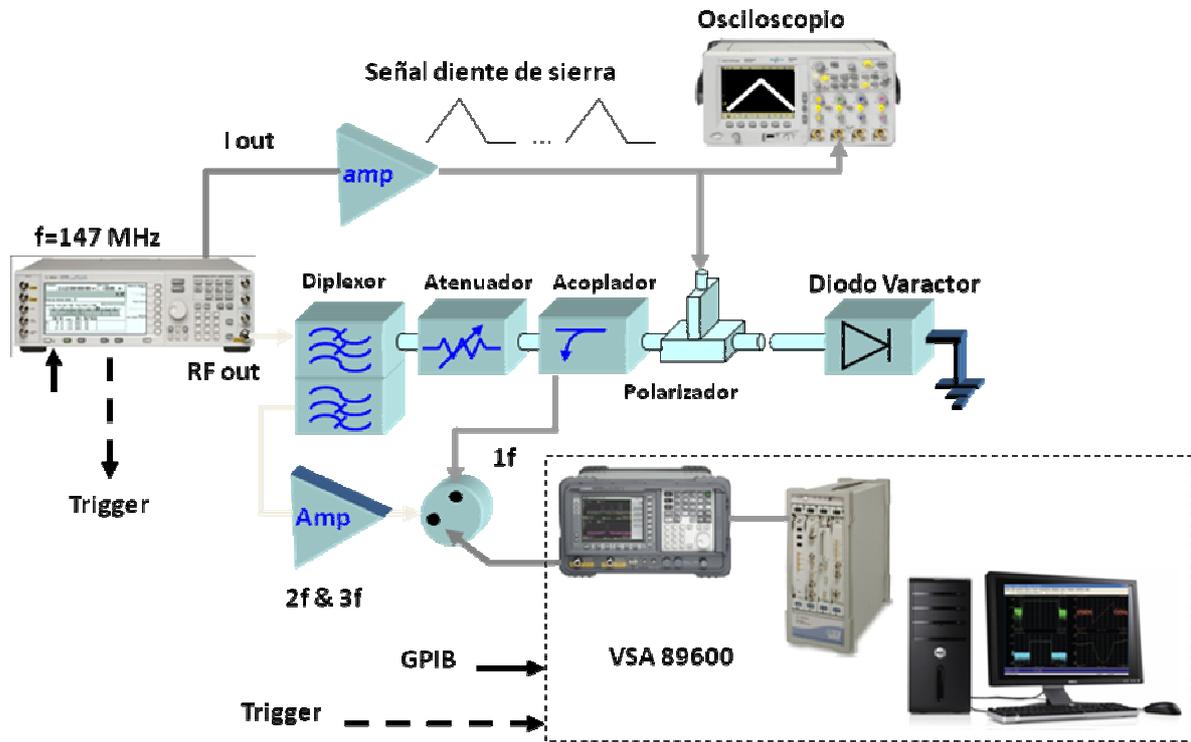


Figura 3.24 Sistema de medida en Régimen Dinámico.

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.

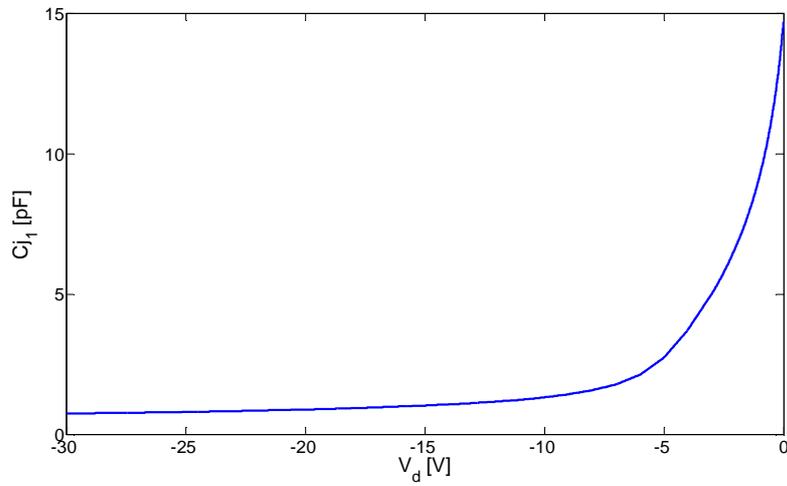


Figura 3.25 Primera derivada en régimen dinámico: sistema de un varactor.

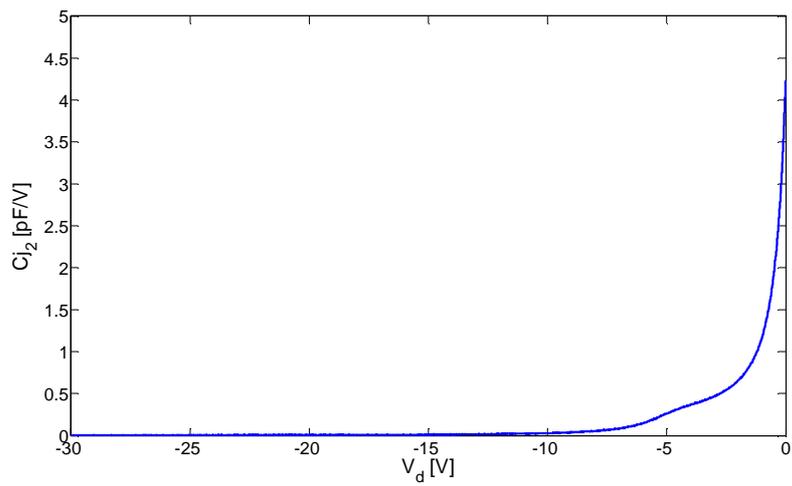


Figura 3.26 Segunda derivada en régimen dinámico: sistema de un varactor.

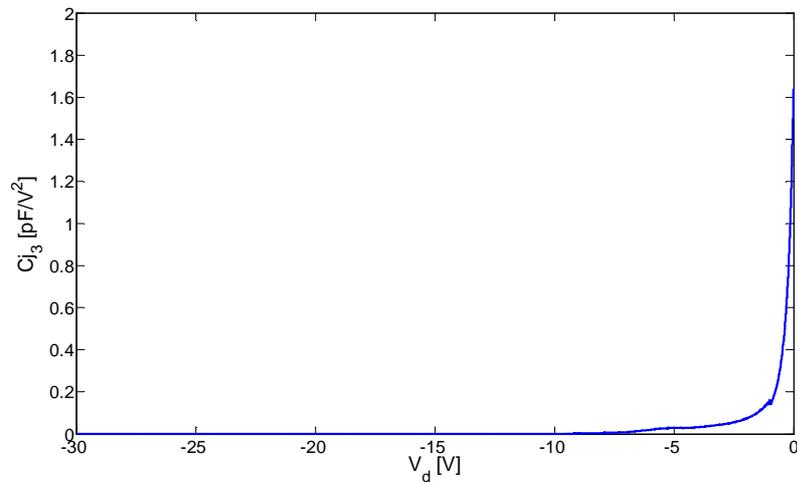


Figura 3.27 Tercera derivada en régimen dinámico: sistema de un varactor.

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

### 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 los dos varactores son los mostrados en las figuras 3.28 -3.30.

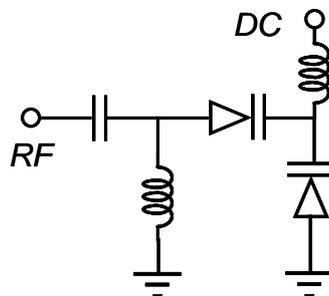


Figura 3.28 Conexión de dos varactores en antiserie.

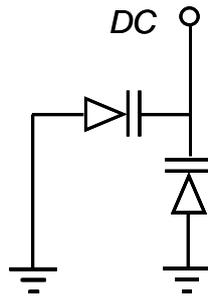


Figura 3.29 Esquema equivalente en DC de dos varactores en antiserie.

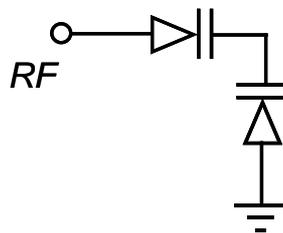


Figura 3.30 Esquema equivalente en RF de dos varactores en antiserie.

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.

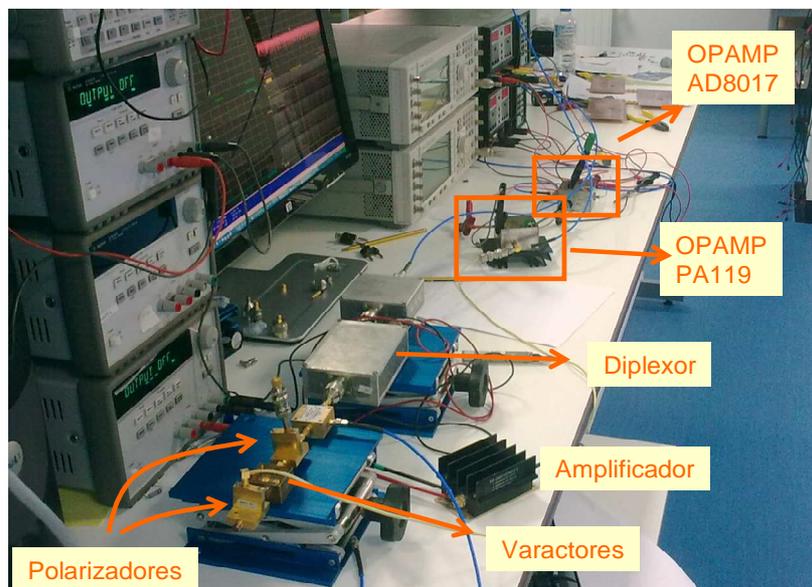


Figura 3.31 Sistema de medida para dos varactores conectados en antiserie.

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

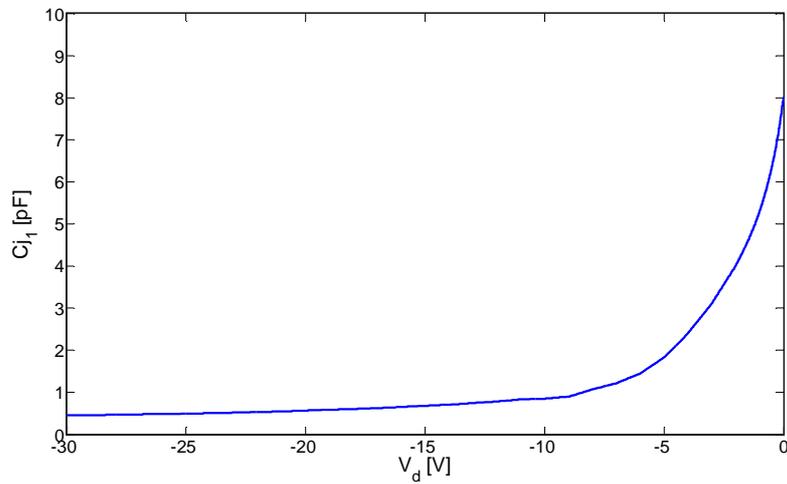


Figura 3.32 Primera derivada en régimen dinámico: sistema de dos varactores.

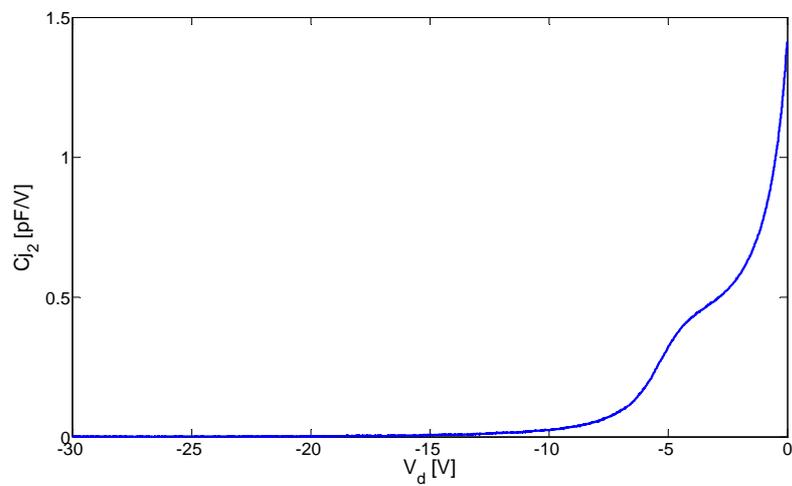


Figura 3.33 Segunda derivada en régimen dinámico: sistema de dos varactores.

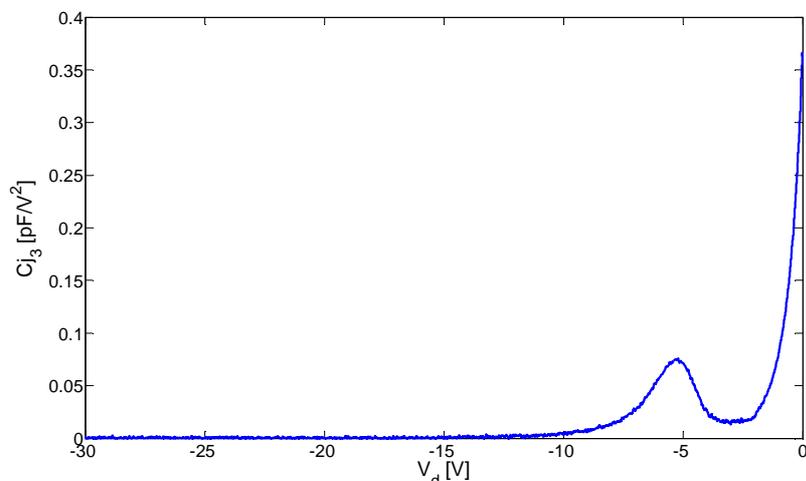


Figura 3.34 Tercera derivada en régimen dinámico: sistema de dos varactores.

