

# Implementación en Herramienta CAD de un Modelo No-lineal y No-cuasi-estático de Diodo

Aarón García Luque<sup>(1)</sup>, Teresa M. Martín Guerrero<sup>(1)</sup>, Carlos Camacho Peñalosa<sup>(1)</sup>  
agl@ic.uma.es, teresa@ic.uma.es, ccp@ic.uma.es

<sup>(1)</sup>Instituto Universitario de Investigación en Telecomunicación, Univ. de Málaga-Andalucía Tech, 29010 Málaga, España

**Abstract**—The implementation of a non-quasi-static model for Schottky diodes into a commercial Computer-Aided Design tool is described. This formulation relies on a non-quasi-static charge definition that depends on two quasi-static functions: charge and delay. The model considers the use of the Nonlinear Function Sampling operator in order to extract each of this quasi-static components. This model implementation has been tested under Harmonic Balance analysis with some numerical examples. The performance of the proposed element observed in these preliminary tests allows being optimistic in the upcoming validation under realistic experimental conditions.

## I. INTRODUCCIÓN Y MOTIVACIÓN

Los sistemas de comunicaciones de los últimos años requieren arquitecturas (como la *5G New Radio*) que no sólo deben responder satisfactoriamente a una masiva demanda, sino que deben hacerlo garantizando bajo consumo y alta eficiencia espectral, empleando nuevas modulaciones y, todo ello, con mínimo impacto en la calidad de señal, al menor coste y con la máxima automatización e integración.

El diseño de dichas topologías se ha beneficiado del uso de nuevos componentes activos de AlGaIn/GaN, del desarrollo de modernas herramientas de diseño asistido por ordenador o de la disponibilidad de potentes equipos de medida (como los NVNAs, *Nonlinear Vector Network Analyzers*). Además, la tendencia actual indica que ganan interés las aplicaciones en las que los elementos activos juegan un papel esencial en el diseño de elementos reconfigurables, como las antenas. En este contexto, para el continuo desarrollo de técnicas eficaces de diseño a nivel de sistema, parece más que justificada la necesidad de nuevas estrategias de co-diseño y fabricación, entre las que se encuentra el modelado preciso de componentes activos que operan en condiciones de no-linealidad.

Cuando se trata de modelar dispositivos de estado sólido, la suposición cuasi-estática (QS, funciones estado del dispositivo exclusivamente dependientes de valores instantáneos de las variables de control) ofrece un buen compromiso entre el comportamiento físico y el modelado empírico y simplifica la integración y el modelado en herramientas CAD. Esta suposición deja de ser válida cuando se trabaja con señales de frecuencias suficientemente altas como para que los fenómenos no-cuasi-estáticos (NQS) sean relevantes en el comportamiento del dispositivo.

En este trabajo se describe la implementación en una herramienta comercial de simulación de circuitos de un modelo NQS para diodos cuya extracción, basada en la aplicación del operador NFS, descrita en [1]. El documento se estructura en la presente *Introducción*, seguida de la *Sección II* donde se incluye un resumen del proceso de extracción del modelo. La *Sección III* contiene la implementación del elemento compatible con la herramienta CAD (*Computer-Aided Design*)

comercial y las pruebas numéricas realizadas para comprobar su correcto funcionamiento. Finalmente, la *Sección IV* recoge las conclusiones alcanzadas.

## II. TÉCNICA DE EXTRACCIÓN DE UN MODELO DE CARGA NQS

El modelado de fenómenos NQS en dispositivos activos siempre ha sido considerado un reto atractivo y necesario. Ya desde hace años, se pueden encontrar en la literatura soluciones válidas como las propuestas de [2] y [3] para transistores, y que han inspirado el modelo equivalente de diodo basado en una carga NQS utilizado en este trabajo.

