

Caracterización de amplificadores de microondas: de los Parámetros-S a los Parámetros-X

José Amado^{1,2}, Fernando Bianco¹ y Germán Naldini¹

¹Laboratorio de RF y Microondas, Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales, Universidad Nacional de Córdoba

²Instituto Nacional de Tecnología Industrial

Fecha de recepción del manuscrito: 28/08/2015

Fecha de aceptación del manuscrito: 31/05/2016

Fecha de publicación: 30/09/2016

Resumen—El diseño y desarrollo de amplificadores de microondas en la actualidad está fuertemente basado en simulación, permitiendo evaluar circuitos antes de su implementación, ahorrando tiempos y costos. Para esto se requieren modelos matemáticos confiables que permitan extraer parámetros de los dispositivos físicos y con ellos construir modelos de simulación que puedan predecir correctamente el funcionamiento de circuitos reales. Durante muchos años, los Parámetros-S han cumplido esta función con sencillez, exactitud y confiabilidad, pero sólo son aplicables a condiciones rigurosamente lineales, lo cual permite modelar solamente sistemas pasivos y sistemas activos operando en zona lineal, donde el punto de operación es estático.

Recientemente se ha presentado un modelo de comportamiento no lineal, de tipo caja negra en el dominio de la frecuencia, que permite caracterizar, modelar y simular dispositivos, circuitos y sistemas no lineales con notable exactitud y versatilidad, y que a su vez contiene a los Parámetros-S como caso particular (funcionamiento lineal). Este modelo ha sido denominado *Polyharmonic Distortion* (PHD), se basa en una linealización sobre un punto de operación dinámico, y sus coeficientes han sido definidos como Parámetros-X^(*).

Palabras clave—Amplificadores de Microondas, Parámetros-S, Parámetros-X, Modelo No Lineal.

Abstract—The design and development of actual microwave amplifiers relies heavily on simulation, allowing to evaluate the circuits before implementation, saving time and costs. Reliable mathematical models are needed to allow characterize physical devices and build simulation models that can correctly predict the performance of real circuits. For many years, the S-Parameters have complied this objective with simplicity, accuracy and reliability, but they are applicable only to strictly linear conditions, what allow to model only passive systems and active systems operating in linear region, where the operating point is static.

Recently it has been presented a black-box frequency domain nonlinear model that allow to characterize, model and simulate nonlinear devices, circuits and systems, with remarkable accuracy and versatility, which that in turn contains S-Parameters as a special case (linear operation). This model has been called *Polyharmonic Distortion* (PHD), it is based on a linearization about a dynamic operation and their coefficients are defined as X-Parameters^(*).

Keywords— Microwave Amplifiers, S-Parameters, X-Parameters, Nonlinear Model.

INTRODUCCIÓN

En la actualidad, los modelos matemáticos han adquirido una importancia fundamental en el análisis, diseño y desarrollo de circuitos y sistemas de microondas, especialmente en el caso de amplificadores, ya que permiten su simulación, pudiendo así ser ensayados, evaluados, modificados y evolucionados en un entorno controlado,

previo a su implementación física, con el importante ahorro de tiempos y costos que esto implica.

Para que sea posible probar y ajustar por simulación un amplificador de microondas basado en un determinado elemento activo, se deben cumplir previamente tres procesos fundamentales: extracción de parámetros, modelado y simulación.

Dado un dispositivo físico, como un transistor de microondas por ejemplo, se le caracteriza mediante algún medio apropiado (extracción de parámetros), se realiza una abstracción matemática y se obtiene un marco general sobre el cual se deducen soluciones particulares y prácticas (modelado). Una vez validadas, estas soluciones son incluidas en herramientas de software que imitan el mundo real (simulación), donde los ingenieros de desarrollo pueden realizar predicciones e interpretaciones confiables sobre el funcionamiento del dispositivo modelado. El

Dirección de contacto:

José Amado, Av. Vélez Sarsfield 1611, Ciudad Universitaria, X5016CGA, Córdoba, Argentina. Teléfono: +54 (351) 4334147, E-mail: jose.amado@gmail.com.

(*) Parámetros-X (*X-Parameters*) es una marca registrada de Keysight Technologies.

conjunto de los 3 procedimientos mencionados (extracción, modelado y simulación) es lo que permite actualmente realizar diseños y análisis basados en simulación en forma confiable, exacta y precisa, y el marco general que sustenta todo este proceso es el modelo matemático, que básicamente es una descripción matemática del funcionamiento físico del dispositivo, validada en el mundo real.

Los requerimientos de la industria de las comunicaciones para los modelos matemáticos son cada vez más exigentes, puesto que a los habituales requisitos de exactitud y precisión, se agregan la necesidad de sencillez, versatilidad y adaptabilidad a los constantes cambios y evoluciones de las tecnologías de microondas. En el caso particular de amplificadores de microondas de baja y media potencia, el modelo de Parámetros-S ha cumplido estos requisitos desde hace muchos años, y de manera notable, tal que se ha convertido en un standard indiscutido en la industria. La medición de estos parámetros se realiza con un Analizador Vectorial de Redes (*Vector Network Analyzer*, VNA), que es un instrumento muy evolucionado y confiable en nuestros días. El equipo extrae los parámetros del elemento físico y los guarda en archivos que siguen la estructura del modelo. Finalmente, un software de simulación utiliza estos archivos como modelo del dispositivo que se midió, clasificados y ordenados según las condiciones de operación, y así se llevan a cabo simulaciones de circuitos de microondas de manera exacta y confiable.

No obstante todas estas cualidades, el modelo de Parámetros-S adolece de una limitación muy importante: solo es válido para sistemas lineales y en una única frecuencia, donde se cumpla el principio de superposición. Es decir, los Parámetros-S solo son aplicables a circuitos lineales, como filtros pasivos o atenuadores, o bien en circuitos no lineales operando con señales tan pequeñas que pueden considerarse lineales (señal débil). En el caso de amplificadores de microondas, solo son útiles para describir el funcionamiento lineal, donde la señal fluctúa en un entorno muy pequeño del punto de operación definido por las condiciones de polarización (punto de operación estático). Si la señal de entrada aumenta lo suficiente, el amplificador comienza a saturarse, ingresa en régimen no lineal, deja de cumplirse el principio de superposición y aparecen fenómenos no lineales que no pueden ser descritos por los Parámetros-S, por lo cual estos pierden validez. Los Parámetros-S no contienen información alguna acerca de los fenómenos no lineales típicos de amplificadores de microondas actuales, como saturación, compresión, distorsión armónica e intermodulación. El modelo no puede ser utilizado para describir estos efectos, y es por esto que resulta insuficiente para el trabajo con los modernos circuitos de comunicaciones en microondas, que requieren cada vez más el funcionamiento en zona no lineal (Dobrowolski, 2010).