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, teóricamente su valor debería ser nulo, debido a la configuración antiserie de ambos varactores. Sin embargo, a pesar de que su valor es muy bajo, no llega a anularse, debido a las capacidades parásitas y a que los encapsulados de ambos no son exactamente idénticos.

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 [7].

## 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.

[7]: Onyonkiton Théophile Aballo, “Control del comportamiento No Lineal de los dispositivos orientado al diseño de aplicaciones inalámbricas”, Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Marzo 2011.

# **4**

## **ESTUDIO DE REDES TRANSFORMADORAS DE IMPEDANCIAS**

## **4.- ESTUDIO DE REDES TRANSFORMADORAS DE IMPEDANCIAS**

A continuación se realizan varias simulaciones para proceder al análisis de dos redes transformadoras de impedancias, controladas por tensión, formadas por uno y dos varactores respectivamente. El análisis se centra en el comportamiento en distorsión de intermodulación de las redes.

El uso de dichas redes se centra en el ajuste de un punto de linealidad óptima a nivel de potencia al que trabajaría un amplificador clase AB o bien en la modulación en amplitud de un amplificador clase E de alta eficiencia, entre otras. De modo más general, dicha red se emplearía en situaciones donde la distorsión residual, debida a la no linealidad del varactor, fuese muy perjudicial.

### **4.1.- Red de transformación de impedancias**

La red transformadora de impedancia consiste en una red T compuesta por dos bobinas y un varactor que actúa como un condensador ajustable por tensión, para ello previamente se ha polarizado el varactor en inversa para que no conduzca y así poderlo utilizar como un condensador ajustable por tensión.

En los amplificadores de potencia ideales saturados de clases A, B, C, D y F, la potencia de salida es inversamente proporcional a la resistencia de carga, es decir, la potencia es máxima cuando el valor de la capacidad es mínima, lo cual ocurre cuando la tensión en el varactor es máxima.

Por otro lado, la eficiencia disminuye en cuanto la carga se hace cada vez más reactiva. Por lo tanto, lo ideal en una carta de Smith es una línea desde la carga nominal (máxima salida) a lo largo de la línea de pura resistencia (salida intermedia), hasta la impedancia infinita, es decir, circuito abierto (salida cero) [1] [2].

Este procedimiento se muestra en la figura 4.1.

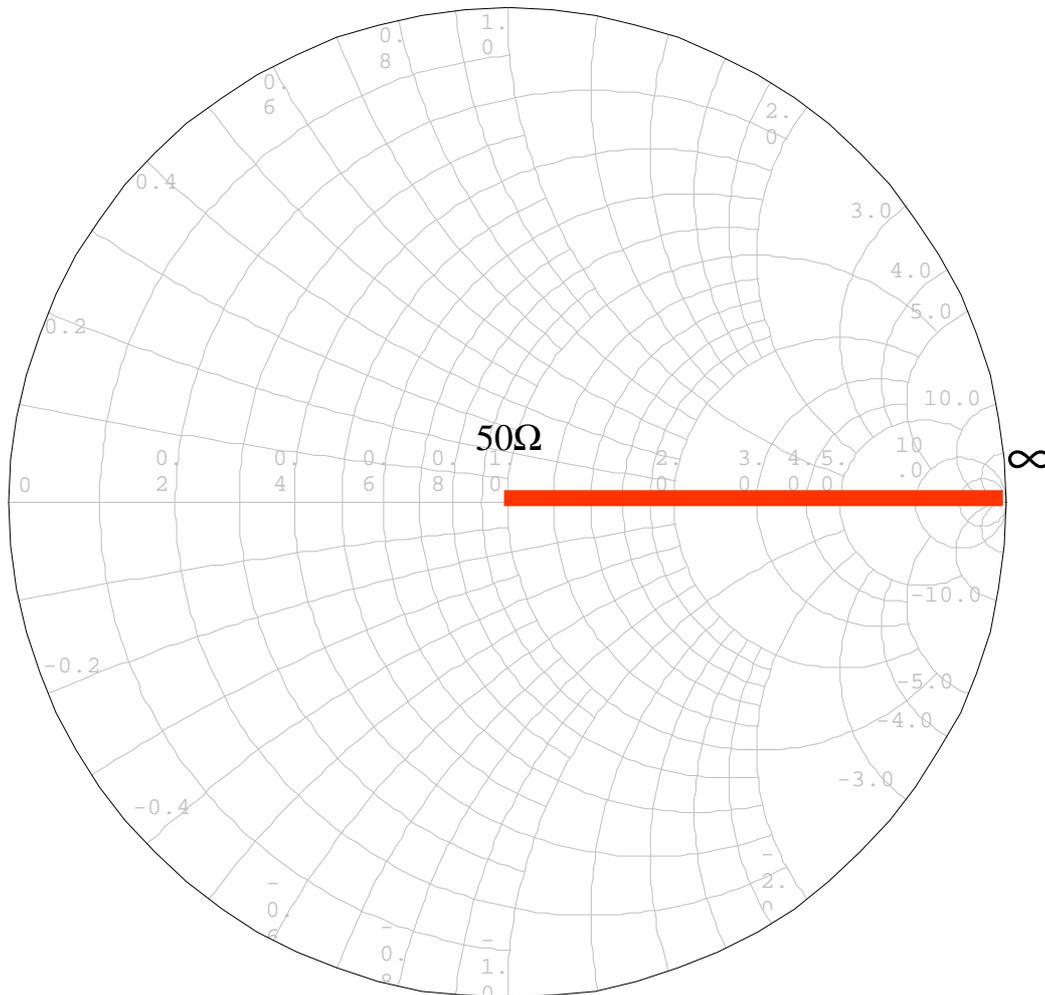


Figura 4.1 Representación de una modulación de carga ideal.

## 4.2.- Simulaciones de las redes formadas por uno y dos varactores

La principal diferencia entre ambas redes de transformación, es que la primera consta de un solo varactor y la segunda consta de dos varactores, cuyos comportamientos se analizan en las siguientes simulaciones.

Las simulaciones se realizan utilizando el simulador MWOoffice, y ambas se han obtenido para una potencia de entrada de 9.4 dBm y una frecuencia de 900 MHz.

### 4.2.1.- Simulación del circuito de un varactor

El circuito se basa en una red LC a la entrada del mismo, seguido, a continuación, de una red T formada por dos bobinas reales y un varactor BB833, resultando un circuito como el mostrado en la figura 4.2.

El objetivo de este circuito es conseguir un valor de impedancia cerca del circuito abierto, como ya se ha comentado anteriormente, para lo cual es necesario cambiar los valores de las L y los C, por ese motivo se emplea un varactor, porque posee la característica de funcionar como un condensador variable por tensión, con el inconveniente de que es un dispositivo no lineal y produce distorsión.

El varactor se polariza en inversa para que no conduzca, y poder utilizarlo como un condensador controlado por tensión.

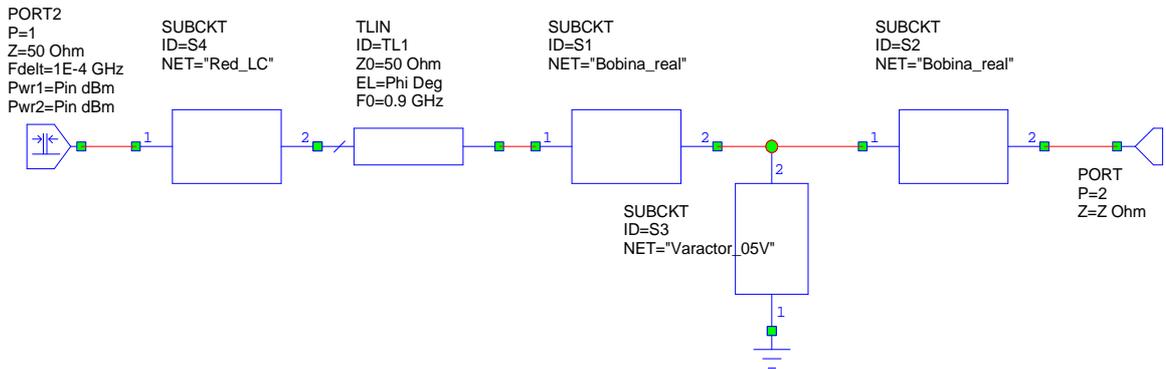


Figura 4.2 Circuito formado por un varactor.

La red LC de dicho circuito está compuesta por:

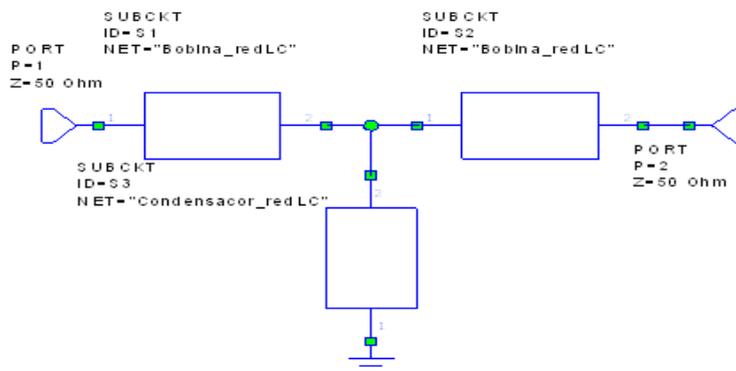


Figura 4.3 Red LC.

donde la bobina de la red LC y el condensador de la red LC están formados por los siguientes circuitos equivalentes:

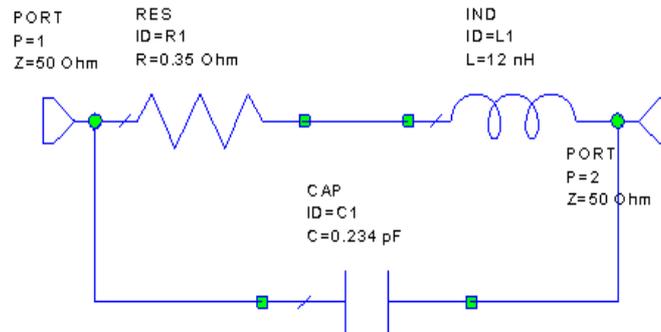


Figura 4.4 Modelo equivalente de la bobina de la red LC.

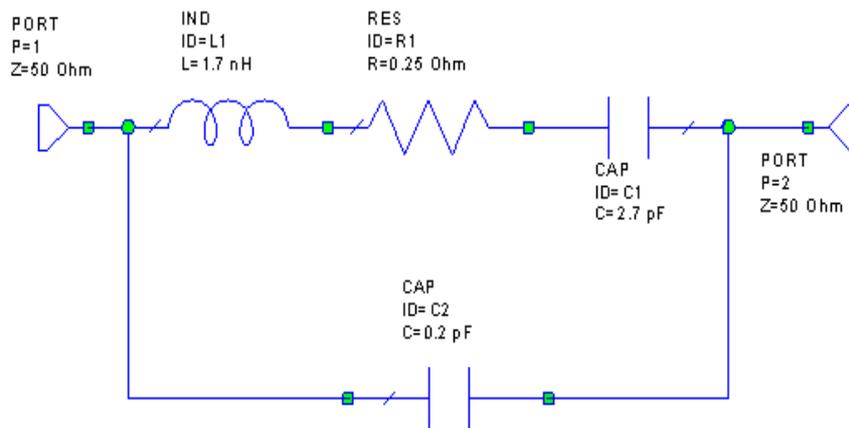
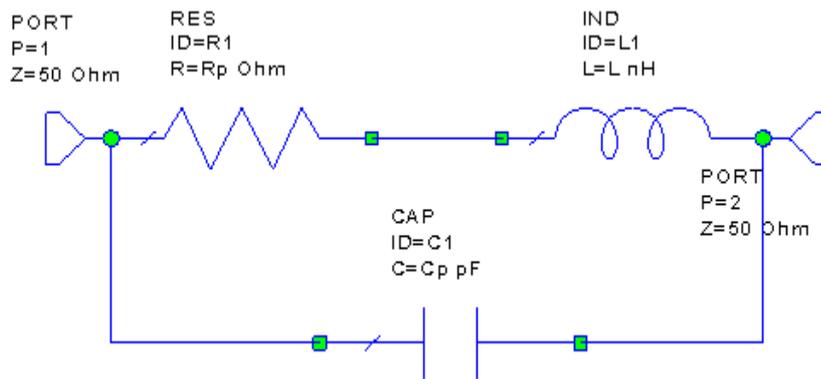


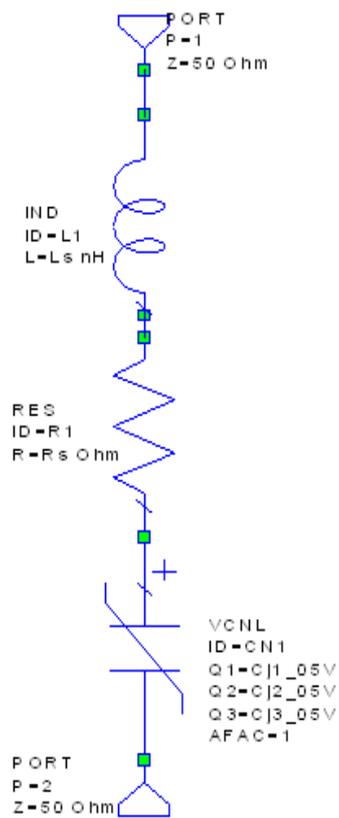
Figura 4.5 Modelo equivalente del condensador de la red LC.