Estas contribuciones suelen coincidir en la idea de que un modelo dinámico de dispositivo activo semiconductor en gran señal puede construirse considerando la corriente intrínseca en cada puerto  $i(t)$  como la suma de una componente de conducción  $i_{con}(t)$  y otra componente de desplazamiento  $i_{des}(t)$  (fuentes no-lineales de corriente y de carga, respectivamente):

$$i(t) = i_{con}(t) + i_{des}(t) = i_{con}(t) + \frac{dq_{NQS}(t)}{dt}, \quad (1)$$

donde  $q_{NQS}(t)$  representa la carga eléctrica del puerto. En esta comunicación se propone hacer uso de una aproximación de primer orden para representar el carácter NQS de la fuente de carga eléctrica que da lugar a la corriente de desplazamiento  $i_{des}(t)$  [1], [3]:

$$\frac{dq_{NQS}(t)}{dt} = \frac{dq_{QS}(v(t))}{dt} - \frac{d[\tau_{QS}(v(t))i_{des}(t)]}{dt}. \quad (2)$$

De acuerdo con esta formulación, se considerará el modelo NQS de diodo de la Fig. 1, donde se supone lo siguiente:

- La corriente total que recorre el dispositivo  $i(t)$  es suma de dos componentes, la  $i_{con}(t)$  (corriente de conducción) y la  $i_{des}(t)$  (corriente de desplazamiento).
- El valor instantáneo de la corriente de desplazamiento  $i_{des}(t)$  se corresponde con la derivada temporal de la carga eléctrica de tipo NQS  $q_{NQS}(t)$ .

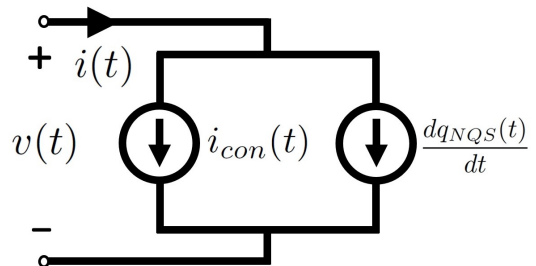


Fig. 1. Modelo NQS de diodo con una corriente intrínseca de conducción  $i_{con}(t)$  junto con la derivada temporal de la carga NQS  $dq_{NQS}(t)/dt$ .

- Dos magnitudes QS controladas por tensión (con dependencia exclusiva del valor instantáneo de  $v(t)$ ):  $\tau_{QS}(v(t))$  (tiempo de redistribución de carga eléctrica) y  $q_{QS}(v(t))$  (componente QS de la carga en el dispositivo) definen dicha fuente de carga  $q_{NQS}(t)$ .

Integrando la corriente de desplazamiento (2) se obtiene la siguiente expresión para la fuente de carga  $q_{NQS}(t)$ :

$$q_{NQS}(t) = q_{QS}(v(t)) - \tau_{QS}(v(t)) \frac{dq_{NQS}(t)}{dt}. \quad (3)$$

Ninguna suposición se hace en la componente de conducción  $i_{con}(t)$ , que deberá conocerse previamente al proceso de extracción del modelo de la fuente de carga. No obstante, es de esperar que esta componente sea de carácter QS.

A continuación se describe el proceso de extracción que permite obtener las dos funciones QS que describen la fuente de carga NQS:  $\tau_{QS}(v(t))$  y  $q_{QS}(v(t))$ . La información necesaria se obtiene a partir de la respuesta del diodo a la inyección de una señal sinusoidal ( $f_0$ ) de suficiente amplitud y tras descontar la correspondiente corriente de conducción  $i_{con}(t)$  a la corriente total que accede al dispositivo  $i(t)$ .

Para ello se propone, por ejemplo, el uso de técnicas de medida a frecuencias medias, a las que los fenómenos de desplazamiento (capacitivos) sean poco relevantes, usando estrategias similares a las propuestas por [4] para transistores.

