

# Modelo No-lineal de Diodo mediante el Operador NFS y su Implementación en Herramienta CAD

Aarón García Luque<sup>(1)</sup>, Teresa M<sup>a</sup> Martín Guerrero<sup>(1)</sup>, Alberto Santarelli<sup>(2)</sup>, Carlos Camacho Peñalosa<sup>(1)</sup>  
 agl@ic.uma.es, teresa@ic.uma.es, alberto.santarelli@unibo.it, ccp@ic.uma.es

<sup>(1)</sup>Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Málaga-Andalucía Tech,

E.T.S. Ingeniería de Telecomunicación, Bulevar Louis Pasteur 35. 29010, Málaga, España

<sup>(2)</sup>Dept. of Electrical, Electronic and Information Engr., Univ. of Bologna, Viale del Risorgimento 2. 40136, Bologna, Italy

**Abstract**—The characterization of active devices is a key point when developing system-level design techniques. To this aim, an automatic quasi-static (QS) nonlinear model extraction technique for solid state devices by using the Nonlinear Function Sampling (NFS) operator has been already developed and validated for GaN FET transistors. In this contribution, the adaptation of this technique to one-port devices is proposed and tested. An example has been designed, in which a commercial diode has been characterized by using a CAD tool and its foundry model. It has been shown that the proposed equivalent nonlinear model extracted with NFS-based method offers good results when simulating the diode behaviour even under conditions not exactly the same as those employed in the characterization process.

## I. INTRODUCCIÓN Y MOTIVACIÓN

La denominada “5G New Radio” deberá responder a una masiva demanda en un futuro próximo, garantizando bajo consumo, eficiencia espectral, uso de nuevas formas de onda y modulaciones avanzadas y mínimo impacto en calidad de señal, al menor coste y máxima automatización e integración.

En este contexto, se necesitan nuevas estrategias de co-diseño y fabricación, entre las que se encuentra el modelado eficaz de componentes activos que, en muchos casos, funcionan en condiciones en las que la no-linealidad juega un papel fundamental. En antenas activas, por ejemplo, lograr un conformado de haz preciso, fiable y eficiente pasa por entender y compensar el comportamiento no-lineal en radiofrecuencia (RF) [1]. Con la aparición de nuevos componentes activos (p.ej. los basados en GaN), el desarrollo de las nuevas herramientas de diseño asistido por ordenador, y la disponibilidad de potentes equipos de medida como los NVNAs (Nonlinear Vector Network Analyzers), se justifica que la caracterización de estos dispositivos no lineales sea una de las claves para el futuro desarrollo de técnicas de diseño a nivel de sistema.

El objetivo de esta contribución es la adaptación a una dimensión de una técnica de extracción de modelos no-lineales cuasi-estáticos (QS) para dispositivos activos basada en el operador *NFS* (Nonlinear Function Sampling) [2]. Para ello se ha elegido el diodo de la familia de Avago Tech.<sup>TM</sup> HSMS-286x [3] junto con un encapsulado similar al SOT-363, ambos representados en la Fig. 1. Esta técnica de extracción permite, a partir del modelo QS recuadrado en la Fig. 1, separar la corriente de conducción  $i_g$  y la corriente de desplazamiento  $\frac{dq}{dt}$  a partir del conocimiento de la corriente total que accede al diodo  $i_t$  y de la tensión sobre éste,  $v$ .

En la sección II se describe la adaptación de la técnica de modelado basada en el operador *NFS* al caso unidimensional. La sección III presenta un ejemplo de aplicación al caso de un diodo comercial y, en la sección IV, se incluyen algunas conclusiones y comentarios sobre desarrollos posteriores.

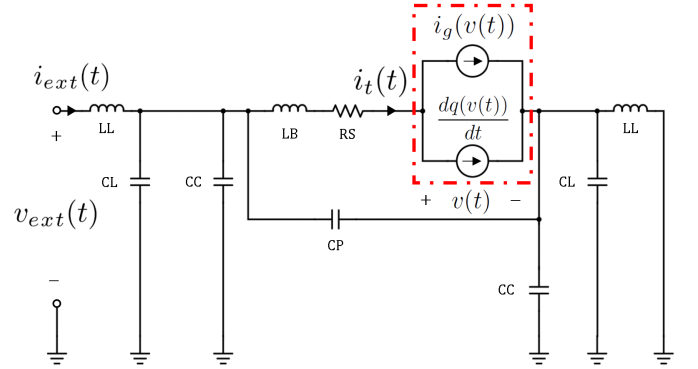


Fig. 1. Modelo QS para el diodo HSMS-286x [3] (intrínseco recuadrado en rojo) incluyendo el circuito equivalente del encapsulado.