La impresionante evolución y crecimiento que han experimentado las comunicaciones móviles e inalámbricas en los últimos años, presionan para el desarrollo de circuitos y sistemas de gran ancho de banda, bajo consumo y alto rendimiento, lo cual requiere que los elementos activos operen en régimen no lineal. Se necesita entonces otro modelo que brinde una infraestructura (extracción, modelado y simulación) similar a la de los Parámetros-S,

pero que contemple el funcionamiento no lineal y pueda describir los fenómenos no lineales mencionados, con exactitud y confiabilidad similar a la de los clásicos parámetros lineales (Vye, 2010).

Así, ha surgido un nuevo modelo que permite caracterizar y modelar dispositivos, circuitos y sistemas no lineales con notable exactitud, y que a su vez contiene a los clásicos Parámetros-S como caso particular (correspondiente al funcionamiento lineal), igualando las prestaciones del modelo lineal. Este modelo es de tipo caja negra en el dominio de la frecuencia, ha sido denominado Distorsión Poliarmónica (*Polyharmonic Distortion*, PHD) y sus coeficientes han sido definidos como Parámetros-X (Verspetch and Root, 2006) (Keysight Technologies, 2015). El nuevo modelo, que está basado en una aproximación en torno a un punto de operación dinámico, permite modelar y caracterizar amplificadores de microondas en región lineal y no lineal, con grados de exactitud, precisión y confiabilidad semejantes a los Parámetros-S, por lo cual se espera terminen reemplazándolos.

En este artículo se describe el modelo de Parámetros-X y su base matemática, sus condiciones de aplicación, sus alcances, el estado actual de la tecnología y las perspectivas futuras, comenzando primero con un repaso muy breve de los clásicos Parámetros-S, aplicados a amplificadores de microondas.

PARÁMETROS-S

Los Parámetros-S son básicamente coeficientes (complejos) de un modelo matricial que describe el comportamiento de un dispositivo, considerado lineal.

Supongamos un sistema como el que se muestra en al Fig. 1, donde una fuente de señal de alta frecuencia V_S excita la entrada de un amplificador de baja señal en microondas que tiene conectada una carga Z_L a su salida. El amplificador es la red lineal de microondas a modelar, denominada DUT (*Device Under Test*), que en este caso posee dos puertos, uno de entrada (Puerto 1) y otro de salida (Puerto 2). Se supone que el punto de operación estático (polarización) es fijo y estable, y que se trabaja en una frecuencia única.

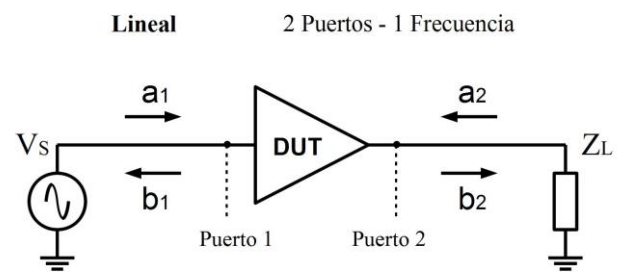


Fig. 1. Amplificador de microondas funcionando en zona Lineal (operación en Señal Débil).

La fuente de señal emite una onda electromagnética que incide sobre la entrada de la red. Allí, parte de esa señal se refleja hacia la fuente y la parte restante es afectada por el coeficiente de transferencia directa y transferida al puerto de salida. En la salida, esta señal viaja hacia la carga y allí

una parte es transferida a la misma y otra se refleja (se supone algún grado de desadaptación) y retorna hacia la salida del amplificador. Esta última, al llegar a la salida del amplificador se divide en una señal que se refleja hacia la carga nuevamente y otra que viaja hacia la entrada, afectada del coeficiente de transferencia inversa. De esta forma quedan conformadas 4 señales, una entrante y otra saliente en cada puerto, como se indica en la Fig. 2, donde se han omitido la fuente y la carga para simplificar el esquema.

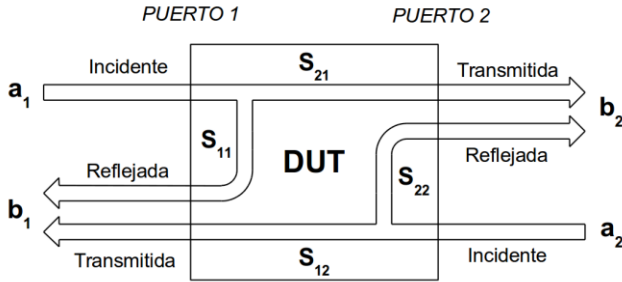


Fig. 2. Señales incidentes y reflejadas definidas por los Parámetros-S que caracterizan al DUT (coeficientes de reflexión y transmisión).

Las Ondas *a* son ondas incidentes y las Ondas *b* son ondas dispersas (reflejadas y transmitidas), y los subíndices indican el puerto en el que actúan. Así, en estado estable, se forman cuatro ondas viajeras: las ondas *a*₁ y *a*₂ son las incidentes en el puerto 1 y 2 respectivamente, y las ondas *b*₁ y *b*₂ son las reflejadas en los puertos 1 y 2 respectivamente. Las primeras (Ondas *a*) son las *entradas* del sistema y las segundas (Ondas *b*) son sus *salidas*. Tal como se muestra en el Fig. 2, tanto en la entrada como en la salida, las ondas dispersas *b*₁ y *b*₂ resultan de la suma de señales reflejadas en el propio puerto y señales que provienen del puerto opuesto, afectadas por un coeficiente de transferencia entre los puertos, y por este motivo se las denomina dispersas, ya que contienen energía reflejada en un mismo puerto y energía transferida desde otro puerto (Hewlett-Packard, 1990).