Se considera que las corrientes y tensiones son periódicas ( $T = 1/f_0$ ) y se definen en series de Fourier como esta  $x(t)$  genérica (con ancho de banda limitado de  $DC+N$  armónicos):

$$x(t) = X_0 + \sum_{k \geq 1}^N [2\Re[X_k] \cos(\omega_k t) - 2\Im[X_k] \sin(\omega_k t)], \quad (4)$$

sea  $\omega_k = k(2\pi f_0)$ , con  $k = \pm 1, \dots, \pm N$ , y  $X_k$  como los respectivos coeficientes espectrales de Fourier ( $X_k$  es el término DC).

#### A. Proceso de Convolución

Las funciones periódicas y limitadas en ancho de banda de (3) se pueden expresar mediante sus coeficientes espectrales:  $Q_{NQS_k} = Q_{QS_k} - T_{QS_k} * dQ_{NQS_k}$ , siendo  $*$  el operador convolución y donde cada vector tiene esta estructura:  $Q_{QS} = [Q_{QS_{-N}}, \dots, Q_{QS_{-1}}, Q_{QS_0}, Q_{QS_1}, \dots, Q_{QS_N}]$ . A partir de este punto, la aplicación del operador  $*$  permite escribir la siguiente expresión:

$$Q_{NQS_k} = Q_{QS_k} - \underbrace{\sum_{l=-N}^{l=N} T_{QS_l} dQ_{NQS_{k-l}}}_{T_{QS_k} * dQ_{NQS_k}} \quad (5)$$

y, dado que los coeficientes de subíndice  $l$  y  $-l$  son complejos conjugados, tras separar parte real e imaginaria de (5), resulta:

$$\begin{aligned} \Re[Q_{NQS_k}] + j\Im[Q_{NQS_k}] = & \Re[Q_{QS_k}] + j\Im[Q_{QS_k}] - \\ & (\Re[T_{QS_0}] + j\Im[T_{QS_0}]) (\Re[dQ_{NQS_k}] + j\Im[dQ_{NQS_k}]) \\ & - \left( \sum_{l=1}^{l=N} \Re[T_{QS_l}](A) + \Im[T_{QS_l}](B) \right) \\ & - j \left( \sum_{l=1}^{l=N} \Re[T_{QS_l}](C) + \Im[T_{QS_l}](D) \right), \end{aligned} \quad (6)$$

donde  $A = \Re[dQ_{NQS_{k-l}}] + \Re[dQ_{NQS_{k+l}}]$ ,  $B =$

$-\Im[dQ_{NQS_{k-l}}] + \Im[dQ_{NQS_{k+l}}]$ ,  $C = \Im[dQ_{NQS_{k-l}}] + \Im[dQ_{NQS_{k+l}}]$  y  $D = \Re[dQ_{NQS_{k-l}}] - \Re[dQ_{NQS_{k+l}}]$ .

La igualdad (6) representa un primer conjunto de  $N+1$  ecuaciones en términos de las  $4(N+1)$  incógnitas:  $\Re[Q_{QS_k}]$ ,  $\Im[Q_{QS_k}]$ ,  $\Re[T_{QS_k}]$  e  $\Im[T_{QS_k}]$  para  $k = 0, 1, 2, 3, \dots, N$ .

#### B. El Operador NFS [5]

Sea una magnitud QS genérica  $Z(v(t))$ , el operador NFS [5] permitirá “mapear” dicha función algebraica no-lineal a partir de la forma de onda  $Z(t)$  y la  $v(t)$  de control.

La Fig. 2 ilustra para  $Z(v(t))$  cómo el dominio unidimensional  $D_v$  de la tensión  $v(t)$  (entre  $v_{min}$  y  $v_{max}$ ) es dividido en intervalos  $\Delta_v$ . Si  $\Delta_v$  se define con un valor verdaderamente reducido, cada muestra de  $Z(t)$  asociada a una  $v(t)$  dentro de un intervalo  $\Delta_v$  podrá ser aproximada por un único valor  $Z(v_j)$  en el dominio de tensión, siendo  $v_j$  la tensión promedio del intervalo de tamaño  $\Delta_v$  en cuestión. Para ello:

- Sean  $v_j$  (con  $j = 1, 2, \dots, N_v$ ) los valores de la tensión de control  $v$  en los que se desean obtener las  $N_v$  muestras de las funciones QS deseadas:  $q_{QS}(v)$  y  $\tau_{QS}(v)$ .
- Sean  $t_j^p$  (con  $p = 1, 2, \dots, P_j$ ) los  $P_j$  instantes temporales asociados a una  $v(t_j^p)$  en el intervalo  $\Delta_v$  (de media  $v_j$ ).