A su vez, la red T está compuesta por dos bobinas reales y un varactor, cuyos circuitos equivalentes son los siguientes:



$R_p=0.1\Omega, L=1.2\text{ nH}, C_p=0.586\text{ pF}$

Figura 4.6 Modelo equivalente de la bobina real.



$L_s=1.8\text{ nH } R_s=2\ \Omega$

Figura 4.7 Modelo equivalente del varactor.

Para simular el circuito se varía la tensión en el varactor de 0 a 30 voltios. Para ello, se van cambiando los valores de los parámetros  $C_{j1}$ ,  $C_{j2}$  y  $C_{j3}$  del varactor, dependiendo de la tensión a la que se esté sometiendo al varactor.

A continuación, se representa la potencia de los productos de intermodulación, frente a los diferentes valores de tensión de entrada.

La gráfica resultante es la mostrada en la figura 4.8.

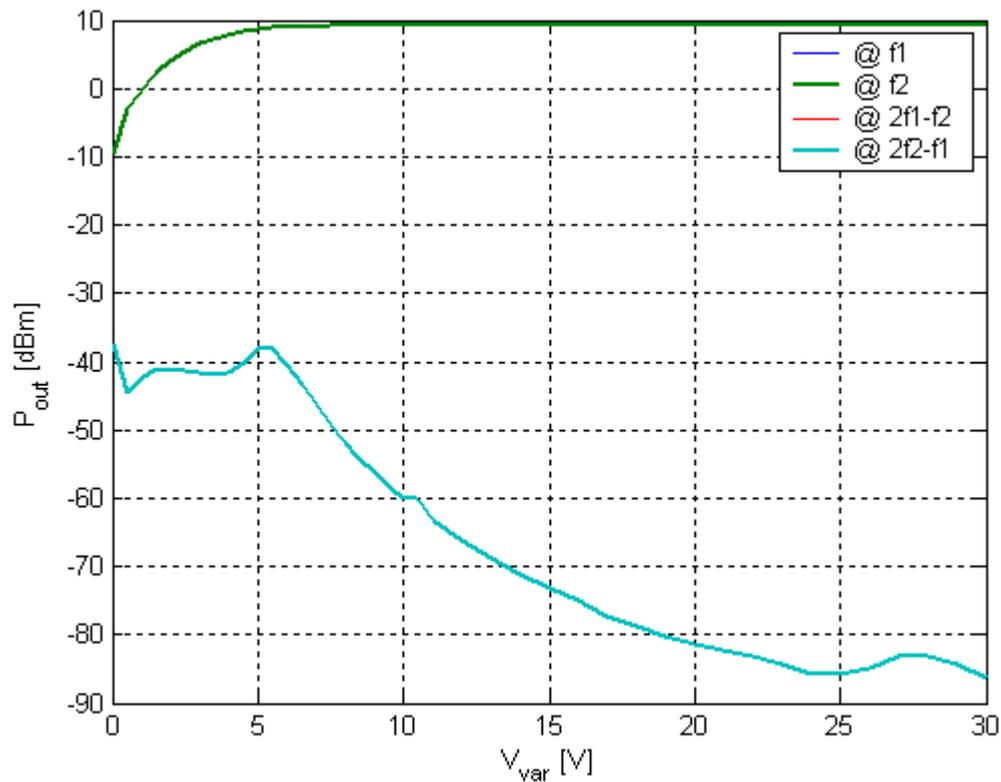


Figura 4.8 Gráfica de la distorsión de intermodulación para el circuito de un varactor.

Como se puede observar en la gráfica obtenida de la simulación, para las frecuencias “ $f_1$ ” y “ $f_2$ ”, la potencia aumenta de forma exponencial a medida que aumenta la tensión del varactor, hasta alcanzar el valor máximo de salida de 9.4 dBm.

En cambio, para las frecuencias “ $2f_1-f_2$ ” y “ $2f_2-f_1$ ” los productos de intermodulación aumentan ligeramente al principio debido a la inductancia que presenta el varactor y a sus capacidades parásitas, que producen distorsión, pero a medida que va aumentando la tensión del varactor dicha potencia de intermodulación va disminuyendo.

#### 4.2.2.- Simulación del circuito de dos varactores

El circuito, en este caso, se basa en la conexión de dos varactores BB833 en serie, cuyo objetivo es que las componentes de distorsión de intermodulación se cancelen. También consta de dos condensadores de bloqueo, uno situado en la entrada y otro en la salida del circuito, para no permitir el paso de la DC. Además, dicho diseño contiene una red LC semejante a la del circuito formado por un solo varactor, y seguido de una red T formada por los dos varactores BB833, citados anteriormente, y por dos bobinas reales, semejantes a las del circuito de un varactor, resultando finalmente un circuito como el mostrado en la figura 4.9.

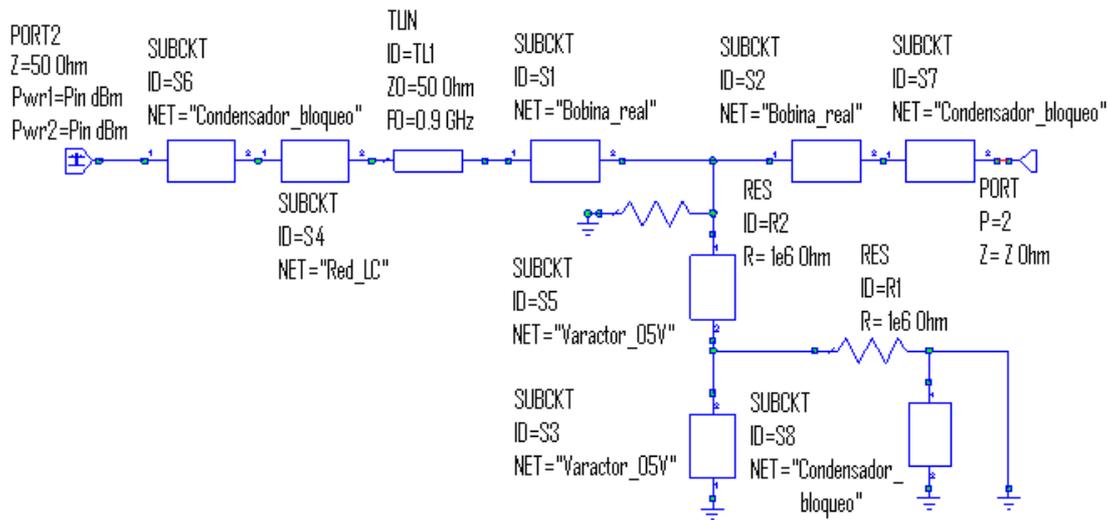


Figura 4.9 Circuito formado por dos varactores.

En este circuito, al igual que en el circuito de un solo varactor, los varactores están polarizados en inversa para que no conduzcan, y así poder utilizarlos como un condensador controlado por tensión.

El circuito equivalente del condensador de bloqueo es el mostrado en la figura 4.10.

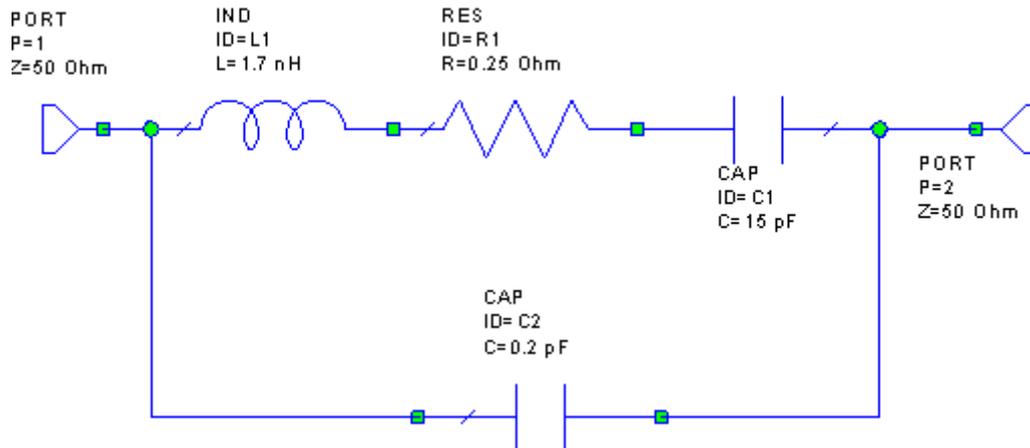


Figura 4.10 Circuito equivalente del condensador de bloqueo.

A continuación, al igual que en el circuito formado por un solo varactor, se irá variando la tensión de 0 a 30 voltios. Para ello, se irán cambiando los valores de los parámetros Cj1, Cj2 y Cj3 de cada varactor, dependiendo de la tensión a la que ambos varactores estén sometidos.

Se ha realizado una representación de la potencia de los productos de intermodulación, frente a los diferentes valores de tensión de entrada, para posteriormente comparar los resultados obtenidos de la simulación de ambos diseños.

La gráfica resultante de la simulación del circuito con dos varactores es la mostrada en la figura 4.11.

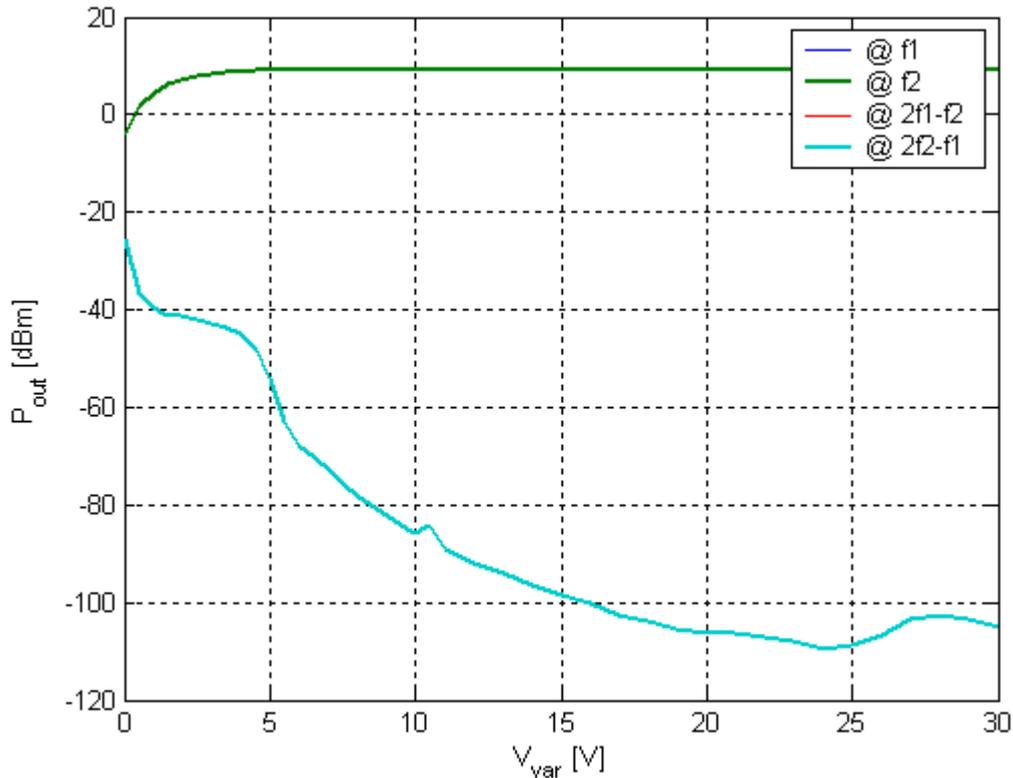


Figura 4.11 Gráfica de la distorsión de intermodulación para el circuito de dos varactores.

Como se puede observar en la gráfica obtenida, para las frecuencias “f1” y “f2”, la potencia aumenta exponencialmente a medida que aumenta la tensión del varactor, hasta alcanzar el valor máximo de salida de 9.4 dBm.

En cambio, para las frecuencias “2f1-f2” y “2f2-f1”, los productos de intermodulación van disminuyendo a medida que va aumentando la tensión del varactor.

A continuación se ha realizado una representación de ambos circuitos en una misma gráfica, como muestra la figura 4.12, para mostrar las diferencias obtenidas entre ambos y observar más claramente las mejoras conseguidas con el circuito de dos varactores.