En rigor, y con el objeto de facilitar los cálculos, en ambos puertos las entradas *a* y las salidas *b* son definidas por combinaciones lineales de tensiones (*V*) y corrientes (*I*) en los puertos del dispositivo bajo ensayo (DUT):

$$a = \frac{V + Z_0 I}{2\sqrt{Z_0}} \quad b = \frac{V - Z_0 I}{2\sqrt{Z_0}} \quad (1)$$

donde *Z*₀ es la impedancia característica del sistema. Dado que las ondas *a* y *b* no son magnitudes físicas reales, sino que se definen por (1), suelen llamarse *pseudo-ondas*.

Suponiendo entonces que el amplificador se mantiene en régimen lineal, las salidas *b* pueden expresarse mediante funciones lineales de las entradas *a*:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2)$$

o en forma matricial,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

donde los coeficientes *S*_{*ij*} son los llamados Parámetros-S, y los subíndices *i* y *j* indican los puertos de salida y entrada respectivamente (Gonzales, 1997) (Pozar, 2005). De esta forma, quedan definidos los cuatro Parámetros-S que caracterizan un amplificador lineal:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (4)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (5)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (6)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (7)$$

Los parámetros *S*₁₁ y *S*₂₂ son los Coeficientes de Reflexión de Entrada y Salida respectivamente, mientras que los parámetros *S*₂₁ y *S*₁₂ son los Coeficientes de Transferencia Directa e Inversa respectivamente. Observar que para el caso particular de un amplificador, se trata que el coeficiente *S*₂₁ sea lo mayor posible y el *S*₁₂ lo menor posible, puesto que el primero representa la ganancia directa (transferencia desde la entrada hacia la salida) y el segundo la ganancia inversa (transferencia desde la salida hacia la entrada) de la red. Se ve también que los coeficientes definidos por las ecuaciones (4) a (7) gobiernan la conformación de las distintas señales indicadas en la Fig. 2. Los parámetros *S*₁₁ y *S*₂₂ determinan cuánta energía se refleja en los puertos del dispositivo y los coeficientes *S*₁₂ y *S*₂₁ afectan la energía transferida entre puertos.

Tanto las ondas *a* como las ondas *b* son señales débiles, que excursionan en torno a un punto de operación estático. Si cambia la frecuencia de trabajo o las condiciones de polarización, cambia el punto de operación sobre el cual se realiza la aproximación y por tanto cambia el valor de los Parámetros-S, es decir:

$$S_{ij} = f(f_0, V_Q, I_Q) \quad (8)$$

donde *f*₀ representa la frecuencia de trabajo, y (*V*_Q, *I*_Q) las condiciones de polarización del amplificador.

Tratándose de un amplificador, se tienen dos puertos, y resultan un total de cuatro parámetros. Si la red en estudio tuviese más puertos, aumenta el número de parámetros y el tamaño de las matrices del modelo, ya que deben calcularse las salidas de cada puerto en base a todas las entradas de todos los puertos, tal como se observa en la ec. (2) (Dobrowolski, 2010).

El sistema matricial de la ec. (3) describe exactamente el comportamiento del amplificador de la Fig. 1, y brinda la infraestructura matemática necesaria para su simulación, sin información alguna acerca de su estructura interna (modelo de caja negra). La medición y generación de los Parámetros-S se lleva a cabo con un instrumento denominado Analizador Vectorial de Redes (VNA) o bien por simulación, basándose en las definiciones de las ecuaciones (4) a (7). Los fabricantes generan archivos que contienen los parámetros clasificados por frecuencia y

condiciones de polarización, tanto a nivel de circuito (parámetros del transistor) como a nivel de sistema (parámetros de todo el amplificador). Así, por ejemplo, para el transistor de microondas Infineon BFP640ESD, para una polarización de 3V y 20mA, su archivo tipo S2P contiene los módulos y fases de los cuatro Parámetros-S, para 52 frecuencias distintas, entre 10MHz y 10GHz, dando un total de 416 coeficientes en el archivo (Infineon, 2015). Una vez elegida la frecuencia y polarización, se utilizan solamente 8 coeficientes, correspondientes a los módulos y fases de los 4 parámetros para esa frecuencia y polarización, los cuales solo serán válidos siempre que las ondas a y b sean señales pequeñas en torno al punto de polarización (linealización para baja señal). Si alguna de las señales (por ejemplo, la entrada a_1) aumenta lo suficiente como para que el amplificador ingrese en saturación (o si se presenta cualquier otro fenómeno no lineal) las ecuaciones (2) y (3) ya no son válidas, y los 8 coeficientes elegidos no describen el comportamiento del amplificador, el modelo pierde validez y el error puede ser inaceptable.

Los Parámetros-X extienden la validez a condiciones de operación no lineal, tal como veremos a continuación.

NUEVO MODELO NO LINEAL

Las señales de prueba que se utilizan son del mismo tipo que las empleadas en el modelo lineal: ondas viajeras definidas mediante una combinación lineal de tensiones y corrientes en los puertos del DUT:

$$A = \frac{V + Z_0 I}{2} \quad B = \frac{V - Z_0 I}{2} \quad (9)$$

donde nuevamente las Ondas A son las Entradas al sistema (incidentes) y las Ondas B son las Salidas del mismo (dispersas), pero ahora pueden ser señales fuertes, y por eso se utilizan letras mayúsculas (Verspetch and Root, 2006).

Ahora se supone que el amplificador se halla operando en régimen no lineal (por ejemplo, porque su señal de entrada es suficientemente fuerte), como se muestra en al Fig. 3.

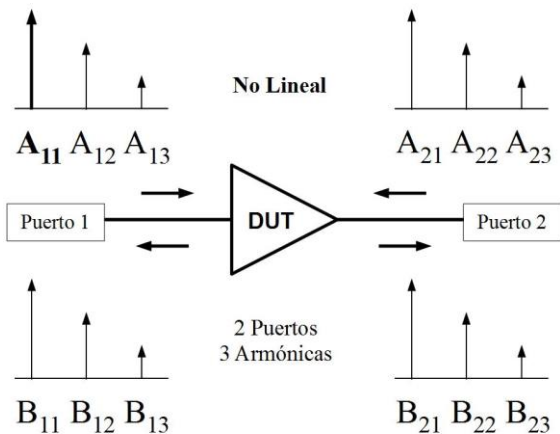


Fig. 3. Amplificador de microondas funcionando en zona No Lineal (Operación en Señal Fuerte).