Indicaremos aquí explícitamente los pasos a seguir para aplicar el operador a la magnitud  $q_{QS}(v(t))$ . El correspondiente empleo del mismo para la constante de tiempo  $\tau_{QS}(v(t))$  se hará de forma semejante.

La condición de que  $q_{QS}(v)$  sea unievaluada implica que, para cada valor  $v_j$ , se cumple:

$$q_{QS}(v_j) \approx q_{QS}(v(t_j^p)) \approx \frac{1}{P_j} \sum_p q_{QS}(v(t_j^p)). \quad (7)$$

Expresando  $q_{QS}(v(t))$  en serie de Fourier (4) y aplicando (7) se logra (donde se excluye la DC):

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{k=N} [2\Re[Q_{QS_k}] \cos(\omega_k t_j^p) - 2\Im[Q_{QS_k}] \sin(\omega_k t_j^p)] \approx \\ \sum_{k=1}^{k=N} [2\Re[Q_{QS_k}] \langle \cos(\omega_k t_j) \rangle_p - 2\Im[Q_{QS_k}] \langle \sin(\omega_k t_j) \rangle_p] \end{aligned} \quad (8)$$

La notación compacta anterior para el  $\sin$  representa  $\langle \sin(\omega_k t_j) \rangle_p \equiv \frac{1}{P_j} \sum_p \sin(\omega_k t_j^p)$ , y de igual forma para  $\cos$ .

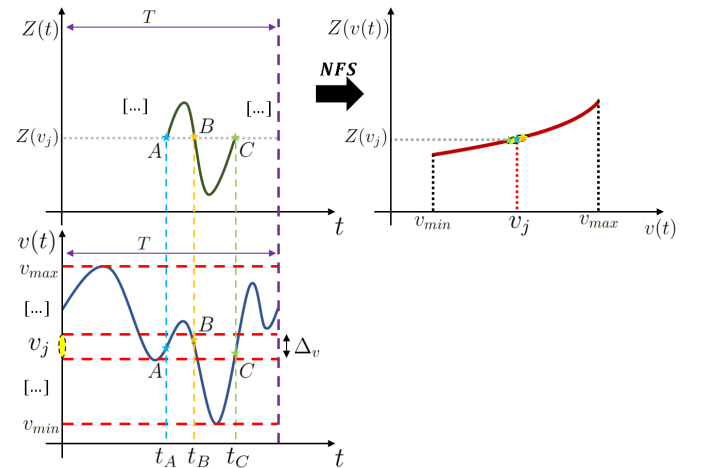


Fig. 2. Las muestras A, B y C del intervalo amarillo de  $v(t)$  (de media  $v_j$ ) poseen similar  $Z(t)$ . En tensión, dicho  $v_j$  presenta un único  $Z(v_j)$  común.

Si la discretización  $\Delta_v$  es suficientemente pequeña, se cometerá muy poco error al aproximar cada muestra por el promedio de su intervalo asociado, es decir:  $\Delta \text{sen}_k(t_j^p) = \text{sen}(\omega_k t_j^p) - \langle \text{sen}(\omega_k t_j) \rangle_p \approx 0$  (ídem para función  $\cos$ ).