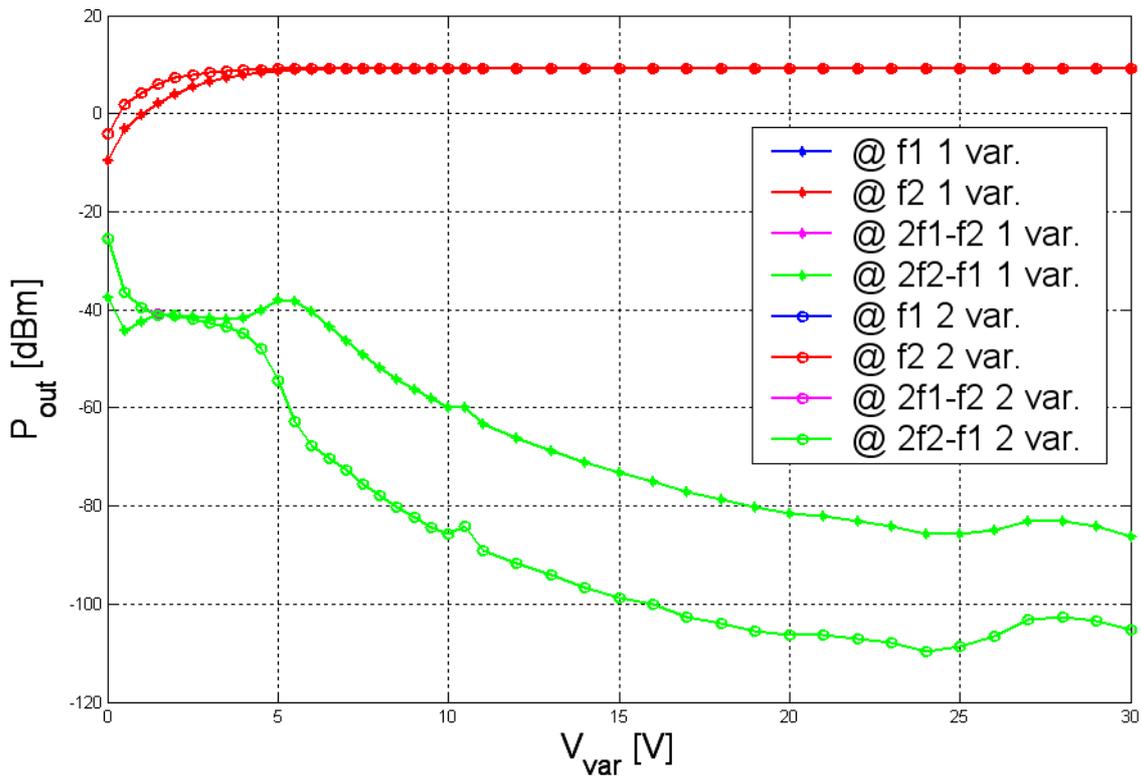


Figura 4.12 Comparación de los resultados obtenidos para los circuitos de un varactor y de dos varactores.

En la figura 4.12 se puede observar claramente como los resultados obtenidos con el circuito de dos varactores son más óptimos.

La principal ventaja, en este circuito, consiste en que los valores de potencia de los productos de intermodulación obtenidos a las frecuencias “ $2f_1-f_2$ ” y “ $2f_2-f_1$ ”, son más bajos que para el circuito de un solo varactor, el cual introduce más distorsión de intermodulación.

Se puede observar también, para las frecuencias “ $f_1$ ” y “ $f_2$ ”, que con el circuito de dos varactores la potencia que se obtiene de los dos tonos es mayor, sobre todo para tensiones bajas.

Cabe destacar, que los valores obtenidos a partir de las simulaciones anteriores son teóricos y puramente orientativos y no aseguran un funcionamiento óptimo del circuito, con lo cual, es probable, que posteriormente, en la práctica, haya que ajustar valores de varios de los componentes del circuito para conseguir los resultados deseados.

## REFERENCIAS

[1]: Edurne Azpitarte, “Control del sweet-spot de linealidad en dispositivos FET mediante la variación de la impedancia de carga”, Trabajo fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2004.

[2]: F.H.Raab, “Average efficiency of power amplifiers”, Proc. RF Technology Expo 86, Anaheim, CA 1986.

[3]: F.H.Raab, “High – Efficiency Linear Amplification by Dynamic Load Modulation”, 2003 IEEE Mtt-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1717-1720, June 2003.

# **5**

## **DISEÑO Y MEDIDAS**

## 5.- DISEÑO Y MEDIDAS

### 5.1.- Diseño de PCBs

Tras haber analizado el comportamiento de los diferentes circuitos diseñados, con ayuda de MWOoffice, se diseñan dichos circuitos en Autocad, para su fabricación y posteriormente verificar su funcionamiento en el laboratorio.

Los diseños en AutoCad de los circuitos formados por uno y dos varactores son los mostrados en las figuras 5.1 y 5.2 respectivamente.

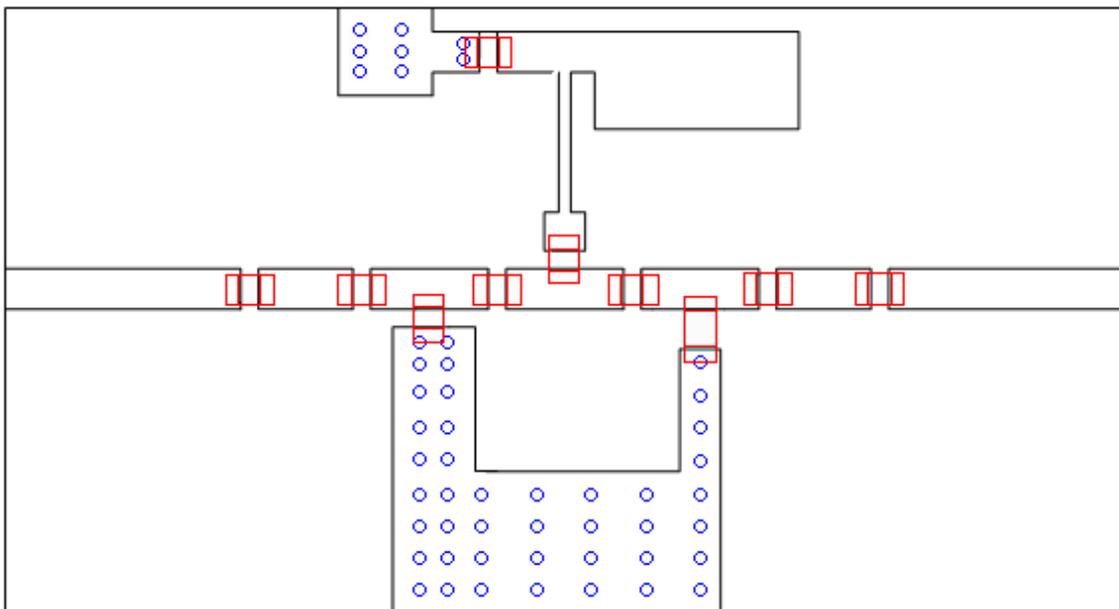


Figura 5.1 Diseño del circuito formado por un varactor.

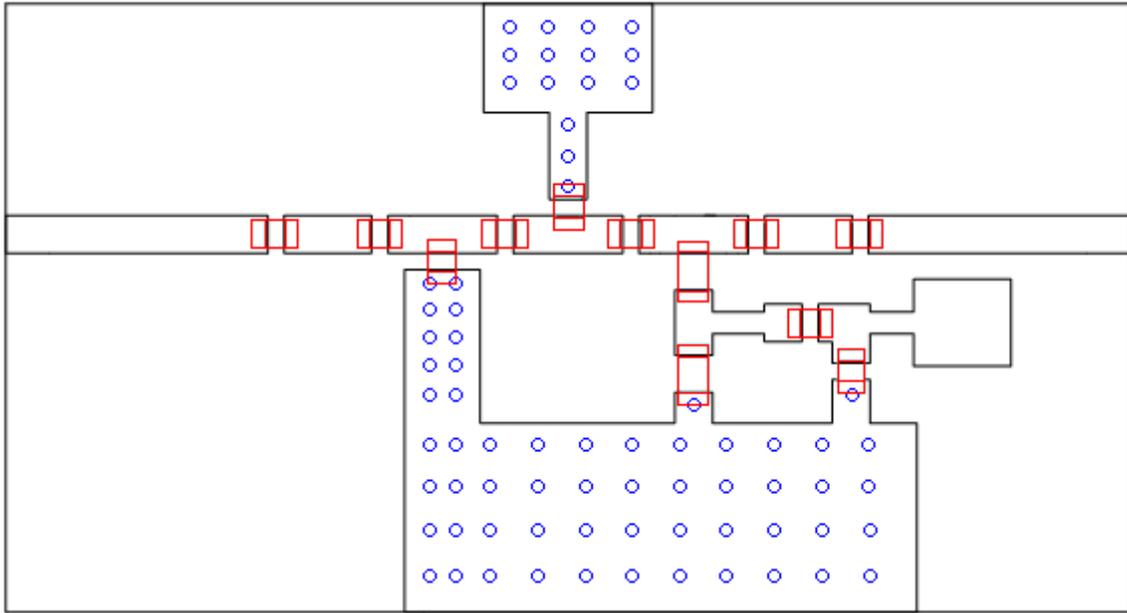


Figura 5.2 Diseño del circuito formado por dos varactores.

## 5.2.- Circuito formado por un varactor

El esquema del circuito diseñado es el mostrado en la figura 5.3.

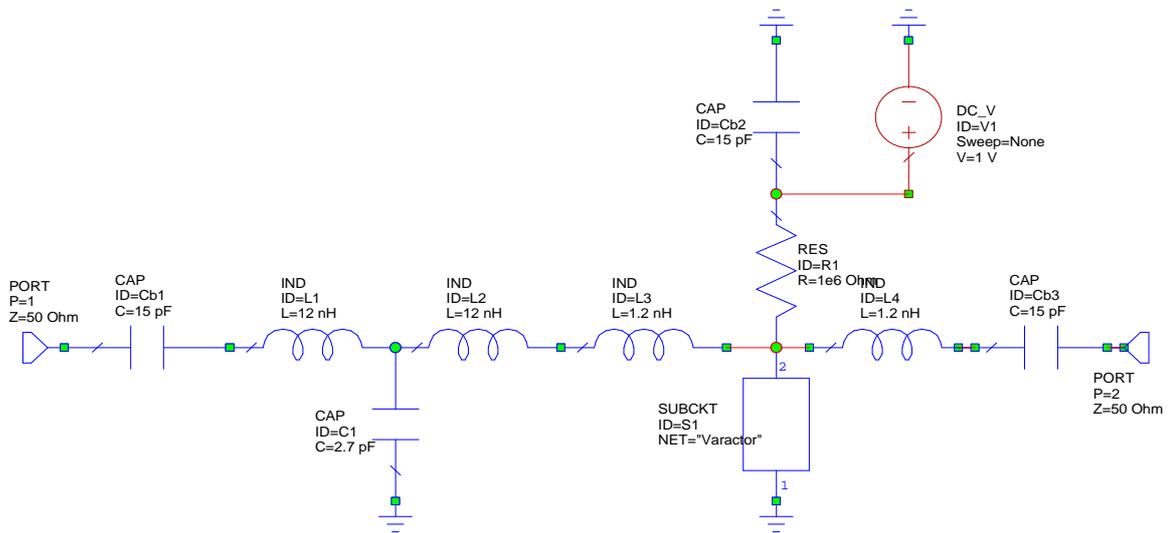


Figura 5.3 Esquema del circuito de un solo varactor.

Una vez soldados en la placa todos los componentes mostrados en el esquemático, el circuito resultante es el presentado en la figura 5.4.



Figura 5.4 Fotografía del circuito de un solo varactor.

A continuación, se realizan las medidas correspondientes en el laboratorio para verificar que presenta el comportamiento esperado.

### 5.2.1.- Medidas de parámetros de scattering

Las medidas del parámetro de scattering  $S_{11}$  se realizan con el analizador de redes. Antes de empezar a medir, se calibra dicho analizador para posteriormente realizar las medidas a una frecuencia de 900 MHz. El circuito se conecta a una fuente de alimentación, fijando la tensión máxima a 30V.

El montaje realizado es el mostrado en la figura 5.5:

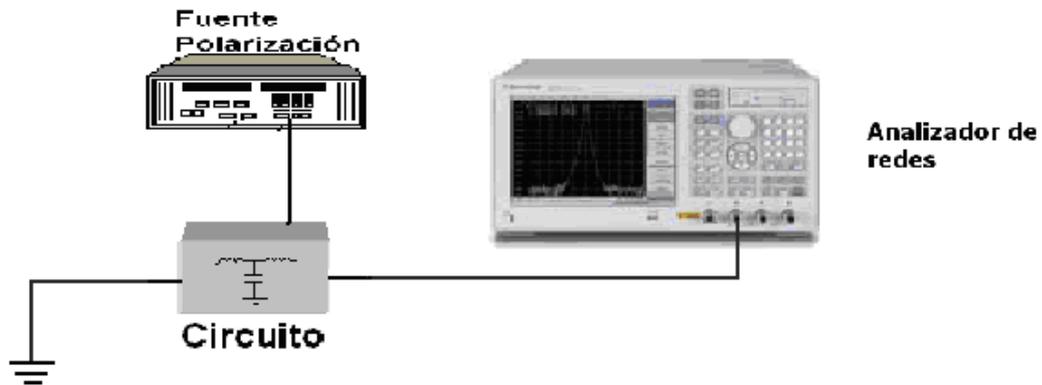


Figura 5.5 Montaje empleado para medir el parámetro de scattering  $S_{11}$ .

Los resultados obtenidos al medir el parámetro de scattering  $S_{11}$ , no son exactamente los deseados, ya que la parte imaginaria de la impedancia obtenida de esas medidas, es bastante elevada, cuando el objetivo deseado es que sea cero o, en su defecto, lo menor posible.

Para solventar dicho problema, se cambian los valores de varios de los componentes del circuito. En primer lugar, se cambia la resistencia de  $1\text{ M}\Omega$  por una de valor  $5.6\text{ M}\Omega$ . El siguiente paso es cambiar los valores de las bobinas y del condensador hasta obtener el resultado deseado. Tras probar con distintos valores, finalmente se sueldan los condensadores de valor  $2.2\text{ pF}$  y las bobinas de  $3.9\text{ nH}$ , ya que con estos valores la parte imaginaria disminuye y se aproxima más al centro de la carta de Smith.

A continuación, se realizan las medidas del circuito. Se mide la parte real de la impedancia y la parte imaginaria, ambas en ohmios, y a continuación, con los valores obtenidos se realiza una representación en Matlab para poder observar los resultados obtenidos del coeficiente de reflexión, como se muestra en la figura 5.6.