## II. TÉCNICA DE EXTRACCIÓN BASADA EN EL EMPLEO DEL OPERADOR NFS

La técnica de extracción que se emplea en esta comunicación fue presentada en [2], donde se ilustra su aplicación para extraer un modelo cuasi-estático a partir de medidas de un transistor GaN-FET. La aplicación al caso de un diodo simplifica tanto el experimento de caracterización allí descrito, que ahora sólo requiere una excitación periódica, como el procesamiento de los datos, por ser las funciones a caracterizar dependientes de una sola variable de estado (la tensión de la unión en el diodo ( $v$ )). El objetivo en este trabajo es identificar las funciones  $i_g(v)$  (corriente de conducción) y  $q(v)$  (carga) que permiten reproducir el comportamiento del diodo, suponiendo que la corriente total que lo recorre ( $i_t$ ) responde a la siguiente ecuación (ver Fig. 1):

$$i_t(t) = i_g(t) + i_q(t) = i_g(v(t)) + \frac{dq(v(t))}{dt} \quad (1)$$

La caracterización del diodo se debe realizar excitándolo con una señal periódica, de suficiente potencia para que la tensión de control recorra un rango de valores que incluya el de las tensiones que se aplicarán a la unión durante su funcionamiento en gran señal. Extraídos los efectos de los parásitos, se accederá a las variables intrínsecas ( $i_t$ ,  $v$ ) y éstas se podrán expresar (y/o medir) en el dominio del tiempo (formas de onda,  $i_t(t)$ ,  $v(t)$ ), así como en el de la frecuencia (espectro,  $I_k$ ,  $V_k$ ). Se verificará, admitiendo un ancho de banda limitado (DC+N armónicos):

$$i_t(t) = \sum_k I_k e^{j\omega_k t} \quad v(t) = \sum_k V_k e^{j\omega_k t} \quad (2)$$

donde  $\omega_k = k\omega_0$ , con  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N$ .

Así mismo, se podrá definir la corriente de conducción y

la carga, objetivos de la extracción, en ambos dominios:

$$\begin{aligned}
i_g(t) &= \sum_k I_{gk} e^{(j\omega_k t)} = \\
I_{g0} + \sum_{k \geq 1}^N [2\Re[I_{gk}] \cos(\omega_k t) - 2\Im[I_{gk}] \sin(\omega_k t)], \\
q(t) &= \sum_k Q_k e^{(j\omega_k t)} = \\
Q_0 + \sum_{k \geq 1}^N [2\Re[Q_k] \cos(\omega_k t) - 2\Im[Q_k] \sin(\omega_k t)].
\end{aligned} \tag{3}$$

Con esta definición y haciendo uso de (1) se podrá escribir la siguiente igualdad:

$$I_k = I_{gk} + j\omega_k Q_k, \quad \forall k. \tag{4}$$

que relaciona los coeficientes espectrales de la corriente total con los de las componentes del modelo cuasi-estático.

Este conjunto de ecuaciones no es suficiente para determinar los coeficientes espectrales de la fuente de corriente de conducción y de la de carga. Por eso, es preciso considerar, además de (4), la propiedad que se deriva de que dichas fuentes son función de los valores instantáneos de la tensión de control  $v$ . Para ello, se empleará el operador  $NFS$  [2].

El operador  $NFS$  permite “mapear” las formas de onda (funciones en el dominio del tiempo) en el dominio de la variable de control (funciones en el dominio de la tensión  $v$ ). Dicho operador permite expresar de forma analítica la condición de que todas las muestras de corriente de conducción (o de carga) que corresponden a instantes de tiempo en los que la variable de control toma un mismo valor, tengan, a su vez, un valor único. Esta condición conducirá, como se verá a continuación, a una relación entre las partes real e imaginaria de los coeficientes espectrales  $I_{gk}$  y  $Q_k$ , respectivamente.