Considerando estas definiciones, (8) puede reescribirse finalmente como se muestra a continuación:

$$\sum_{k=1}^{k=N} [2\Re[Q_{QS_k}] \Delta \cos(\omega_k t_j^p) - 2\Im[Q_{QS_k}] \Delta \text{sen}(\omega_k t_j^p)] \approx 0 \quad (9)$$

El formalismo permite así relacionar las partes real e imaginaria de  $Q_{QS_k}$  (y las de  $T_{QS_k}$ ) y, junto con (6), que resulta de escribir la ecuación (3) en el dominio de la frecuencia, se obtiene un sistema sobre-determinado en términos de dichos coeficientes, el cual puede ser resuelto por técnicas de Mínimos Cuadrados. En dicho sistema intervienen:

- $N + 1$  ecuaciones provenientes de la convolución (6).
- Una pareja de ecuaciones tipo (9) por cada muestra en un intervalo útil ( $P_j \geq 2$ ) tras la aplicación del operador NFS sobre las funciones QS:  $q_{QS}(v(t))$  y  $\tau_{QS}(v(t))$ .

La Fig. 3 resume el procedimiento de extracción descrito. En el esquema aparecen los diferentes dominios de tiempo, frecuencia y tensión en los que han de realizarse los diferentes pasos a seguir durante la extracción.

### III. IMPLEMENTACIÓN EN HERRAMIENTA CAD

#### A. Definición del Bloque SDDIP

Construir el modelo NQS en una herramienta CAD permitirá evaluar sus prestaciones y usarlo en futuras simulaciones de prototipos RF. Traducir (3) a nivel software requiere de:

- Funciones dependientes exclusivamente de la tensión.
- Calcular el término recurrente diferencial en tiempo real.

Una solución la proporciona el bloque SDDIP (*Symbolically Defined Device 1-Port*) de ADS<sup>TM</sup> [6], escogido por su versatilidad para definir relaciones constitutivas y por su capacidad para ser usado en entornos de análisis no-lineal como el Balance Armónico.

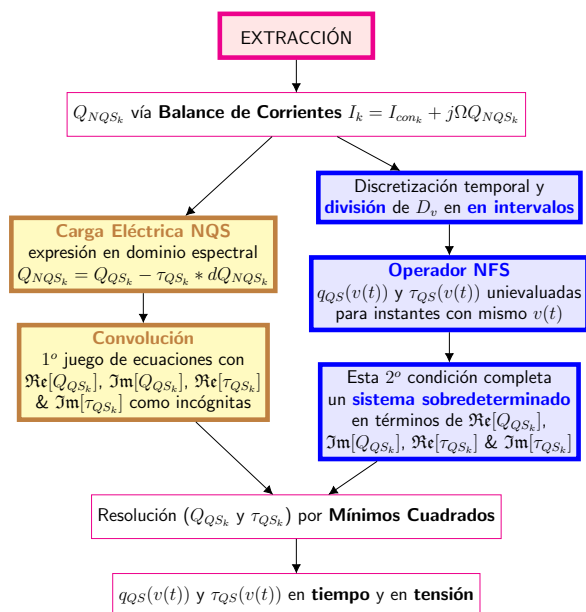


Fig. 3. Esquema de la extracción de las componentes del modelo NQS

La Fig. 4 ilustra cómo la corriente que circula por el SDDIP será la suma de sucesivas de funciones explícitas  $I[P, W]$ , donde  $P$  es el puerto y  $W$  es una función *Weighting* que se emplea para realizar derivadas temporales de orden  $W$ , expresándolas en el dominio de la frecuencia como productos por  $(j\omega)^W$ . El parámetro  $C[N=1]$  permite capturar la corriente de la sonda  $I_{Probe}$  para usarse en una  $I[P, W]$ .

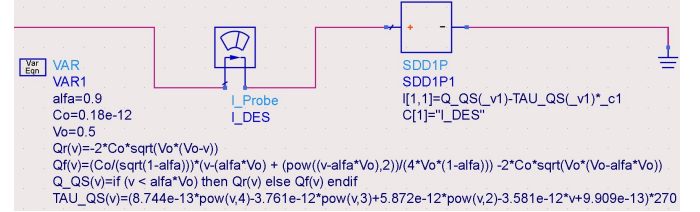


Fig. 4. Ilustración del bloque SDDIP implementado en Keysight ADS<sup>TM</sup>.