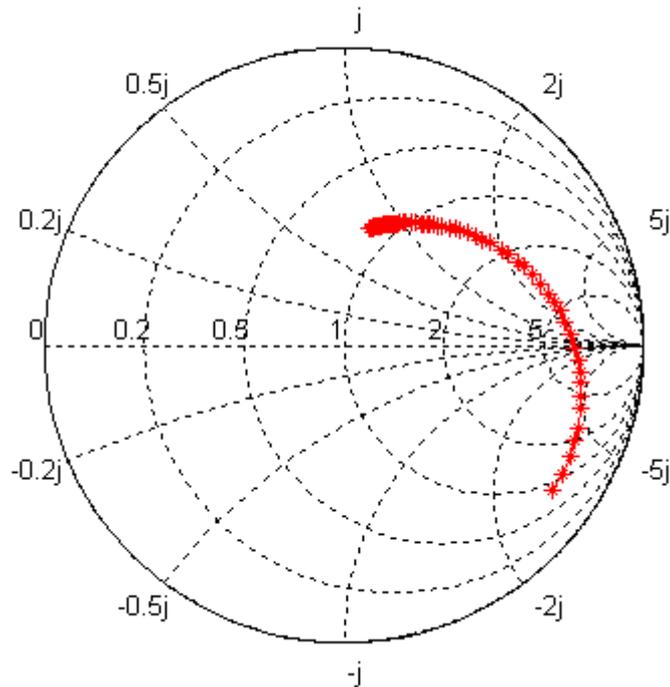


Figura 5.6 Representación del coeficiente de reflexión para el circuito de un varactor.

En la figura anterior se puede observar que los resultados obtenidos no son exactamente los deseados, ya que la gráfica no parte ni del centro de la carta de Smith, valor de 50 ohmios, ni llega hasta el final del eje real derecho, es decir, hasta el circuito abierto. Además, dicho recorrido no lo hace en forma de línea recta, sino que su trayectoria es curva, debido a que la parte imaginaria no es cero en todos los puntos. Aún así, dichos resultados son los esperados y serán optimizados en el circuito formado por dos varactores.

### 5.2.2.- Medidas de potencia

Una vez realizadas las medidas con el analizador de redes, se mide la potencia y la distorsión con el analizador de espectros. Para ello, se conecta a cada generador un atenuador de 6 dB, dichos atenuadores se conectan al combinador y éste último se conecta al analizador de espectros para así poder fijar la amplitud del generador a la potencia de simulación, es decir, a 9.4 dBm.

El nivel de potencia de entrada de 9.4 dBm, se obtuvo fijando el primer generador a una frecuencia de 900.05 MHz, y a una amplitud de 19.2 dBm; y el segundo a una frecuencia de 899.95 MHz y a una amplitud de 21.5 dBm, ambos con una diferencia de 100 KHz.

Se realizan dos montajes distintos en el laboratorio, el mostrado en la figura 5.7 se utiliza para la medida de la potencia de ambos tonos, a las frecuencias “f1” y “f2”. Para la medida de los productos de intermodulación a las frecuencias “2f1-f2” y “2f2-f1”, se realiza el montaje de la figura 5.8.

No es posible realizar ambas medidas con el primer montaje, ya que al medir los productos de intermodulación con dicho montaje, se obtenían valores muy bajos, luego para verlos correctamente se necesitaba cambiar el nivel de referencia, y al realizar dicho cambio se introducían otras distorsiones, con lo cual era imposible medir los productos de intermodulación.

El primer montaje, empleado para medida la potencia de ambos tonos, a las frecuencias “f1” y “f2”, es el siguiente:

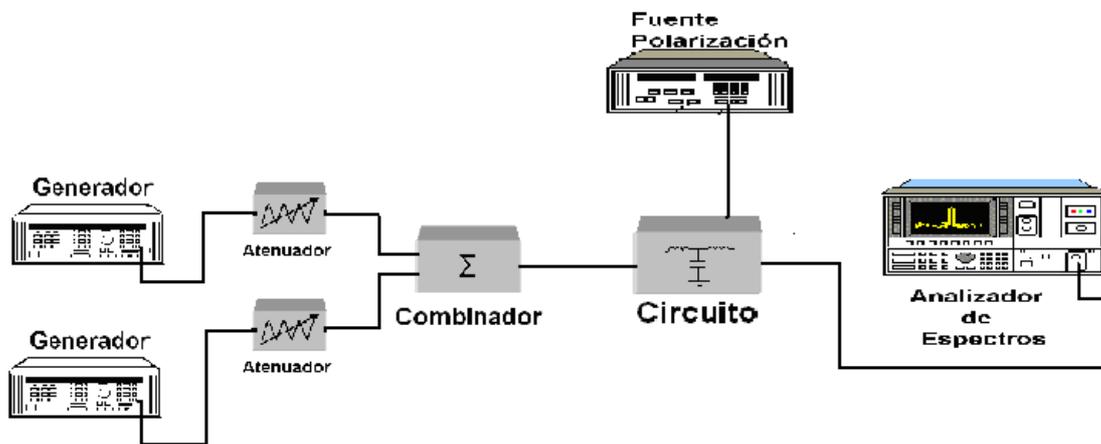


Figura 5.7 Montaje empleado para medir la potencia a las frecuencias “f1” y “f2”

La fuente de polarización varía de 0 a 30 voltios. Se emplearon también dos atenuadores de 6 dB para que no se mezclasen los dos tonos procedentes de los generadores, y un combinador para realizar la suma de los dos tonos.

Una vez que está el circuito conectado y alimentado correctamente, se mide la potencia de los dos tonos en el analizador de espectros a las frecuencias “f1” y “f2”, y se anotan las medidas resultantes. A las medidas obtenidas se le suma el valor de pérdidas del cable que une el circuito con el analizador de espectros, para obtener la medida real a la salida del circuito. Dichas pérdidas son de 0.07 dB, y serán las mismas tanto para este circuito como para el formado por dos varactores, ya que se empleará el mismo cable.

Finalizadas las medidas con el montaje anterior, se realiza el nuevo montaje, mostrado a continuación, para medir los productos de intermodulación a frecuencias de “2f1-f2” y “2f2-f1”.

El esquema del nuevo montaje es el mostrado en la figura 5.8.

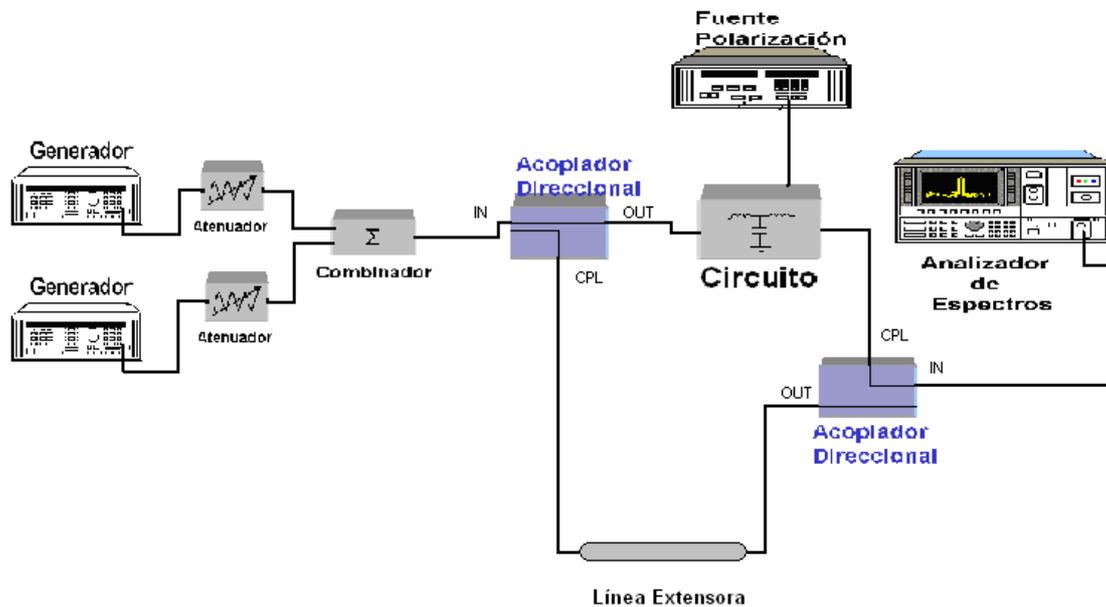


Figura 5.8 Montaje empleado para medir distorsión a las frecuencias “ $2f_1-f_2$ ” y “ $2f_2-f_1$ ”.

Los elementos empleados en este montaje son los mismos que los empleados en el montaje anterior, con la diferencia de que en este segundo montaje se han añadido dos acopladores direccionales ZFDC para repartir las señales, y una línea extensora para ajustar las potencias de los dos tonos, para que a la salida del segundo acoplador direccional se anulen, y así poder medir únicamente los productos de intermodulación en el analizador de espectros. Es decir, al segundo acoplador direccional llegan los dos tonos, de “ $f_1$ ” y “ $f_2$ ”, en contrafase, con ayuda de la línea extensora, y se cancelan.

Al igual que en el primer montaje, se mide la potencia de pérdidas que hay entre la salida del circuito y el analizador. Para ello, en el segundo acoplador direccional, en la patilla de “OUT”, se desconecta la línea extensora y se conecta una carga de  $50 \Omega$ ; y en la patilla de “CPL” se conecta el generador con una amplitud de entrada de 0 dBm. El valor de la potencia de pérdidas, obtenido en el analizador de espectros, es de 11.67 dBm.

Una vez realizadas todas las conexiones y alimentado el circuito, se realiza un barrido de 0 a 30 voltios, anotando los valores obtenidos en el analizador de espectros.

A continuación, se realiza una representación con Matlab para observar de forma gráfica los resultados obtenidos con ambos montajes. Dichos resultados se muestran en la figura 5.9.

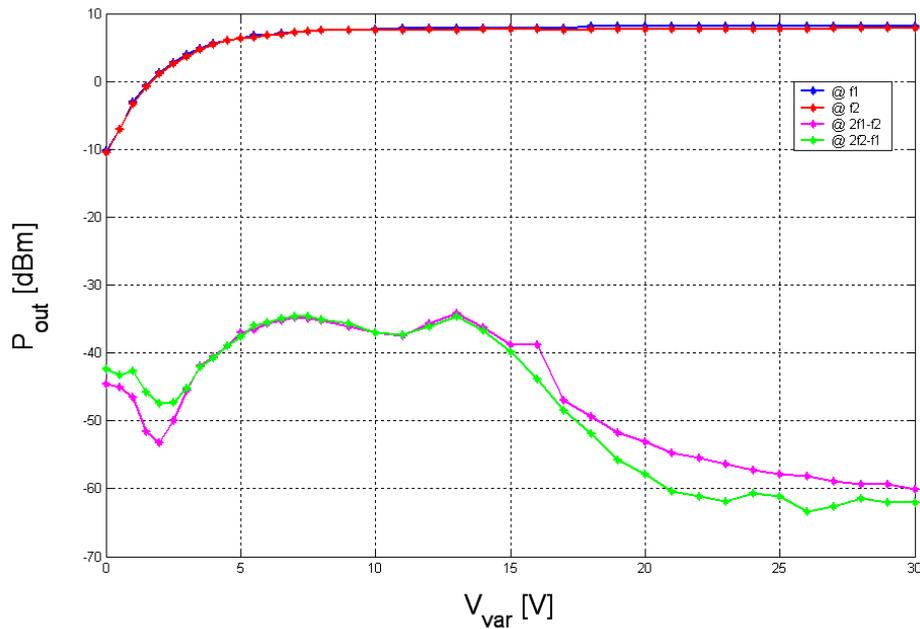


Figura 5.9 Representación gráfica de los resultados obtenidos en el circuito de un varactor.

Como se puede observar en la gráfica, la potencia de ambos tonos va aumentando de forma exponencial, hasta alcanzar el valor de 9.4 dBm deseado.

En cuanto a los productos de intermodulación, aumentan ligeramente para valores pequeños de tensión del varactor, disminuyendo de forma exponencial para valores de tensión más elevados.

### 5.3.- Circuito formado por dos varactores

El esquema del circuito diseñado es el mostrado en la figura 5.10.

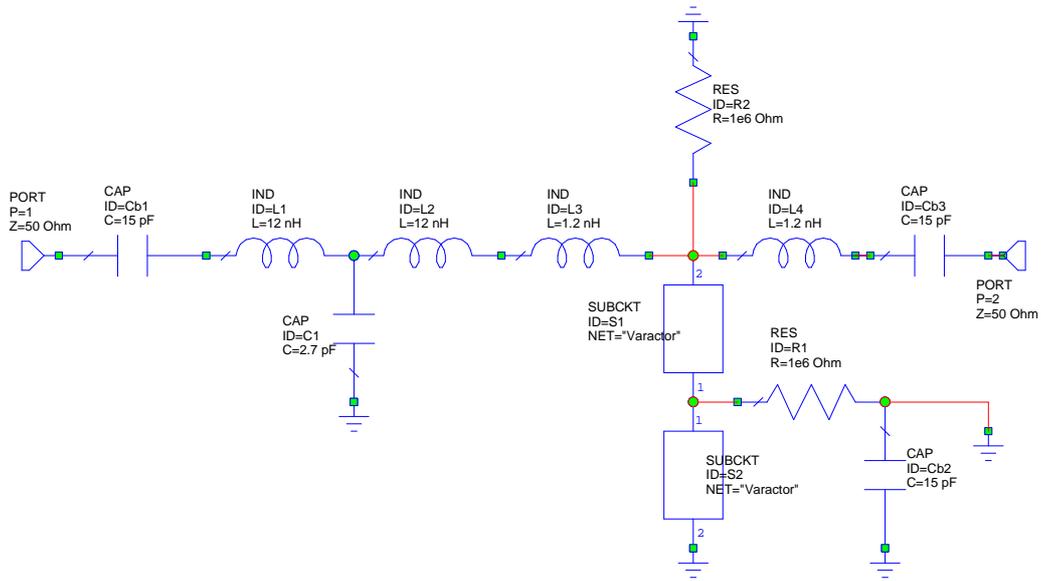


Figura 5.10 Esquema del circuito formado por dos varactores.