Puesto que el sistema es no lineal, habrá generación de armónicas y mezcla de frecuencias, por lo que tanto las entradas como las salidas, en ambos puertos, estarán

compuestas por varias armónicas. Dependiendo del tipo y grado de alinealidad, el número de armónicas puede ser muy alto, pero para la mayoría de las aplicaciones se desprecian las de orden superior por tener muy baja amplitud (Maas, 2003).

Por simplicidad, en la Fig. 3 solo se han indicado los puertos y se han suprimido la fuente de señal y la carga, las cuales podrían ser otras etapas amplificadoras, redes de acoplamiento, o cualquier otro bloque en la cadena de un sistema de comunicaciones de microondas. Se han considerado 2 puertos porque se trata de un amplificador, y 3 armónicas porque esta cantidad ha resultado ser suficientemente exacta para muchas aplicaciones (Amado *et al.*, 2012). No obstante, el modelo es válido para cualquier número finito de puertos y armónicas, y en lo que sigue, utilizaremos esta generalización.

Notación

Las Ondas Incidentes (entradas) se denominan A_{qn} y las Ondas Dispersas (salidas) se denominan B_{pm} . En cada variable, los subíndices q y p indican los números de Puertos de Entrada y Salida respectivamente, mientras que los subíndices n y m indican los Órdenes de Armónicas de Entrada y Salida respectivamente. Así, la señal A_{12} corresponde a la segunda armónica de la señal de entrada en el puerto 1, y la señal B_{23} es la tercera armónica de la salida en el puerto 2.

Marco Matemático

Tratándose de un sistema no lineal en microondas, en el caso más general, cualquier salida, de cualquier frecuencia y en cualquier puerto, depende de todas las entradas, en todos los puertos y frecuencias consideradas. Por lo tanto, la salida B_{pm} se puede expresar como una función no lineal de todas las entradas A_{qn} :

$$B_{pm} = F_{pm}(A_{11}, A_{12}, \dots, A_{21}, A_{22}, \dots, A_{qn}) \quad (10)$$

donde las funciones $F_{pm}(\cdot)$ se denominan Funciones Descriptivas y forman el marco matemático general sobre el cual se pueden desarrollar modelos de comportamiento no lineal en el dominio de la frecuencia. El problema reside en encontrar el conjunto de funciones complejas multivariantes $F_{pm}(\cdot)$ que relacionen las componentes espectrales de entrada A_{qn} con las componentes espectrales de salida B_{pm} . El modelo *Polyharmonic Distortion* (PHD) es una aproximación particular a estas funciones en la cual se realiza una linealización en torno a un punto de operación dinámico (variable en el tiempo), que es válida si se cumple el principio de superposición de armónicas (bajo ciertas condiciones, como se explica más adelante) (Verspetch and Root, 2006) (Root D. *et al.*, 2005) (Verspetch *et al.*, 2005).

Principio de Superposición de Armónicas

En un amplificador de microondas funcionando en región no lineal no se cumple el principio de superposición, ni en el dominio del tiempo ni en el dominio de la frecuencia. No obstante, en muchos casos prácticos, como en un Amplificador de Potencia (PA) estimulado por una señal de banda angosta, la señal de entrada está formada por un tono dominante o fundamental (A_{11}) y varias armónicas de menor

amplitud, mucho más pequeñas que la fundamental (las componentes armónicas son de señal débil). En este caso, los experimentos demuestran que puede usarse el principio de superposición para las armónicas de pequeña amplitud (consideradas señal débil), en el que el espectro total de salida resulta de sumar los espectros resultantes de cada una de las armónicas de entrada de baja amplitud. Es decir, suponiendo condiciones de polarización fijas, el tono dominante (señal fuerte) de la señal de entrada lleva al dispositivo a región no lineal y produce un espectro de salida, al cual se le suma linealmente las respuestas de las entradas de baja señal. Si cambia la polarización o la amplitud del tono dominante, cambian los coeficientes de la suma lineal de las armónicas de baja amplitud. Esto constituye una aproximación lineal en torno a un punto de operación variable en el tiempo y definido por la señal fuerte A_{11} (tono dominante), lo cual ha sido definido como Principio de Superposición de Armónicas. En la Fig. 4 se explica gráficamente el concepto, donde por simplicidad solamente se consideran las ondas de entrada (incidentes) en el puerto 1 y las de salida (dispersas) en el puerto 2, obviándose el resto (Verspetch and Root, 2006).

Supongamos que la señal de entrada al amplificador está formada por un tono de señal fuerte A_{11} (representada por flechas de línea llena gruesa), más dos armónicas mucho más pequeñas que la señal fuerte, a_{12} (línea llena delgada) y a_{13} (línea de trazos). Supongamos que se aplica primero el tono dominante A_{11} solamente, sin las armónicas de baja señal. Puesto que se trata de señal fuerte, el amplificador ingresa en funcionamiento no lineal y se originan nuevas armónicas en la salida, producto de la respuesta no lineal del sistema: B_{21} , B_{22} y B_{23} (representadas por las líneas llenas gruesas de la salida).

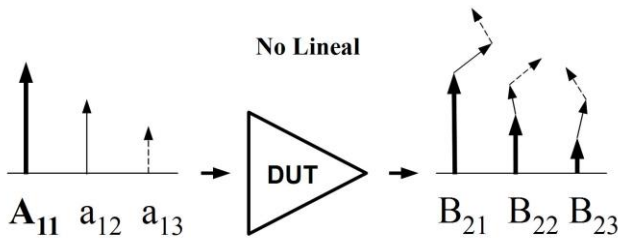


Fig. 4. Principio de Superposición de Armónicas.

Luego, dejando aplicada la señal fuerte A_{11} se van aplicando una por una las componentes armónicas de baja señal de la entrada (llamadas también pequeñas perturbaciones). Se aplica primero la perturbación a_{12} , cuya respuesta en la salida se mezcla con las componentes ya presentes en el sistema (provocadas por la señal fuerte) y se produce una deformación parcial del espectro de salida, mostrada en la figura por las líneas llenas delgadas en el puerto 2. Después se quita la perturbación a_{12} , y dejando aplicada la señal fuerte A_{11} , se aplica la perturbación a_{13} , provocando otra deformación parcial del espectro de salida, representada por las flechas de línea punteada en el puerto 2. En caso de considerar mayor número de armónicas, el proceso se repite hasta probar todas las armónicas de entrada. La desviación total del espectro de salida es la suma de las desviaciones parciales provocadas por la inyección, una a una, de todas las armónicas de baja señal

de entrada, y esto justamente constituye el Principio de Superposición de Armónicas (Verspetch and Root, 2006).