#### B. Validación Numérica del Bloque SDDIP

Para validar la implementación NQS en ADS<sup>TM</sup> se propone un primer test numérico cuya solución sea conocida. Con un código en MatLab<sup>TM</sup> (para  $N = 15$  armónicos) se calculará  $q_{NQS}(t)$  desde las funciones QS que la definen (3).

Se ha empleado una  $q_{QS}(v(t))$  según un modelo clásico de diodo [6] y la  $\tau_{QS}(v(t))$  típica en una unión Schottky, según los resultados de [7] y reproducidos con un ajuste polinómico. Posteriormente, se buscará reproducir la solución ofrecida en Matlab<sup>TM</sup>, haciendo uso del modelo propuesto en ADS<sup>TM</sup>.

En concreto, la  $q_{QS}(v(t))$  se corresponde con el modelo de carga en el pie de la Fig. 4 (para  $V_o = 0.5$  V,  $C_o = 0.18$  pF y  $\alpha = 0.9$ ) y la  $\tau_{QS}(v(t))$  con un polinomio tipo  $p_1 v^4 + p_2 v^3 + p_3 v^2 + p_4 v + p_5$  cuyos parámetros [en  $\text{sV}^{-n}$ ] aparecen también en dicha ilustración. Dicho retardo se multiplica por una constante para ajustarlo en torno al 30% del periodo fundamental de las señales  $T = 1/f_0 = 2\pi/\omega_0$ .

La tensión de control  $v(t)$  se define como una señal periódica multitono de frecuencia fundamental  $f_0 = 2\text{GHz}$  descrita por  $v(t) = 0.93 + 0.49[\text{sen}(\omega_0 t + \pi) + 0.3\cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{3}) + 0.1\text{sen}(2\omega_0 t) + 0.25\cos(2\omega_0 t) + 0.15\text{sen}(3\omega_0 t)]$  en Voltios.

En un primer paso del proceso se obtiene la  $Q_{NQS}$ , de acuerdo con (5). Despejando de esta ecuación, resulta:

$$Q_{NQS_k} = [U + jT_c \Omega]^{-1} Q_{QS_k}, \quad (10)$$

donde  $U$  es la matriz identidad,  $\Omega$  una matriz diagonal de armónicos ( $k2\pi f_0$  para  $k = 0, \pm 1, \dots, \pm N$ ) y  $T_c$  una matriz obtenida desde  $\tau_{QS}(v(t))$ . Por definición de la convolución, para construir  $T_c$  se necesitan  $2N$  armónicos del espectro de  $\tau_{QS}(v(t))$  si se desean lograr  $N$  componentes de  $Q_{NQS_k}$ . Definiendo  $dQ_{NQS_k} = j\Omega Q_{NQS_k}$ , es posible conocer los coeficientes de la  $i_{des}(t)$  y reconstruir su forma de onda.

La Fig. 5.a muestra el circuito SDDIP para el cálculo de la  $i_{des}(t)$  (en Sección III.A), donde se ha forzado la tensión de control para reproducir el ejemplo resuelto en Matlab<sup>TM</sup>. Las Fig. 5.b y Fig. 5.c confirman la equivalencia de la  $i_{des}(t)$  numérica en Matlab<sup>TM</sup> con la del SDDIP calculada en ADS<sup>TM</sup>.

#### C. Test Numérico de Extracción

Una vez verificado el modelo en ADS<sup>TM</sup>, se procede a realizar un experimento más completo con un equivalente de diodo que incluye corriente de conducción  $i_{con}(t)$  y parásitos.