El circuito anterior, una vez montado y ensamblado, es el mostrado en la figura 5.10.

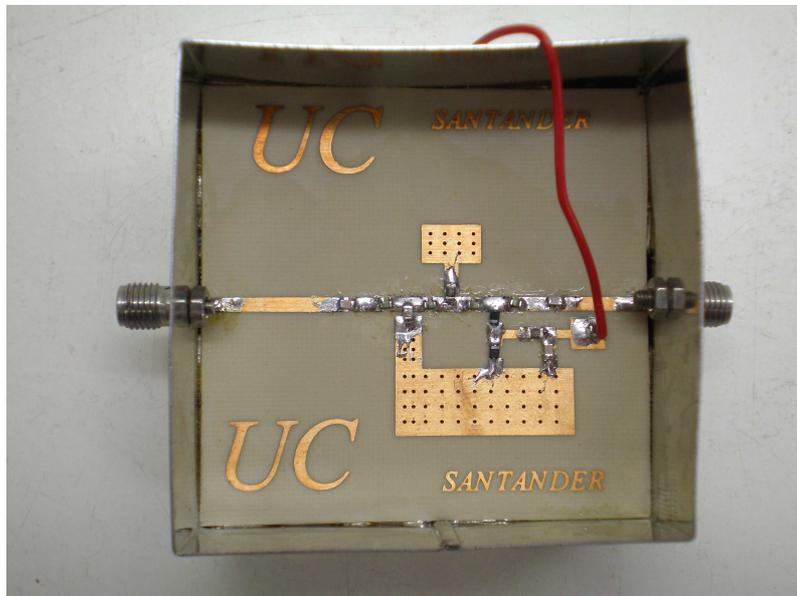


Figura 5.11 Fotografía del circuito formado por dos varactores.

### 5.3.1.- Medidas de parámetros de scattering

A continuación, se mide el circuito formado por dos varactores. Al igual que con el montaje del circuito de un solo varactor, se emplea el analizador de redes disponible en el laboratorio. Antes de empezar a medir, se calibra dicho analizador y se realizarán las medidas para una frecuencia de 900 MHz.

Los resultados obtenidos al medir el parámetro de scattering  $S_{11}$ , no son exactamente los deseados, ya que la parte imaginaria de la impedancia, obtenida de esas medidas, es bastante elevada, al igual que sucedía para el circuito anterior, cuando el objetivo deseado es que sea cero o, en su defecto, lo menor posible.

Para solucionar dicho problema, se cambian algunos de los componentes soldados en el circuito por otros de distintos valores hasta obtener el resultado deseado.

El primer cambio realizado en el circuito, es el de la resistencia de  $1\text{ M}\Omega$ , que es cambiada por una resistencia de  $5.6\text{ M}\Omega$ . A continuación se realizan varias pruebas cambiando los valores de las bobinas y del condensador, fijando dichos valores a  $3.3\text{ nH}$  y  $1.8\text{ pF}$ , respectivamente.

Tras realizar los cambios anteriores, se realizan las medidas del circuito. Se mide la parte real de la impedancia y la parte imaginaria, ambas en ohmios, y a continuación, con los valores obtenidos se realiza una representación en Matlab para poder observar los resultados obtenidos en del coeficiente de reflexión, como se muestra en la figura 5.12.

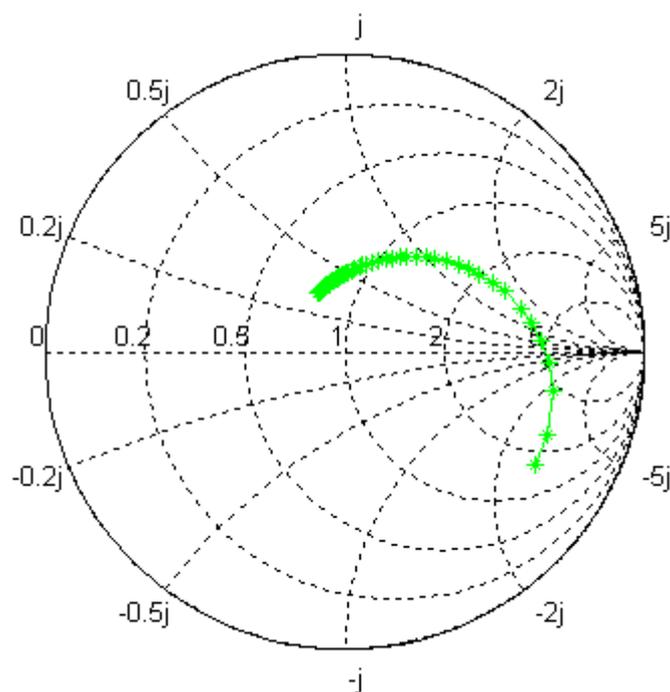


Figura 5.12 Representación del coeficiente de reflexión para el circuito de dos varactores

Como se puede observar en la figura 5.12, los resultados obtenidos no son exactamente los esperados, ya que la gráfica no parte exactamente ni del centro de la carta de Smith, valor de 50 ohmios, ni llega hasta el final del eje real derecho, es decir, hasta el circuito abierto. Además, dicho recorrido no lo hace en forma de línea recta, sino que su trayectoria es curva, debido a que la parte imaginaria no es cero en todos los puntos, al igual que sucedía con el circuito de un solo varactor.

A pesar de dichos detalles, los resultados obtenidos se asemejan a lo esperado, y son más óptimos que los obtenidos con el circuito de un solo varactor.

### 5.3.2.- Medidas de potencia

En primer lugar, se ajusta el analizador de espectros, de la misma forma que se hizo con el circuito de un solo varactor, fijando la potencia de entrada a 9.4 dBm.

Para realizar las medidas, al igual que con el circuito de un solo varactor, se emplearon los dos montajes descritos anteriormente, el primero para medir la potencia de ambos tonos a las frecuencias “f1” y “f2” y el segundo para medir los productos de intermodulación a las frecuencias “2f1-f2” y “2f2-f1”.

Las pérdidas debidas a los cables son las mismas que para el circuito de un varactor, ya que el sistema de medida empleado es el mismo.

Una vez realizadas las medidas, de la misma forma que en el circuito de un varactor, se realiza una representación con Matlab para observar de forma gráfica los resultados obtenidos. Dichos resultados se muestran en la figura 5.13.

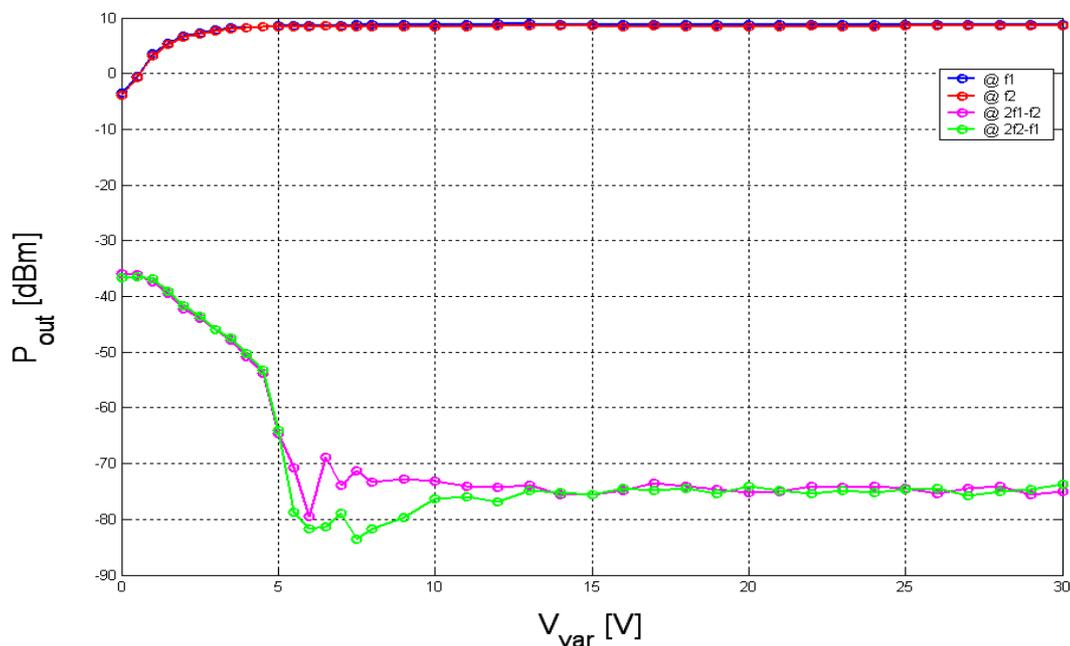


Figura 5.13 Representación gráfica de los valores medidos para el circuito de dos varactores.

### 5.4.- Análisis de los resultados

Analizando los resultados obtenidos, se puede observar que el circuito formado por dos varactores es más óptimo, principalmente en lo que a distorsión se refiere, que el circuito formado por un solo varactor.

Se representa en una misma gráfica de Smith los resultados obtenidos en ambos circuitos, figura 5.14, y se puede observar claramente que el comportamiento del circuito formado por dos varactores se asemeja más al resultado ideal, es decir, a una línea desde la carga nominal (máxima salida) a lo largo de la línea puramente resistiva (salida intermedia), hasta la impedancia infinita (salida cero) [1].

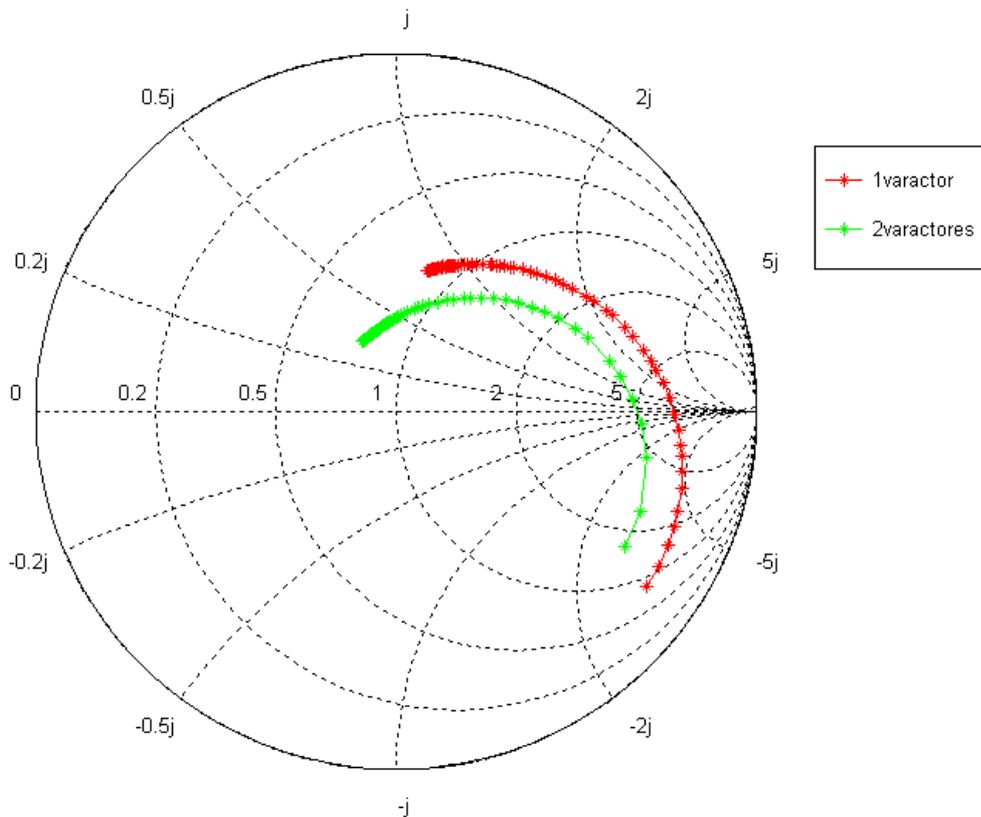


Figura 5.14 Comparación de los resultados obtenidos en la medición del parámetro  $S_{11}$  para los circuitos formados por un varactor y dos varactores.

Aunque la variación de impedancia en ambos casos diste de ser la óptima, se decidió priorizar el conseguir una variación más o menos similar en la impedancia, para poder observar las mejoras al realizar la comparación de ambas redes en IMD a igualdad de condiciones.

En el circuito formado por dos varactores, la parte imaginaria de la impedancia además de ser menor que en el circuito formado por un varactor, y aproximarse más al comportamiento de la línea puramente resistiva, está más próximo del centro de la carta de Smith, es decir, más próximo al comportamiento de partida desde la carga nominal, de  $50 \Omega$ .

Por otro lado, en la figura 5.15, se muestran gráficamente y de forma conjunta los resultados obtenidos en la medida de la distorsión del circuito formado por un solo varactor y del circuito formado por dos varactores.