La señal fuerte fija el punto de operación dinámico del dispositivo (junto a la polarización) y sobre este (nuevas frecuencias generadas) se suman linealmente las componentes armónicas adicionales de baja señal, de mayor frecuencia y menor amplitud, las que son consideradas como pequeñas perturbaciones del sistema. Si bien la deformación del espectro debido a las pequeñas perturbaciones es lineal, los coeficientes de la suma dependen en forma no lineal del punto de operación, es decir, si cambia la amplitud de la señal fuerte A_{11} , cambian los coeficientes de la suma. Esto indica que el espectro total de salida puede obtenerse midiendo la respuesta a la señal fuerte de entrada, luego sumar a esta, en forma independiente, cada una de las armónicas de baja señal, y medir la respuesta para cada caso. La respuesta total del sistema es la suma de todas las respuestas individuales. En este concepto se basa el modelo PHD y la forma de generación y extracción de los Parámetros-X.

El cumplimiento de este principio ha sido demostrado en muchos casos prácticos, especialmente en amplificadores de potencia, pero los recientes trabajos de investigación muestran que se cumple también para una gran variedad de circuitos y sistemas de comunicaciones (Verspetch and Root, 2006) (Horn et al. 2008).

Linealización

Veamos la base matemática sobre la cual se sustenta la aproximación que se realiza en el Principio de Superposición de Armónicas.

Supongamos que \mathbf{A} y \mathbf{B} son los vectores (matrices) de coeficientes de ondas incidentes y dispersas respectivamente, para todos los puertos y armónicas consideradas. La entrada \mathbf{A} está formada a su vez por dos vectores, uno de señal fuerte \mathbf{A}_0 , que fija el punto de operación dinámico, y otro de bajas señales superpuestas \mathbf{a} , tal que $\mathbf{A}=\mathbf{A}_0+\mathbf{a}$. La salida \mathbf{B} también estará formada por una parte de señal fuerte \mathbf{B}_0 , que es la respuesta a la entrada \mathbf{A}_0 , y el vector \mathbf{b} , que es la respuesta a las entradas de bajas señales superpuestas a la señal fuerte, tal que $\mathbf{B}=\mathbf{B}_0+\mathbf{b}$. Luego, el modelo general de la ec. (10) puede escribirse en forma matricial como:

$$\mathbf{B} = F(\mathbf{A})$$

$$\mathbf{B}_0 + \mathbf{b} = F(\mathbf{A}_0 + \mathbf{a}) \tag{11}$$

Se demuestra que la componente de baja señal de salida puede aproximarse por:

$$\mathbf{b} \approx [\mathbf{S}]\mathbf{a} + [\mathbf{S}']\mathbf{a}^* \tag{12}$$

donde $[\mathbf{S}]$ y $[\mathbf{S}']$ son matrices cuyos coeficientes surgen del Jacobiano del vector \mathbf{B} respecto de \mathbf{A} , valuado en el punto de operación dinámico $(\mathbf{A}_0, \mathbf{B}_0)$, es decir, provienen de las derivadas parciales de primer orden de las partes reales e imaginarias de \mathbf{B} respecto de las partes reales e imaginarias de \mathbf{A} (linealización de función multivariable), y evaluadas en el punto de operación definido por la señal fuerte (Verspetch et al., 2005) (Dobrowolski, 2010).

En la ec. (12), el vector \mathbf{a} y su conjugado \mathbf{a}^* son tratados como entradas independientes porque el mapeo $\mathbf{B}=\mathbf{F}(\mathbf{A})$ para el sistema no lineal es No Analítico (Verspecht *et al.*, 2005) (Verspecht and Root, 2006). Este es quizá uno de los aspectos más importantes de este modelo, que lo diferencia de otros que no han alcanzado el grado de exactitud buscado.

La respuesta total del sistema puede aproximarse por:

$$\begin{aligned}\mathbf{B} &\approx F(\mathbf{A}_0) + \mathbf{b} \\ \mathbf{B} &\approx F(\mathbf{A}_0) + [\mathbf{S}]\mathbf{a} + [\mathbf{S}']\mathbf{a}^*\end{aligned}\quad (13)$$

definiendo $[\mathbf{G}]=[\mathbf{S}]+[\mathbf{S}']$ y $[\mathbf{H}]=j([\mathbf{S}]-[\mathbf{S}'])$,

$$\mathbf{b} = [\mathbf{G}]\text{Re}(\mathbf{a}) + [\mathbf{H}]\text{Im}(\mathbf{a}) \quad (14)$$

con lo cual (13) puede ser escrita como:

$$\mathbf{B} \approx F(\mathbf{A}_0) + [\mathbf{G}]\text{Re}(\mathbf{a}) + [\mathbf{H}]\text{Im}(\mathbf{a}) \quad (15)$$

Si se tratase de un sistema lineal, el mapeo sería analítico, la matriz $[\mathbf{S}']$ se desvanece y la matriz $[\mathbf{S}]$ se reduce a los clásicos Parámetros-S.

Normalización de Fase

Dado que se tiene que trabajar con muchas señales con módulos y fases distintas, el tratamiento de todas ellas puede ser muy complejo, por lo que se introduce una normalización de fase para facilitar el proceso.

Las Funciones $F_{pm}(\cdot)$ de (10) describen un sistema invariante en el tiempo, por lo tanto un desplazamiento temporal de las entradas provocan exactamente el mismo retardo en las salidas, y un retardo de tiempo corresponde a un desplazamiento lineal de fase en el dominio de la frecuencia.