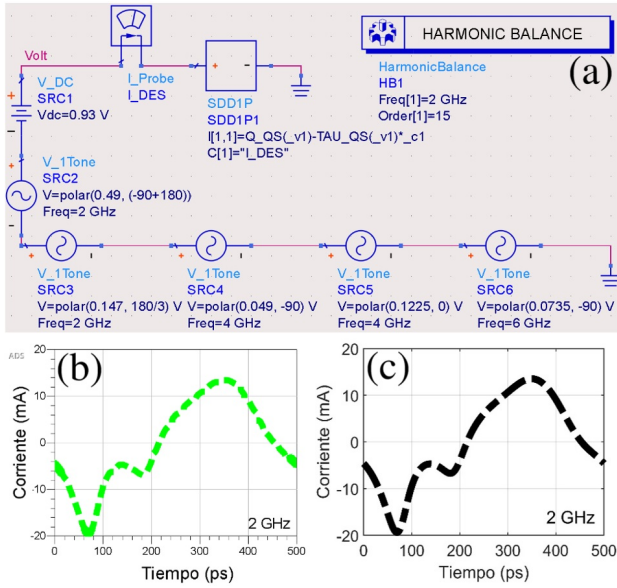


Fig. 5. (a) Implementación del test de validación en ADS™ y equivalencia entre (b) la  $i_{des}(t)$  simulada en ADS™ y (c) la numérica en MatLab™.

La Fig. 6.a incluye dicho esquemático, con una estructura de parásitos  $L = 1$  nH,  $C = 0.5$  pF y  $R = 6 \Omega$  y donde la corriente de conducción se ha simulado según un modelo convencional de diodo  $i_{con}(v) = (4.6 \cdot 10^{-8}) * (e^{\frac{v}{n \cdot V_T}} - 1)$  [en A] para los parámetros de la Fig. 6.a. La  $v(t)$  e  $i(t)$  son ahora el resultado del análisis Balance Armónico al aplicar en el terminal extrínseco una inyección *single-tone* de  $f_0 = 2$  GHz,  $Pot_{RF} = 5$  dBm y  $DC = 0.55$  V. Para el test de extracción, se obtienen las formas de onda de interés,  $v(t)$  (Fig. 6.b) e  $i_{des}(t)$  (Fig. 6.c) usando las funciones QS previas.

La sonda  $I_{DES}$  de la Fig. 6.a permite obtener la  $i_{des}(t)$  de partida del proceso de extracción a realizar en MatLab™ y descrito en la Sección II. Este test ha sido realizado con  $N = 15$  armónicos,  $M = 10^4$  muestras y para  $N_v = 600000$  intervalos de tensión (con una resolución de  $\Delta_v = 0.51 \mu V$ ).

El resultado de la extracción (Fig. 7) certifica que, a partir de  $i_{des}(t)$ , es posible obtener satisfactoriamente las  $\tau_{QS}$  y  $q_{QS}$  del modelo NQS. Se ha comprobado que puede existir una pequeña variación en la carga extraída dependiendo de con qué criterio se ajuste su valor medio, algo que no afecta al modelado y que puede ser corregido mediante una constante.

#### IV. CONCLUSIONES

Se ha comprobado que el empleo del bloque SDD1P permite construir en ADS™ un modelo NQS para la carga eléctrica intrínseca en diodos Schottky. El elemento, definido a partir de las variables QS de carga y retardo y obtenidas mediante la aplicación del operador NFS a la corriente de desplazamiento, ha demostrado su correcto funcionamiento bajo análisis Balance Armónico. Las buenas prestaciones en los distintos test numéricos auguran que la implementación NQS propuesta tiene posibilidades de reproducir el comportamiento experimental en gran señal de un dispositivo comercial.

#### V. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido posible gracias al I Plan Propio de Investigación, Transferencia y Divulgación Científica de la Universidad de Málaga bajo el Contrato Predoctoral A.2-401.