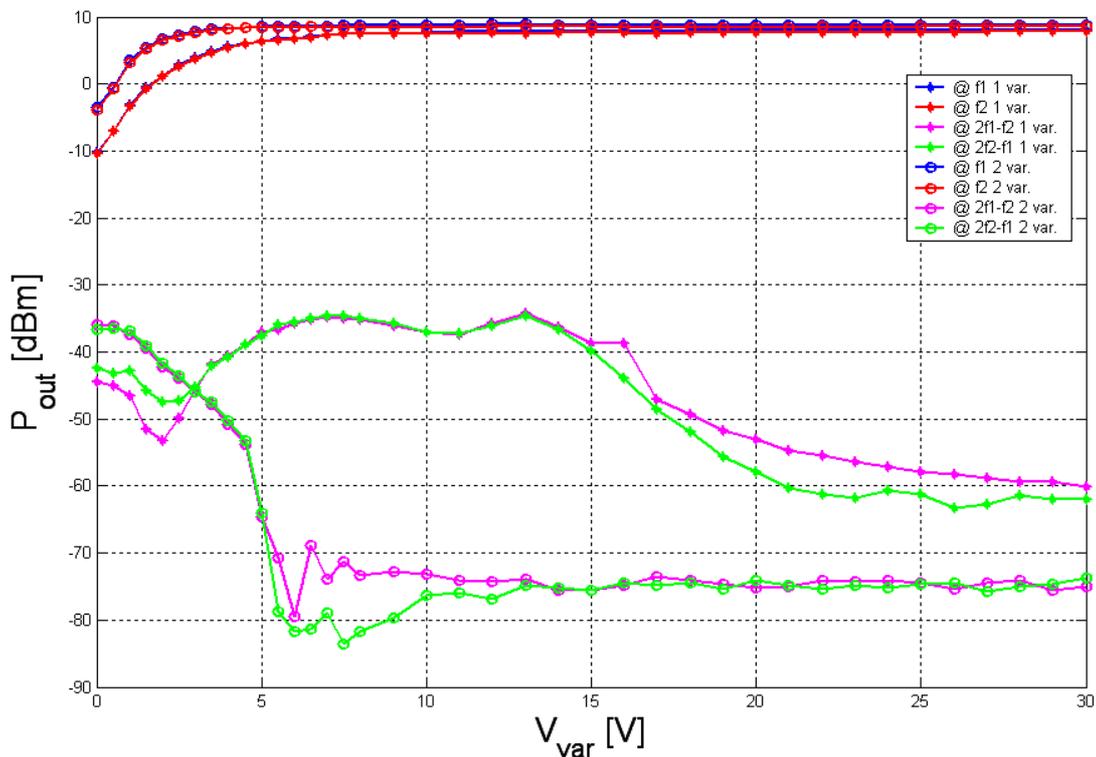


Figura 5.15 Comparación de los resultados obtenidos en la medida de distorsión para los circuitos formados por un varactor y dos varactores.

Observando la gráfica anterior, también en este caso los resultados obtenidos para el circuito formado por dos varactores son mejores que los obtenidos para el circuito formado por un solo varactor, tanto en lo que se refiere al alcance del valor máximo de la potencia de los tonos como en lo que se refiere a los productos de intermodulación.

En lo que respecta a la medida de potencia de los dos tonos, se puede observar que con el circuito de dos varactores, se alcanza la potencia óptima de salida para valores de tensión más bajos que con el circuito de un varactor, ya que aumenta exponencialmente de forma más rápida.

En cuanto a los productos de intermodulación, se observa que en el circuito de dos varactores la potencia de los productos de intermodulación es mucho más baja que en el circuito de un solo varactor, es decir, presenta menor distorsión.

Para tensiones bajas, los productos de intermodulación son ligeramente más bajos en el circuito de un varactor, esto es debido a la alta inductancia y a las capacidades parásitas que presentan los varactores. Pero de forma general, en el circuito formado por dos varactores, la distorsión de intermodulación va disminuyendo, hasta alcanzar un nivel de distorsión determinado.

En el circuito formado por un solo varactor, sucede lo contrario, la distorsión de intermodulación crece exponencialmente hasta un valor determinado, a partir del cual comienza a disminuir exponencialmente, hasta alcanzar un valor constante de distorsión de intermodulación, pero mayor que el valor alcanzado por el circuito de dos varactores.

Con lo cual, la utilidad de los dos varactores conectados en antiserie cuyo objetivo era asegurar una cancelación importante de los productos de distorsión de tercer orden, ha quedado demostrada.

## REFERENCIAS

[1]: F.H.Raab, “High – Efficiency Linear Amplification by Dynamic Load Modulation”, 2003 IEEE Mtt-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1717-1720, June 2003.

# 6

## CONCLUSIONES Y FUTURAS APLICACIONES

## 6.- CONCLUSIONES Y FUTURAS APLICACIONES

Partiendo del objetivo de este proyecto y analizando los resultados obtenidos, se pueden extraer diversas conclusiones.

El objetivo de este proyecto era el estudio del comportamiento en distorsión de intermodulación de un varactor empleado en la red de transformación de impedancia controlada por tensión.

Para ello, en primer lugar, se ha realizado el estudio de la no linealidad del varactor, tanto en régimen estático como en régimen dinámico, para su posterior aplicación en redes de transformación de impedancias. A pesar de que el estudio en régimen dinámico es más preciso, los valores de las derivadas obtenidos en ambos casos son muy similares.

A continuación, se ha analizado el comportamiento de un varactor en la red de transformación de impedancia, y además se ha diseñado y estudiado el comportamiento de dos varactores conectados en antiserie, obteniendo en ambos casos resultados que se asemejan bastante a lo esperado. Es decir, la topología formada por dos varactores ha cumplido los objetivos deseados, ya que ha cancelado, de manera importante, los productos de distorsión de tercer orden.

Otra conclusión obtenida de este proyecto es que el varactor BB833 no es un varactor óptimo para diseñar una red de transformación de impedancia a esta frecuencia, ya que presenta una alta inductancia y capacidades parásitas. Se necesitaría un varactor con menos elementos parásitos.

Una línea futura de trabajo interesante, sería el análisis la red de transformación de impedancia utilizando otro varactor capaz de trabajar a más alta frecuencia y con menos efectos parásitos.

Una vez resuelta esta limitación, una futura aplicación sería emplearlo para adaptar la posición del sweet-spot al nivel de potencia en un amplificador clase AB, de forma que se pueda verificar si el comportamiento mejora.

# 7

## **ANEXO I: PUBLICACIONES**

## 7.- ANEXO I: PUBLICACIONES

Basado en este análisis, se ha publicado el documento mostrado en este anexo I: R.Marante, T.Aballo, N.Torre, J.A.García, A. Mediavilla, “Impacto del Comportamiento No Lineal del Varactor en Amplificadores Modulados por la Carga a la Salida”, XXVI Simposium Nacional de la URSI, Leganés, Sept. 2011.

### Impacto de Comportamiento No Lineal del Varactor en Amplificadores Modulados por la Carga a la Salida

Reinel Marante<sup>(1)</sup>, Théophile Aballo<sup>(1)</sup>, Nuria Torre<sup>(1)</sup>, Nieves Ruiz<sup>(1)</sup>, José A. García<sup>(1)</sup> y Ángel Mediavilla<sup>(1)</sup>.

maranter@unican.es, teofilo@dicom.unican.es, nuria.torre@alumnos.unican.es, ruizmn@unican.es, joseangel.garcia@unican.es, angel.mediavilla@unican.es

<sup>(1)</sup> Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Laboratorios I+D+i de Telecomunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander

**Resumen-** In this paper, the impact of the nonlinear characteristic of the varactor capacitance on the intermodulation distortion (IMD) profiles of voltage controlled impedance transformation networks, is presented. A test set-up for dynamically measuring the Taylor series expansion coefficient is proposed, able to be extended to the evaluation of load-based envelope tracking transmitters (ET). An antiserie or back-to-back cathode configuration was implemented in order to minimize the IMD contribution. Measurements and simulations with a two tone signal validate this proposed topology for applications in high efficient load-modulated power amplifiers.

#### I. INTRODUCCIÓN

En el escenario de los transmisores inalámbricos modernos, los ingenieros que diseñan los sistemas de RF trabajan activamente en la difícil tarea de dar solución al compromiso entre eficiencia y linealidad. Con el objetivo de alcanzar un 50% de eficiencia promedio, y al mismo tiempo cumplir los rigurosos requerimientos espectrales de los sistemas multinivel y multiportadora, se están introduciendo nuevas arquitecturas a nivel de sistema donde los amplificadores de potencia (AP) de RF deben ser diseñados teniendo en cuenta la estadística de la envolvente, basándose en un control preciso a nivel de dispositivo.

Los diodos varactores ha sido propuestos para ser utilizados en redes de impedancia de carga controladas electrónicamente en aplicaciones de “envelope tracking” [1] o en el control de los “sweet-spot” [2]. Más recientemente se han utilizado en el diseño de amplificadores de potencia paramétricos [3], donde los varactores son excitados por una fuente de señal a una frecuencia determinada, con el objetivo de generar una resistencia negativa o actuar como un elemento mezclador. En estos casos y en otros diseños disponibles en la literatura, el uso de una reactancia controlada puede ayudar a la mejora de la eficiencia de los sistemas, y al mismo tiempo resolver algunos problemas críticos de implementación de hardware, como es el caso de los elevados niveles de señal de envolvente en transmisores ET modulados por drenador. Sin embargo, la naturaleza no lineal de estos dispositivos puede influir en la distorsión residual de un transmisor si no se ha tenido en consideración al aplicar determinadas técnicas de predistorsión digital.

Se han propuesto algunas topologías que utilizan dos varactores, como es el caso de las configuraciones antiserie y

antiparalelo, con el objetivo de minimizar estos efectos de distorsión indeseados. No obstante, se ha demostrado que la capacidad de estas topologías para lograr una perfecta cancelación de los productos de IMD es altamente dependiente de los elementos parásitos de las conexiones, de los perfiles de dopado del diodo y del acoplamiento del dispositivo.

En este trabajo se presenta un método para, dinámicamente, extraer los coeficientes de la expansión en series de Taylor (ver ecuaciones 1 y 2) de la no linealidad reactiva de un varactor y de dos varactores en configuración antiserie. Los resultados obtenidos están orientados a controlar y minimizar el impacto de la no linealidad del varactor en los perfiles de distorsión de APs modulados por la carga a la salida, teniendo en cuenta trabajos previos que abordan la caracterización de derivadas de orden superior [1, 4-5].

$$Q_j(V_j) = Q_0(V_j) + C_{j1} \cdot v_j + C_{j2} \cdot v_j^2 + C_{j3} \cdot v_j^3 + \dots \quad (1)$$

donde

$$C_{jn} = \frac{1}{n!} \left. \frac{d^n Q_j(V_j)}{dV_j^n} \right|_{V_j=v_j} \quad (2)$$

#### II. EXTRACCIÓN DE LAS DERIVADAS

En la Fig.1 se presenta el diagrama del sistema de medidas propuesto para la caracterización dinámica de las derivadas. El mismo se ha diseñado para medir el contenido armónico reflejado por el dispositivo bajo prueba (un BB833 fabricado por Infineon Tech.), aprovechando las capacidades actuales de generación y de análisis vectorial de señales.

La señal de excitación (de una frecuencia de 150 MHz, y una potencia lo suficientemente alta como para obtener una medida libre de ruido, pero lo suficientemente baja como para garantizar un régimen de trabajo de pequeña señal), así como los armónicos generados, fueron convenientemente procesados por medio de diplexores, filtros, atenuadores y amplificadores altamente lineales trabajando en régimen de back-off con el objetivo de reducir la influencia de las no idealidades introducidas por el hardware y así simplificar el proceso de extracción.

Una señal triangular de muy baja frecuencia fue introducida a través de la vía de DC con el objetivo de capturar la excursión de la señal a la salida en un solo barrido y en tiempo real. Para alcanzar la excursión deseada en el rango de 0 V a 30 V, fue necesario el uso de amplificadores operacionales en cascada.

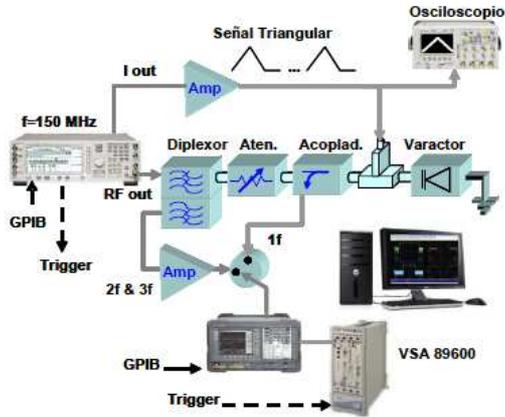


Fig. 1. Sistema de medidas para la extracción de las derivadas de la no linealidad del varactor.

El Analizador Vectorial de Señal (VSA 89600 de Agilent) y el generador fueron sincronizados digitalmente utilizando el puerto de disparo, con el objetivo de corregir los retardos entre los trayectos de las dos señales y hacer coincidir en el tiempo la evolución de las derivadas a los diferentes armónicos con la pendiente de subida de la señal triangular.

El sistema propuesto permite extraer los valores de la corriente  $I(n\omega)$  a partir de las medidas de la amplitud de la señal al armónico  $n$  con el VSA, ya que se garantiza una impedancia de  $50 \Omega$  a todas las frecuencias. Luego, despreciando el efecto introducido por el hardware de medidas y teniendo en cuenta el circuito equivalente simplificado de la Fig. 2, es posible obtener los coeficientes hasta el orden  $n$  de la expansión en Series de Taylor utilizando el método de las corrientes no lineales del análisis según Series de Volterra [4, 6].