Para expresar la aplicación del operador  $NFS$  se hacen las siguientes definiciones:

- Sean  $v_j$ , con  $j = 1, 2, \dots, N_v$  los valores de la tensión  $v$  en los que se desea obtener las  $N_v$  muestras de las funciones no-lineales  $i_g(v)$  y  $q(v)$ .

- Sean  $t_j^p$ , con  $p = 1, 2, \dots, P_j$  cada uno de los  $P_j$  instantes de tiempo en los que las muestras de tensión  $v$  se pueden considerar de valor  $v_j$ .

La condición de que una función cualquiera sea unievaluada, por ejemplo la corriente de conducción  $i_g(v)$ , implica que, para cada valor de tensión  $v_j$ , se verifique:

$$i_g(v_j) \approx i_g(v(t_j^p)) \approx \langle i_g(v(t_j)) \rangle_p = \frac{1}{P_j} \sum_p i_g(v(t_j^p)) \tag{5}$$

Esta ecuación se puede expresar en términos del desarrollo en serie de Fourier (se excluye la componente continua) como:

$$\begin{aligned}
&\sum_{k \geq 1} [\Re[I_{gk}] \cos(\omega_k t_j^p) - \Im[I_{gk}] \sin(\omega_k t_j^p)] \\
&\approx \sum_{k \geq 1} [\Re[I_{gk}] \langle \cos(\omega_k t_j) \rangle_p - \Im[I_{gk}] \langle \sin(\omega_k t_j) \rangle_p]
\end{aligned} \tag{6}$$

Para compactar, se usará esta definición (ídem para el seno):

$$\begin{aligned}
\langle \cos(\omega_k t_j) \rangle_p &\equiv \frac{1}{P_j} \sum_p \cos(\omega_k t_j^p) \\
\Delta \cos_k(t_j^p) &\equiv \cos(\omega_k t_j^p) - \langle \cos(\omega_k t_j) \rangle_p
\end{aligned} \tag{7}$$

y se llega así a las igualdades que representan las mencionadas relaciones entre las partes real e imaginaria de los coeficientes espectrales de la corriente de conducción  $I_{gk}$  y la carga  $Q_k$ :

$$\begin{aligned}
\sum_{k \geq 1} \Re[I_{gk}] \Delta \cos_k(t_j^p) &= \sum_{k \geq 1} \Im[I_{gk}] \Delta \sin_k(t_j^p) \\
\sum_{k \geq 1} \Re[Q_k] \Delta \cos_k(t_j^p) &= \sum_{k \geq 1} \Im[Q_k] \Delta \sin_k(t_j^p)
\end{aligned} \tag{8}$$

Para cada valor de la tensión  $v_j$  podrán escribirse hasta  $P_j$  pares de ecuaciones como (8). Estas ecuaciones, unidas a (4), conforman un sistema lineal con el que puede estimarse el mejor valor de los coeficientes  $I_{gk}$  y  $Q_k$ .

Por tanto, se puede decir que los coeficientes del espectro de la corriente de conducción y la carga han de ser tales que cumplan, simultáneamente:

- El balance de corriente expresado en (4), que se deriva de la definición del modelo (1).
- La condición de dar lugar a funciones unievaluadas en el dominio de la tensión de control  $v_j$  expresada en (8).

Las condiciones que permiten expresar la aplicación del operador  $NFS$  son, en cierto modo, equivalentes a las que se emplean en método de extracción tal y como aparece descrito en [4]. No obstante, el formalismo basado en dicho operador, que ha demostrado su eficacia para funciones de dos variables en transistores [2], promete ser mucho más eficaz desde el punto de vista computacional y más robusto en términos de convergencia, también para funciones unidimensionales.