Si se introduce un fasor P , de módulo unidad y fase igual a la del tono dominante A_{11} , definido por:

$$P = A_{11}/|A_{11}| = e^{j\varphi(A_{11})} \quad (16)$$

el modelo general de la ec. (10) puede escribirse como:

$$\begin{aligned}B_{pm} &= F_{pm}(|A_{11}|, A_{12}P^{-2}, A_{13}P^{-3}, \dots \\ &, A_{21}P^{-1}, A_{22}P^{-2}, \dots, A_{qn}P^{-n})P^{+m}\end{aligned}\quad (17)$$

Ahora el módulo del tono dominante es un real puro (fase cero), lo cual facilita mucho los cálculos, las mediciones y el procesamiento de los datos. Lo que se ha hecho es tomar como fase de referencia la fase invertida del tono dominante A_{11} y referir a esta las fases de las demás componentes presentes en el sistema, mediante el fasor P . El modelo representado por la ec. (17) es básicamente el mismo que el de (10), solo que resulta más práctico para desarrollar modelos y sistemas de medición.

Modelo Polyharmonic Distortion (PHD)

Si se verifica el principio de superposición de armónicas, el modelo general de la ec. (17) admite la aproximación lineal definida en (15), en torno al punto de operación de

señal fuerte definido por el tono dominante A_{11} . Entonces, las salidas B_{pm} se pueden aproximar por:

$$\begin{aligned}B_{pm} &= K_{pm}(|A_{11}|)P^{+m} \\ &+ \sum_{qn} G_{pq,mm}(|A_{11}|)P^{+m} \text{Re}(A_{qn}P^{-n}) \\ &+ \sum_{qn} H_{pq,mm}(|A_{11}|)P^{+m} \text{Im}(A_{qn}P^{-n})\end{aligned}\quad (18)$$

donde

$$\begin{aligned}K_{pm}(|A_{11}|) &= F_{pm}(|A_{11}|, 0, \dots, 0) \\ G_{pq,mm}(|A_{11}|) &= \left. \frac{\partial F_{pm}}{\partial \text{Re}(A_{qn}P^{-n})} \right|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0} \\ H_{pq,mm}(|A_{11}|) &= \left. \frac{\partial F_{pm}}{\partial \text{Im}(A_{qn}P^{-n})} \right|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0}\end{aligned}\quad (19)$$

Las funciones K_{pm} son directamente la respuesta del sistema no lineal a la entrada A_{11} , y las funciones $G_{pm,qn}$ y $H_{pm,qn}$ son las derivadas de las funciones F_{pm} evaluadas en la señal fuerte A_{11} , y afectadas de la normalización de fase mediante el fasor P .

Considerando las igualdades

$$A_{qn} = |A_{qn}|e^{j\varphi} \Rightarrow (A_{qn}P^{-n})^* = P^n(A_{qn})^* \quad (20)$$

$$\begin{aligned}\text{Re}(A_{qn}P^{-n}) &= (A_{qn}P^{-n} + (A_{qn}P^{-n})^*)/2 \\ \text{Im}(A_{qn}P^{-n}) &= (A_{qn}P^{-n} - (A_{qn}P^{-n})^*)/j2\end{aligned}\quad (21)$$

y definiendo las siguientes funciones $S_{pq,mm}(\cdot)$ y $T_{pq,mm}(\cdot)$:

- para todo $(q,n) \neq (1,1)$

$$\begin{aligned}S_{pq,mm}(|A_{11}|) &= (G_{pq,mm}(|A_{11}|) - jH_{pq,mm}(|A_{11}|))/2 \\ T_{pq,mm}(|A_{11}|) &= (G_{pq,mm}(|A_{11}|) + jH_{pq,mm}(|A_{11}|))/2\end{aligned}\quad (22)$$

- para $(q,n)=(1,1)$

$$\begin{aligned}S_{p1,m1}(|A_{11}|) &= K_{pm}(|A_{11}|)/|A_{11}| \\ T_{p1,m1}(|A_{11}|) &= 0\end{aligned}\quad (23)$$

finalmente se llega a la ecuación general del modelo PHD mediante la combinación de las ecuaciones (18), (19), (20), (21), (22) y (23) (Verspecht and Root, 2006) (Root *et al.*, 2005) (Verspecht *et al.*, 2005):

$$\begin{aligned}B_{pm} &= \sum_{q,n} S_{pq,mm}(|A_{11}|)P^{m-n}A_{qn} \\ &+ \sum_{q,n} T_{pq,mm}(|A_{11}|)P^{m+n}(A_{qn})^*\end{aligned}\quad (24)$$

El caso particular de $q=n=1$ corresponde a la señal fuerte A_{11} , que define el comportamiento no lineal. En la ec. (24) importa la suma total $\{S_{p1,m1}(|A_{11}|) + T_{p1,m1}(|A_{11}|)\}$ y no

las funciones individuales $S(.)$ y $T(.)$. Para tener un único valor de estas funciones, se definen por convención los valores especiales para las funciones $S_{p1,m1}(A_{11})$ y $T_{p1,m1}(A_{11})$ indicadas en (23).

PARÁMETROS-X

Los coeficientes del modelo PHD son las funciones complejas $S(.)$ y $T(.)$, y han sido definidas como Parámetros-X (Keysight Technologies, 2015). En la ec. (24), los coeficientes complejos $S(.)$ y $T(.)$ son renombrados como X^S y X^T respectivamente para todo $(q,n) \neq (1,1)$, y el caso particular de $q=n=1$ sale fuera de la sumatoria como X^F . Además, se reordenan los subíndices de forma que se indican primero los correspondientes a las salidas y a continuación los de las entradas (pm, qn) , de la misma forma que en los Parámetros-S. Así, por ejemplo, los parámetros $X^S_{21,12}$ y $X^T_{21,12}$ relacionan la salida $(p,m=2,1)$, que corresponde a la segunda armónica en el puerto 1, con la entrada $(q,n=1,2)$, que es la primer armónica en el puerto 2.

La ecuación final del modelo queda como (Baylis et al., 2011):

$$\begin{aligned}
 B_{pm} &= X^F_{pm}(A_{11})P^m \\
 &+ \sum_{q,n \neq (1,1)} X^S_{pm,qn}(A_{11})P^{m-n} a_{qn} \\
 &+ \sum_{q,n \neq (1,1)} X^T_{pm,qn}(A_{11})P^{m+n} a_{qn}^*
 \end{aligned} \quad (25)$$

Las entradas de las sumatorias se han reescrito en letras minúsculas para significar que son sumas lineales de señales débiles. No obstante, los coeficientes de esas sumas dependen de la respuesta no lineal del sistema, es decir, si cambian las condiciones de operación (polarización, frecuencia, nivel de señal), cambia el valor de estos coeficientes, y este cambio no es lineal.