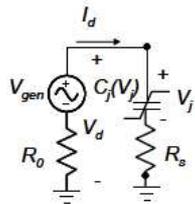


Fig. 2. Circuito equivalente simplificado de un diodo varactor excitado según el sistema de la Fig. 1.

A modo de ejemplo se presenta la ecuación del coeficiente de segundo orden extraído:

$$C_2 = I_2(2\omega) \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot \omega \cdot (R_s + R_0) \cdot C_j - 2 \cdot \omega^3 \cdot (R_s + R_0)^2 \cdot C_j^3} + [5 \cdot \omega^2 \cdot (R_s + R_0)^2 \cdot C_j^2 - 1]}{\omega \cdot V_{gen}^2(\omega)} \quad (3)$$

El mismo procedimiento de extracción fue empleado para caracterizar dos diodos varactores como el utilizado anteriormente en configuración antiserie. El esquema de esta topología puede ser apreciado en la Fig. 3

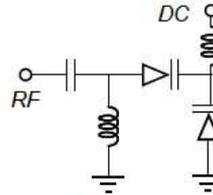


Fig. 3. Esquema de dos diodos en configuración antiserie.

En la Fig. 4 se puede observar una comparación entre los resultados obtenidos para los coeficientes de segundo y tercer orden, tanto en configuración simple como en la antiserie. Como se puede apreciar las derivadas no se ajustan perfectamente al comportamiento esperado [5].

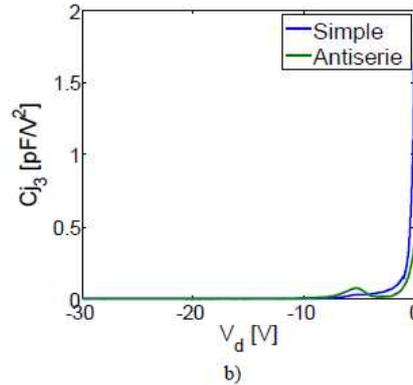
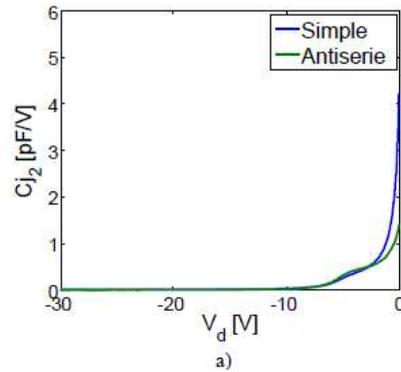


Fig. 4. Evolución en función de la tensión de polarización  $V_d$  de los coeficientes de a) segundo orden y b) tercer orden.

El coeficiente de segundo orden  $C_{j2}$  no se cancela totalmente, probablemente debido a la contribución de elementos parásitos en las conexiones y a desacoplamientos en el empaquetado. Además el coeficiente de tercer orden en la no linealidad equivalente  $Q_j(V)$  de una conexión antiserie es en gran medida dependiente del perfil de dopado del diodo [5]. El modelo brindado por el fabricante (que presenta grandes problemas reproduciendo algunas regiones de operación) tiene una  $m \approx 0.9$ .

### III. REDES DE TRANSFORMACIÓN DE IMPEDANCIAS

Se han diseñado e implementado dos redes de transformación de impedancias a 900 MHz con el objetivo de ser utilizadas en aplicaciones de modulación por carga [1, 2]. Los esquemas circuitales de ambas soluciones se muestran en la Fig.5.

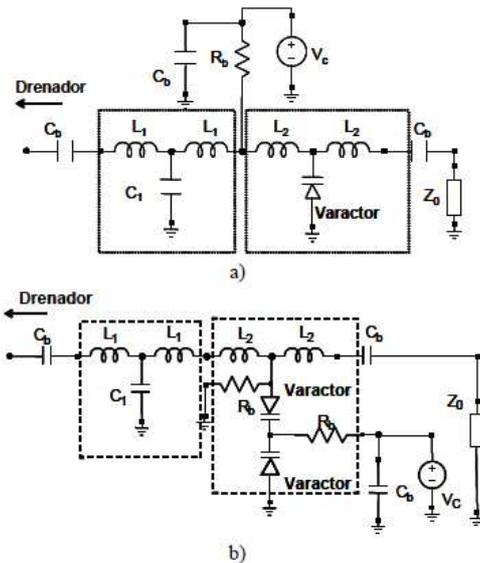


Fig. 5. Redes de transformación de impedancia empleando: a) un varactor y b) dos varactores en configuración antiserie.

Los circuitos han sido diseñados utilizando dos topologías simples LCL en cascada, con el objetivo de sintonizar la impedancia deseada en el plano de referencia del drenador de un amplificador basado en un dispositivo pHEMT. En este caso se utilizó un transistor de baja potencia NE3210s01 fabricado por Renesas Electronics Corp. De este modo, ajustando adecuadamente la tensión de control  $V_c$ , es posible lograr una evolución aproximada de la impedancia desde  $50 \Omega$  hasta valores cercanos a la condición de circuito abierto.

El trayecto de las curvas de impedancias en función de la tensión de control se puede apreciar en la Fig.6 para ambas configuraciones. Como se puede observar, la parte imaginaria mantiene valores significativos en gran parte del rango de control (de 0 V a 30 V), mientras que los valores sintetizados nunca alcanzan el centro ni el extremo derecho de la Carta de Smith. Despreciando estas limitaciones, asociadas al empleo de topologías muy simples, se puede

obtener la modulación deseada, permitiendo evaluar la contribución de la no linealidad del varactor a los perfiles de distorsión de intermodulación.

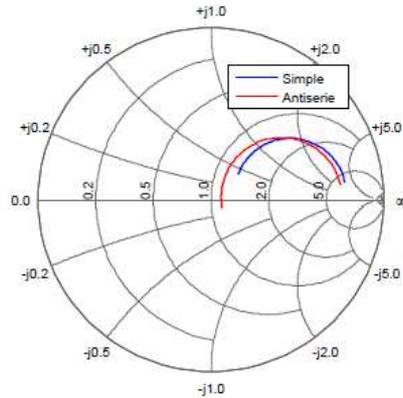


Fig. 6. Evolución de la impedancia con la tensión de control  $V_c$  (en el rango entre 0 V y 30 V), para las redes de transformación de impedancia utilizando: a) un varactor b) dos varactores en configuración antiserie.

### IV. MEDIDAS CON UNA SEÑAL DE DOS TONOS

Con el objetivo de cuantificar el impacto de las derivadas de la no linealidad de un varactor y de dos en configuración antiserie sobre los perfiles de IMD a la salida del amplificador, se realizó una medida con dos tonos en pequeña señal de las redes de transformación de impedancias descritas en la sección anterior.

Como se puede observar en la Fig. 7, se utilizaron dos generadores para inyectar las componentes  $f_1$  y  $f_2$ , las cuales se sumaron posteriormente en el combinador, y se colocaron dos atenuadores en las entradas del mismo para garantizar el adecuado aislamiento. Debido a que las componentes de IMD en pequeña señal generadas por el varactor suelen ser muy pequeñas, fue necesario además insertar una red de cancelación utilizando dos acopladores direccionales y una línea extensora a modo de desfaseador. De esta manera fue posible reducir la amplitud de las componentes fundamentales y al mismo tiempo bajar el nivel de referencia, lográndose una mejora considerable del rango dinámico y, en consecuencia, una medida más precisa de los productos de IMD generados por la característica no lineal de los varactores.

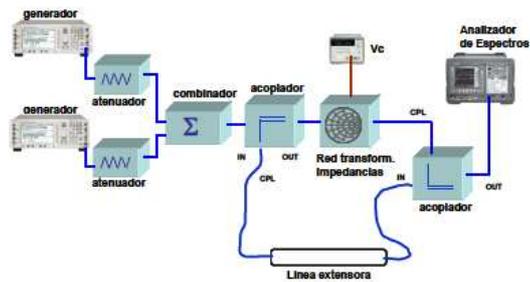


Fig. 7. Sistema de medidas para obtener el comportamiento en IMD de las redes transformadoras de impedancias.

En la Fig.8a se pueden observar los resultados de las medidas para distintos valores de la tensión de control  $V_c$ , de las componentes fundamentales y de los productos de tercer orden, que son los que tienen un mayor impacto en la generación de distorsión en banda. En la Fig. 8b se presenta una gráfica equivalente pero utilizando resultados de simulaciones en AWR®, donde se ha tomado un modelo del varactor empleado y se le han introducido las derivadas calculadas en la sección II.

Son apreciables algunas diferencias entre las simulaciones y las medidas, probablemente asociadas a elementos parásitos reactivos que no fueron incluidos en el modelo (como se muestra en la Fig. 2, solo se ha incluido la resistencia parásita  $R_s$  del diodo). De hecho, las mayores diferencias se observan para valores pequeños de  $V_c$ , donde cualquier inductancia parásita, en combinación con la alta capacidad del varactor en esa zona, puede producir resonancias indeseadas.

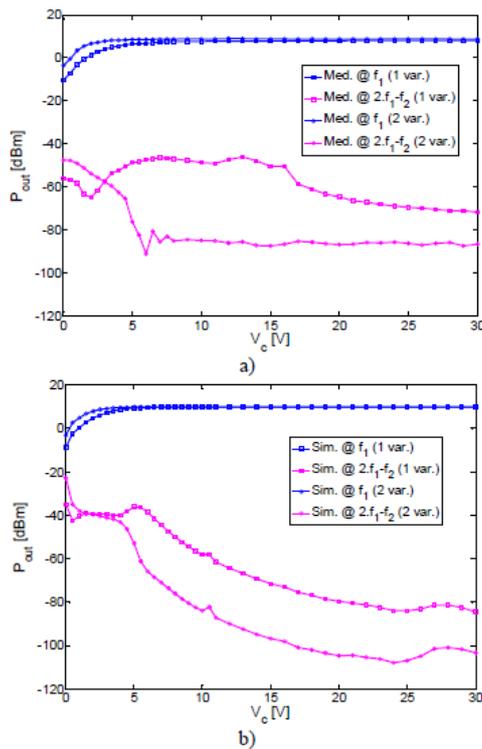


Fig. 8. Evolución en función de la tensión  $V_c$  de las componentes fundamentales y del producto de IMD de tercer orden empleando: a) medidas y b) simulaciones a partir de los coeficientes  $C_j$  extraídos.

Analizando la Fig. 8, es evidente la reducción de la distorsión utilizando la configuración de diodos en antiserie (sobre los 25 dB en un amplio rango de  $V_c$ ). Este fenómeno permite validar la utilización de la topología de cátodos en configuración back-to-back para la mejora de la eficiencia en sistemas basados en el control de la impedancia de carga [1, 2]. Además, se demuestra la importancia de un adecuado

control del perfil de dopado del diodo y de un cuidadoso diseño de los encapsulados, en vistas a reducir los efectos parásitos y poder sacar un mayor provecho al potencial y las capacidades de esta topología.

## V. CONCLUSIONES

En este trabajo, se ha presentado una técnica para la caracterización de la no linealidad reactiva de un diodo varactor y de dos en configuración antiserie. Se ha implementado un sistema de medidas para extraer, de forma dinámica, el contenido armónico en reflexión de los dispositivos, capaz de ser utilizado en la evaluación de transmisores ET modulados por la carga a la salida. Dos redes de transformación de impedancias han sido diseñadas, implementadas y caracterizadas, en vistas a ser utilizadas como cargas controladas por tensión a la salida de un AP. El análisis de simulaciones y medidas con señales de dos tonos, corroboran las ventajas del empleo de dos varactores en conexión antiserie con el objetivo de minimizar la distorsión de intermodulación generada por la característica no lineal de este tipo de dispositivos.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01 y CSD2008-00068. R. Marante desea agradecer a la Agencia Española de Cooperación Internacional al Desarrollo del Ministerio de Asuntos Exteriores y Cooperación (MAEC-AECID), por el programa de becas de doctorado para ciudadanos extranjeros (ref. 0000524566). J. A. García quiere agradecer el soporte brindado por el Ministerio de Educación, a través de su programa de Ayudas de Movilidad para el Profesorado Modo A (ref. PR2010-0202).

## REFERENCIAS

- [1] H. M. Nemati, C. Fager, U. Gustavsson, R. Jos and H. Zirath, "Design of Varactor-Based Tunable Matching Networks for Dynamic Load Modulation of High Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, Vol. 57, no. 5, pp. 1110-1118, May 2009.
- [2] N. B. Carvalho, J. A. García, E. Azpitarte, J. C. Pedro, "Load Impedance Selection for Maximized Large-signal IMD Sweetspot Effects," *Int. Journal RF and Microwave CAE*, Vol. 15, pp. 434-440, Sept. 2005.
- [3] B. Gray, B. Melville, and J. S. Kenney, "Analytical Modeling of Microwave Parametric Upconverters," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 58, no. 8, pp. 2118-2124, August 2010.
- [4] T. Aballo, I. Telechea, M. E. Méndez, J. A. García, "Control de la Distorsión No Lineal en un Desfasador por Reflexión Sintonizado a Varactor gracias a las Derivadas Superiores de su Perfil  $C(V)$ ", *XXIV Simposium de la URSI*, Cantabria, 2009.
- [5] R. G. Meyer and M. L. Stephens, "Distortion in Variable-Capacitance Diodes", *IEEE Journal on Solid-State Circuits*, vol. sc-10, no. 1, February 1975.
- [6] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2<sup>nd</sup> ed., Artech House, 2003.