### III. EJEMPLO DE APLICACIÓN

#### A. Simulación de las Medidas e Implementación del Método

Se utiliza la herramienta Cadence AWR<sup>TM</sup>, que permite hacer simulaciones basadas en Balance Armónico, para emular el comportamiento del diodo Avago Tech.<sup>TM</sup> HSMS-286x [3]. Construido el circuito en el simulador (Fig. 2), se eligen un punto de polarización a  $V_{DC} = 0,1V$  y una  $Pot_{RF} = -5dBm$  (conforme a su datasheet [3]), y se obtienen los coeficientes espectrales de tensión y corriente de entrada al diodo cuando se excita con una señal de frecuencia fundamental  $f = 5GHz$  e impedancias del circuito externo a los armónicos de valor  $50\Omega$ . Las formas de onda de dichas variables terminales se representan en la Fig. 3.

Se ha puesto cuidado a la hora de la simulación para obtener la respuesta del sistema con un número lo más reducido posible de armónicos, habiéndose considerado  $N = 22$  armónicos (más la componente DC) para el caso emulado aquí descrito, y con la intención de minimizar aún más este valor en adelante para mantener el ancho de banda en un margen viable para futuras medidas experimentales en laboratorio.

Los coeficientes espectrales de corriente y tensión en terminales del diodo ( $I_{ext,k}$  y  $V_{ext,k}$ ) obtenidos en el “entorno virtual de medida” son los parámetros de entrada de una rutina software programada con MatLab<sup>TM</sup> que permite extraer los valores intrínsecos de tensión y corriente, conociendo así los coeficientes  $I_{t,k}$  y  $V_k$  de las variables del modelo QS.

A estos coeficientes se les aplicará el método de extracción basado en el operador  $NFS$ , que proporcionará los coeficientes de la corriente de conducción  $I_{gk}$  y de la carga  $Q_k$  y, con los que se obtendrán  $i_g(v)$  y  $q(v)$  (objetivos de este proceso). La técnica se implementa en cuatro pasos:

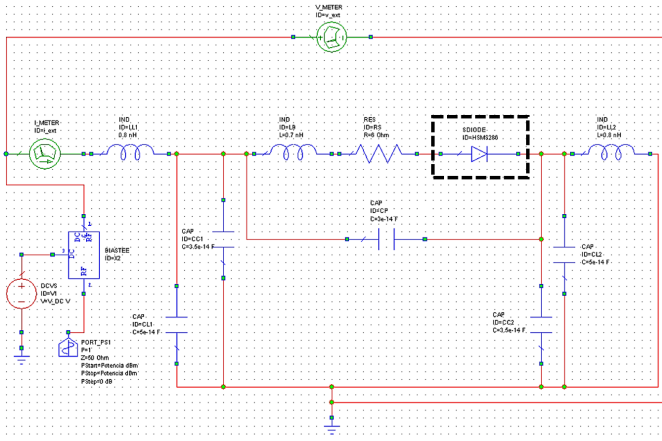


Fig. 2. Esquemático del circuito empleado en la caracterización.

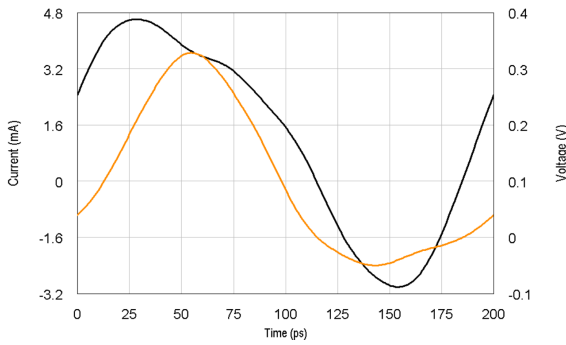


Fig. 3. Corriente (negro) y tensión (naranja) en los terminales del diodo.

1. Se determinan los valores de tiempo y tensión en los que se muestrean las variables que intervienen en el proceso de extracción. Por un lado, el número de muestras temporales  $N_T$  a considerar durante la extracción en un periodo de la tensión de control  $v(t)$ . Por otro lado, se fija el número de intervalos  $N_v$  en los que se va a dividir el dominio  $D_v$  que incluye la excursión de la tensión intrínseca  $v(t)$  en un periodo y que, para este caso, toma valores entre  $v_{max} = 0,3138V$  y  $v_{min} = -0,3402V$ . El buen rendimiento del método exige un número de muestras alto, lo que implica lograr un equilibrio entre tiempo computacional y eficacia. El ejemplo emplea  $N_v = 1000$  intervalos de tensión y  $N_T = 2100$  muestras por periodo.
2. Se hace uso del operador  $NFS$  aplicado a la señal  $v(t)$  para ubicar cada muestra de tensión en un intervalo del dominio  $D_v$  de acuerdo a su valor. Cada muestra de la tensión  $v$  será clasificada en el intervalo  $j$ , conforme a:

$$\Delta_v = \frac{(v_{max} - v_{min})}{N_v} \quad j = \left\lceil \frac{v - v_{min}}{\Delta_v} \right\rceil \quad (9)$$

sea  $\Delta_v$  es la longitud en tensión del intervalo y  $\lceil \cdot \rceil$  indica el redondeo al entero superior. Todos los instantes de tiempo correspondientes a valores de tensión  $v$  incluidos en el intervalo  $j$  formarán el subconjunto  $t_j^p$ , con  $p = 1, 2, \dots, P_j$ .

3. Se define el sistema lineal de ecuaciones a partir de (4) y (8). Las incógnitas del sistema se pueden reducir a los coeficientes espectrales de sólo una de las variables ( $q$  en

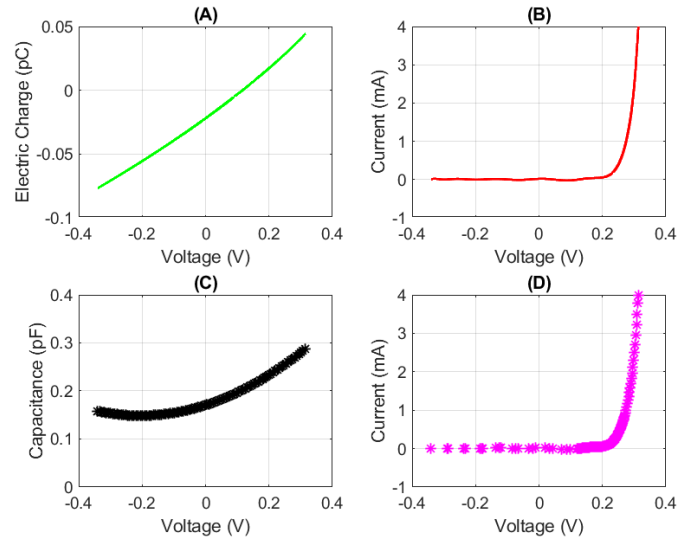


Fig. 4. (A) Carga  $q(v)$  y (B) corriente de conducción  $i_g(v)$  extraídas. (C) Aproximación polinómica de la capacidad  $\frac{dq}{dv}$  y (D) muestras de corriente de conducción para el modelo tipo "look-up table" de  $i_g$ .

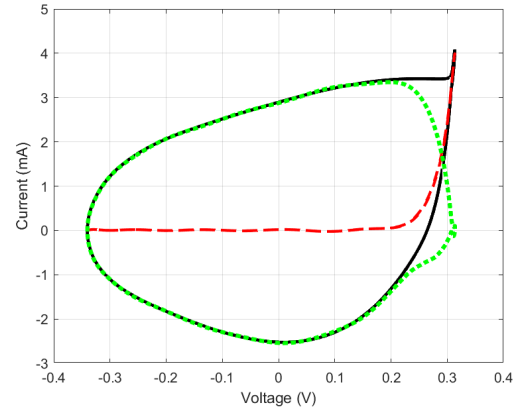


Fig. 5. Curva de carga del diodo intrínseco (negra) y sus componentes de conducción (roja) y de desplazamiento (verde).

este caso) si se considera que (4) puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \Re[I_k] &= \Re[I_{gk}] - \omega_k \Im[Q_k] \\ \Im[I_k] &= \Im[I_{gk}] + \omega_k \Re[Q_k] \end{aligned} \quad (10)$$

4. La resolución del sistema permite conocer los coeficientes espectrales  $I_{gk}$  y  $Q_k$ , a partir de los que se reconstruyen los valores de corriente de conducción y la carga evaluando (3), donde la componente de continua de la carga,  $Q_0$  se ha considerado nula, por conveniencia. Es inmediato, a partir de estas formas de onda, representar la dependencia con la variable de control  $v$  (Fig. 4.A y Fig. 4.B). Además puede reconstruirse la curva de carga del diodo, representada en la Fig. 5, donde se ha incluido también por separado, las componentes de conducción y de desplazamiento, diferenciadas gracias al método de extracción utilizado.