En la ec. (25) se hace notar la independencia de las entradas directas (a_{qn}) y conjugadas (a_{qn}^*). Es decir, las componentes directas y conjugadas del espectro de frecuencias se consideran entradas independientes. Esto se debe a que, a diferencia del modelo lineal de Parámetros-S, el modelo no lineal de Parámetros-X se basa en un mapeo no analítico en el dominio de la frecuencia (modelo PHD), en el sentido estricto de analiticidad de variable compleja. Este es un aspecto muy importante del modelo y una diferencia sustancial respecto de otros intentos de modelar sistemas no lineales en microondas (Verspecht and Root, 2006) (Amado, 2013).

Los parámetros X^F son coeficientes de señal fuerte, y representan directamente la respuesta no lineal del sistema (en cada puerto y armónica considerada) a la entrada correspondiente. Se generan aplicando solamente la señal fuerte A_{11} y observando la respuesta del DUT en cada puerto y cada armónica. Los parámetros X^S y X^T provienen de las derivadas parciales de las funciones $F_{pm}(.)$, valuadas en la señal fuerte A_{11} (ecuaciones (19) y (22)), y son los coeficientes de la aproximación lineal en torno a la señal fuerte. Realizan una suma lineal, pero cambian al variar las condiciones de operación. Se generan aplicando sucesivamente, una por una, las armónicas de baja señal montadas sobre la señal fuerte A_{11} .

En la Fig. 5, a modo de ejemplo, se muestra la forma matricial del modelo, para el caso de 2 (dos) puertos y 2 (dos) armónicas, donde se tiene un total de 36 parámetros.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} B_{11} \\ B_{12} \\ B_{21} \\ B_{22} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} X^F_{11}P \\ X^F_{12}P^2 \\ X^F_{21}P \\ X^F_{22}P^2 \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} X^S_{11,11} & X^S_{11,12}P^{-1} & X^S_{11,21} & X^S_{11,22}P^{-1} \\ X^S_{12,11}P & X^S_{12,12} & X^S_{12,21}P & X^S_{12,22} \\ X^S_{21,11} & X^S_{21,12}P^{-1} & X^S_{21,21} & X^S_{21,22}P^{-1} \\ X^S_{22,11}P & X^S_{22,12} & X^S_{22,21}P & X^S_{22,22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ a_{12} \\ a_{21} \\ a_{22} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} X^T_{11,11}P^2 & X^T_{11,12}P^3 & X^T_{11,21}P^2 & X^T_{11,22}P^3 \\ X^T_{12,11}P^3 & X^T_{12,12}P^4 & X^T_{12,21}P^3 & X^T_{12,22}P^4 \\ X^T_{21,11}P^2 & X^T_{21,12}P^3 & X^T_{21,21}P^2 & X^T_{21,22}P^3 \\ X^T_{22,11}P^3 & X^T_{22,12}P^4 & X^T_{22,21}P^3 & X^T_{22,22}P^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ a_{12}^* \\ a_{21}^* \\ a_{22}^* \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Fig. 5. Forma matricial del modelo para el caso de 2 Puertos 2 Armónicas.

Para cada punto de operación (frecuencia, polarización, potencia de entrada, etc.) se tendrá un sistema como el que se muestra en la Fig. 5. La cantidad de armónicas a considerar depende de la aplicación y el grado de exactitud requerido, pero se debe tener en cuenta que el aumento de armónicas incrementa considerablemente el tamaño de la matriz, y por consiguiente la cantidad de mediciones y datos a procesar. Por ejemplo, si se consideran 3 armónicas para un amplificador (2 puertos), las matriz de parámetros X^F tiene 6 elementos, y la de los parámetros X^S y X^T 36 elementos, dando un total de 78 parámetros para un punto de medición. Si se toman 30 frecuencias distintas y 20 valores de potencia de entrada, se tendrán 46.800 parámetros, cada uno con módulo y fase. Como se ve, el número de mediciones y la cantidad de datos se incrementa notablemente.

El formato de archivo en el que se guardan estos coeficientes se denomina *Generalized Measurement Data Interchange Format* (GMDIF), que sigue una estructura parecida a la de los parámetros lineales, pero mucho más extensa, y con mayor número de variables de clasificación.

Generación de Parámetros-X

La obtención de los Parámetros-X se basa en el principio de superposición de armónicas ya explicado en la Fig. 4, ya sea por medición en un sistema físico real (extracción) o por simulación (generación).

Primero se aplica solamente la señal fuerte A_{11} , y se mide la respuesta del sistema en cada puerto y cada armónica, obteniendo así directamente los parámetros X^F . Así, por ejemplo, si se mide la armónica 1 en el puerto 2, se obtiene directamente el parámetro X^F_{21} . El proceso se repite para cada armónica y cada puerto. Luego, dejando aplicada la señal fuerte A_{11} , se van aplicando sucesivamente, y una a la vez, las entradas de baja señal. Estas se mezclan con las frecuencias ya presentes en el sistema (producto de la

generación de frecuencias nuevas debido a la no linealidad) y producen alteraciones en el espectro de salida. Si se miden nuevamente cada puerto y cada armónica en estas condiciones (señal fuerte y una sola señal débil aplicada por vez), y conociendo los módulos y fases de los parámetros X^F , y de las entradas aplicadas, se pueden calcular los parámetros X^S y X^T . Por tratarse de señales reales reproducibles en laboratorio, el espectro de Fourier contiene frecuencias positivas (directas) y negativas (conjugadas). Los coeficientes X^S provienen de las combinaciones de las entradas de frecuencias positivas (a_{qn}) y las armónicas ya presentes en el sistema. Los coeficientes X^T resultan de las combinaciones de estas y las entradas de frecuencias negativas (a_{qn}^*).