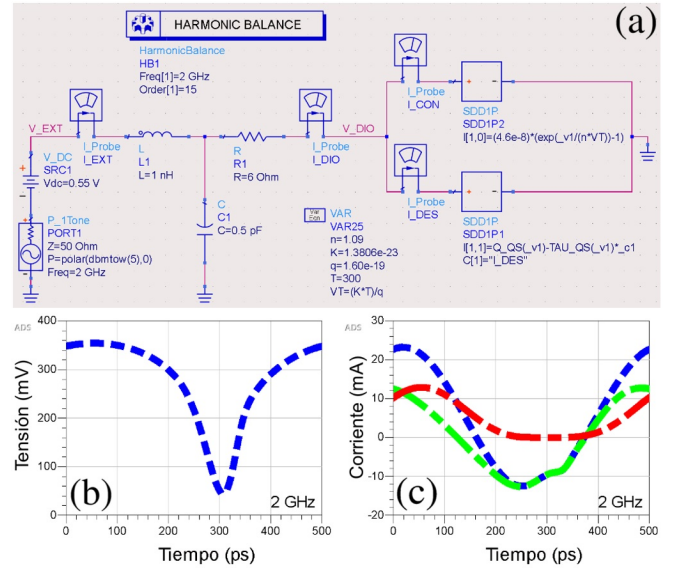


Fig. 6. (a) Esquemático del test final y las (b) formas de onda intrínsecas de  $v(t)$  (azul) y (c) de  $i(t)$  (azul),  $i_{con}(t)$  (rojo) e  $i_{des}(t)$  (verde) en ADS™.

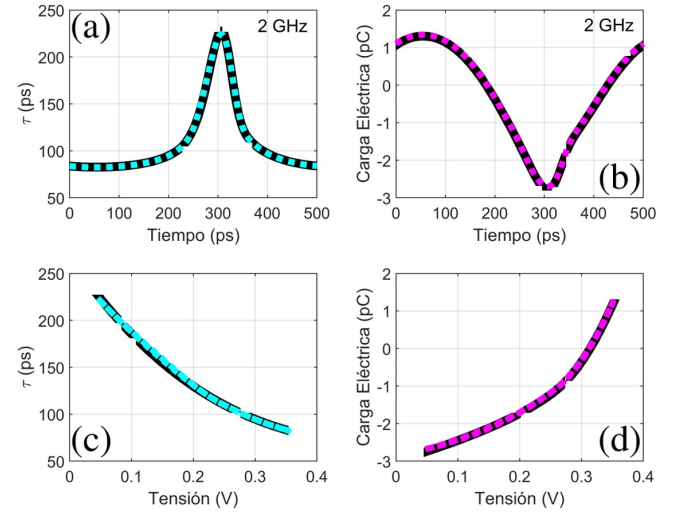


Fig. 7. Magnitudes QS extraídas (a)  $\tau_{QS}(t)$  (cyan), (b)  $q_{QS}(t)$  (rosa), (c)  $\tau_{QS}(v(t))$  (cyan) y (d)  $q_{QS}(v(t))$  (rosa), versus las originales (en negro).

#### REFERENCIAS

- [1] A. García-Luque et al., "Automatic Nonlinear Nonquasi-Static Diode Model Extraction from Large-Signal Measurements," in *16th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2021 [Submitted].
- [2] P. Roblin et al., "Improved Small-Signal Equivalent Circuit Model and Large-Signal State Equations for MOSFET/MODFET Wave Equation," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 38, no. 8, pp. 1706–1718, 1991.
- [3] R. Daniels et al., "A Universal Large/Small Signal 3-Terminal FET Model using a Non-Quasi-Static Charge-Based Approach," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 40, no. 10, pp. 1723–1729, 1993.
- [4] K. Kikuchi et al., "Comparison of GaN HEMT Technology Processes by Large-Signal Low-Frequency Measurements," in *2018 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC)*, 2018, pp. 1–3.
- [5] T. M. Martín-Guerrero et al., "Automatic Extraction of Measurement Based Large Signal FET Models by Nonlinear Function Sampling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 68, no. 5, pp. 1627–1636, 2020.
- [6] Keysight Tech.™, "Custom Modeling with Symbolically Defined Devices," Jan. 2008, [Accessed: 03.15.2021]. [Online]. Available: edadocs.software.keysight.com/display/ads2008U1/User-Defined+Models
- [7] T. Suemitsu, "An Intrinsic Delay Extraction Method for Schottky Gate FETs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, no. 10, pp. 669–671, 2004.