## B. Modelado del Diodo e Inclusión en la Herramienta CAD

Para verificar la validez de la extracción se ha incluido el resultado obtenido en el simulador comercial usando elementos no-lineales de librerías de Cadence AWR<sup>TM</sup> [5]. El modelo de diodo se ha implementado como la conexión en paralelo

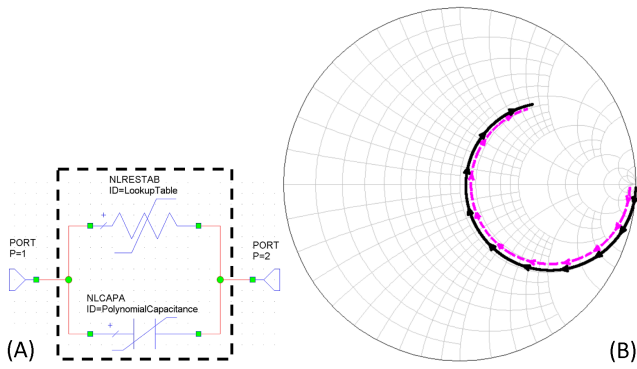


Fig. 6. (A) Modelo implementado (B) Parámetro  $S_{11}$  obtenido con el modelo propuesto (rosa) y el modelo comercial (negro).  $f = 0,1GHz$  a  $10GHz$ .

de dos elementos, uno por cada una de las componentes de la corriente (Fig. 6.A):

1. Corriente de desplazamiento. Se utiliza una capacidad no-lineal polinómica dependiente de tensión (NLCAPA).
2. Corriente de conducción. Mediante una resistencia no-lineal (NLRESTAB) modelo “look-up table” para incluir el vector de tensión de control y la corriente asociada.

A partir de las variables  $i_g(v)$  y  $q(v)$  extraídas, se logran los parámetros descriptivos de dichos elementos mediante:

1. Las muestras de la capacidad de la unión se han obtenido a partir de  $C(v) = \frac{d(q(v))}{dv}$ . Éstas se han ajustado mediante un polinomio de segundo grado (Fig. 4.C), cuyos coeficientes se han incluido en la definición de NLCAPA, quedando  $C(v) = (0,51v^2 + 0,21v + 0,17) pF$ , con  $v$  en  $V$ .
2. La “look-up table” de NLRESTAB se ha obtenido interpolando las muestras de  $i_g(v)$  con “Curve Fitting” de MatLab™ y realizando un muestreo no uniforme empleando más puntos en el “codo” de la exponencial (Fig. 4.D).

### C. Prestaciones del Modelo Desarrollado

Para validar el modelo construido (Fig. 6.A), éste se ha incluido en el esquemático de la Fig. 2, reemplazando al modelo proporcionado por el fabricante para el dispositivo intrínseco y manteniendo la estructura de elementos parásitos. Se ha simulado, haciendo uso de ambos modelos, el comportamiento del diodo en diferentes situaciones, algunas de ellas distintas a las utilizadas para la caracterización ( $f = 5GHz$ ,  $Pot_{RF} = -5dBm$ ):

- Representando, en los dos casos, la variación con la frecuencia del parámetro  $S_{11}$  (Fig. 6.B).
- Calculando la tensión y corriente en los terminales del dispositivo variando la potencia inyectada, procurando que la excursión de valores de tensión a los que se somete el diodo intrínseco esté dentro dentro del rango de caracterización (Fig. 7).
- Evaluando la tensión y la corriente en los terminales del dispositivo para dos frecuencias diferentes a la usada en la caracterización (Fig. 8).

## IV. CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos muestran que el equivalente construido reproduce adecuadamente el comportamiento del modelo de dispositivo comercial proporcionado por el fabricante. De esta forma, se ha comprobado que el modelo no-lineal

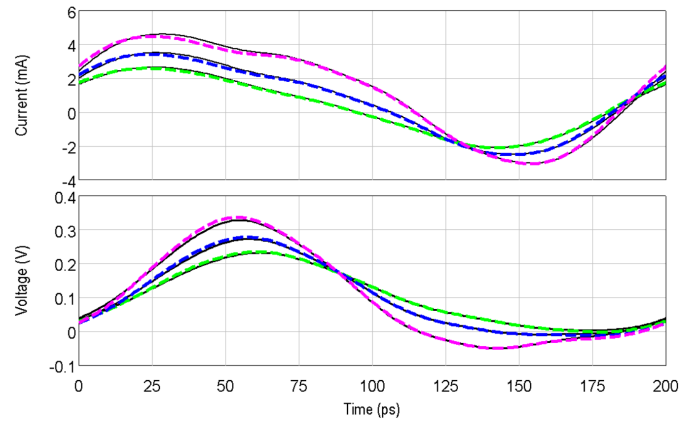


Fig. 7.  $i_{ext}(t)$  y  $v_{ext}(t)$  calculados con el modelo propuesto a  $f = 5GHz$  y  $Pot_{RF} = -5dBm$  (rosa),  $Pot_{RF} = -7,5dBm$  (azul) y  $Pot_{RF} = -10dBm$  (verde). Las mismas simulaciones con el modelo comercial (negro).

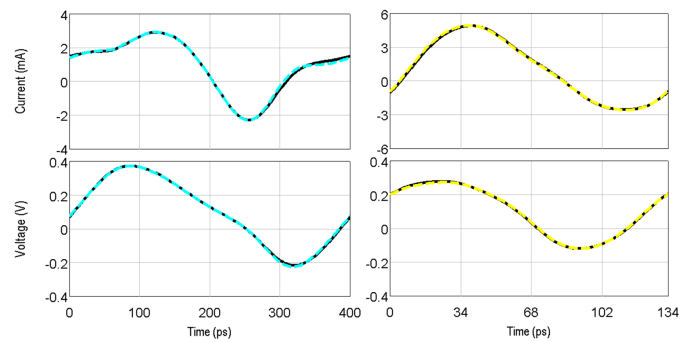


Fig. 8.  $i_{ext}(t)$  y  $v_{ext}(t)$  calculados con el modelo propuesto para  $f = 2,5GHz$  (celeste) y  $f = 7,5GHz$  (amarillo) y con el modelo comercial (negro).  $Pot_{RF} = -5dBm$ .

desarrollado e implementado en la herramienta CAD ofrece un excelente rendimiento que permite ser optimistas respecto de las posibilidades de la aplicación de la técnica de extracción basada en el operador  $NFS$  al diseño de circuitos más complejos, que implican entornos circuitales más exigentes desde el punto de vista del modelado no-lineal del dispositivo.

## AGRADECIMIENTOS

El desarrollo de este proyecto es posible gracias al “Cadence AWR™ University Program”, a la licencia concedida a la Universidad de Málaga para el uso de MatLab™, así como al datasheet comercial disponible online de Avago Tech.™.

## REFERENCIAS

- [1] Rohde & Schwarz™, “Optimize Beamforming from Bits to RF Beams”. [Online]. Available: <https://www.mwrf.com/learning-resources/whitepaper/whitepaper/21850044/>. [Accessed: Mar. 11, 2020].
- [2] T. M. Martín-Guerrero, A. Santarelli, G. P. Gibiino, P. A. Traverso, C. Camacho-Peñalosa, and F. Filicori, “Automatic extraction of measurement-based large-signal fet models by nonlinear function sampling,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 5, pp. 1627–1636, 2020.
- [3] Avago Tech.™, “Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes”, HSMS-286x datasheet, 2005 [Revised: Aug. 26, 2009].
- [4] S. Pérez-Parras, T. M. Martín-Guerrero, J. Baños-Polglase, and C. Camacho-Peñalosa, “Frequency Domain-Based Method for a Two-Port Nonlinear Quasi-Static Model Extraction from Large-Signal Waveforms,” in *Proc. Eur. Microw. Int. Circ. Conf. (EuMIC)*, 2018, pp. 69–72.
- [5] Cadence AWR™. “AWR v15.0 User Guide, Chapter 4.5.: Working with Elements on a Schematic”. [Online]. Available: [https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/Users\\_Guide.pdf](https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/Users_Guide.pdf)