Por ejemplo, supongamos que se desea obtener los parámetros $X_{21,12}^S$ y $X_{21,12}^T$, es decir, las respuestas de bajas señal en el puerto 2 y armónica 1, debido a la entrada en el puerto 1 y armónica 2. Primero se aplica la señal fuerte A_{11} , de frecuencia ω_0 , generándose las nuevas frecuencias $2\omega_0, 3\omega_0, \dots, n\omega_0$. Sobre la señal fuerte se inyecta la perturbación a_{12} y simultáneamente se genera su conjugada a_{12}^* (ambas entradas se tratan por separado), las cuales se mezclan con las frecuencias generadas por A_{11} ($2\omega_0, 3\omega_0, \dots, n\omega_0$) y producen deformaciones en la frecuencia de salida ω_0 . Midiendo estas deformaciones, conociendo X^F (respuesta a A_{11} solamente) y a_{12} , se pueden calcular los parámetros $X_{21,12}^S$ y $X_{21,12}^T$, que básicamente son los coeficientes de esas deformaciones, debido a las entradas consideradas (Root et al., 2005) (Baylis et al., 2011).

En el sistema matricial de la Fig. 5 se puede ver que aparece el fasor P elevado a un exponente que resulta de la diferencia (coeficientes S) o suma (coeficientes T) de los órdenes de armónicas que originan el parámetro correspondiente. Es decir, P representa el desplazamiento de fase entre las armónicas que se mezclan para generar el coeficiente correspondiente.

La generación de los Parámetros-X puede llevarse a cabo mediante un Analizador Vectorial de Redes No Lineales (*Nonlinear Vector Network Analyzer*, NVNA) o bien mediante simulación. La primera forma constituye la generación basada en mediciones (*measurement based*), y la segunda es la forma basada en simulación (*simulation based*). A su vez, la caracterización de un sistema mediante este modelo puede hacerse a nivel de sistemas (*system level*) o bien a nivel de circuitos (*circuit level*). Generalmente la caracterización a nivel de sistemas se realiza mediante mediciones y los modelos a nivel de circuito mediante simulación (Agilent Technologies, 2011).

Parámetros-X incluyen Parámetros-S

El modelo de Parámetros-X es una generalización del modelo lineal, por lo que si la señal fuerte disminuye suficientemente su amplitud tal que el sistema pasa a funcionar en señal débil, la ec. (25) se reduce a la ec. (2), o bien, el sistema matricial de la Fig. 5 se reduce al sistema de la ec. (3). Es decir, los Parámetros-X en funcionamiento lineal se comportan como los Parámetros-S, por lo que el nuevo modelo es útil tanto para el caso lineal como no lineal. Esto puede ser demostrado en forma analítica o experimental (Dobrowolski, 2010) (Agilent Technologies, 2012) (Amado, 2013).

A modo de ejemplo, en la Fig. 6 se muestra la curva de Potencia de Salida (P_{out}) en función de la Potencia de

Entrada (P_{in}) de un amplificador de baja señal en 1.9GHz, basado en el transistor Infineon BFP540.

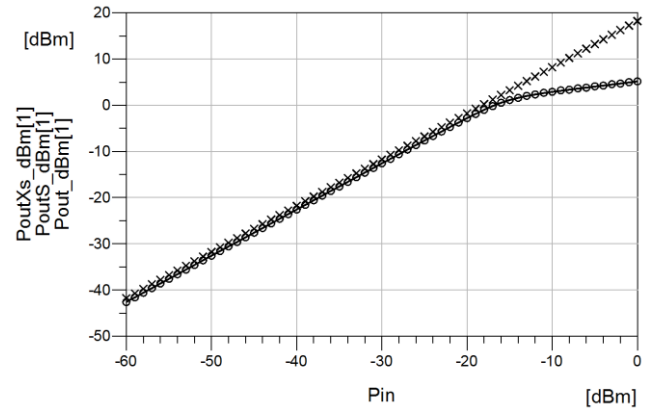


Fig. 6. Curva de Potencia de Salida (P_{out}) en función de la Potencia de Entrada (P_{in}) de un amplificador de baja potencia en 1.9GHz. La línea continua corresponde al modelo tomado como referencia (SPICE), los círculos corresponden al modelo de Parámetros-X y las cruces al de Parámetros-S. Todos los valores están dados en dBm.

En la Figura 6, la Línea Continua representa el valor de referencia, correspondiente al modelo SPICE simulado por Balance de Armónicas. La Línea de Cruces corresponde al modelo de Parámetros-S y la Línea de Círculos (totalmente superpuesta a la línea continua) es el modelo de Parámetros-X. Para bajas señales, y hasta potencias de entrada de -20dBm aproximadamente, el amplificador se comporta linealmente, y los tres modelos coinciden con gran exactitud. Aumentando el nivel de la entrada, el amplificador comienza a saturarse, la ganancia se comprime y para un valor aproximado de -16dBm, el sistema es decididamente no lineal. Aquí la línea de cruces (Parámetros-S) se aleja de la línea continua (valor de referencia) mientras que la línea de círculos (Parámetros-X) la sigue con gran exactitud. El modelo de Parámetros-S pierde validez en la región no lineal, lo cual queda demostrado en las gráficas. Básicamente, los Parámetros-S siguen comportándose como si el sistema fuese lineal, "ignorando" la condición de saturación y compresión de la ganancia. Por el contrario, los Parámetros-X siguen nuevamente al valor de referencia, con alto grado de exactitud, demostrando que pueden caracterizar también la respuesta no lineal del sistema. Es decir, los Parámetros-X han permitido describir el funcionamiento completo del amplificador, tanto en zona lineal como no lineal.

RESULTADOS Y APLICACIONES

En los últimos años se han publicado diversos trabajos de investigación que demuestran la validez y exactitud de los Parámetros-X, tanto por simulación como por experimentos reales, mostrando su utilidad para describir el comportamiento no lineal de amplificadores de microondas, en varios rangos de potencias y frecuencias (Betts et al., 2011) (Guerra et al., 2014).

Dado que se trata de un modelo no lineal de caja negra (se desconoce la estructura interna del elemento modelado), en general, sus parámetros deben ser generados en las mismas condiciones en las que se lo va a utilizar. Si se desea modelar algún elemento en un rango amplio de puntos de operación (ancho de banda amplio, varias potencias de entrada), se incrementa demasiado el número

de mediciones o experimentos para la extracción y el volumen de datos a procesar, adquiriendo importancia las capacidades de interpolación y extrapolación. Algunos experimentos de simulación muestran que el modelo mantiene un grado aceptable de exactitud si se lo utiliza en puntos de operación donde no hubo generación, incluso en zonas muy alejadas de estos (Amado et al., 2012).

El modelo requiere ser evolucionado, así como el sistema de medición necesario para su extracción, el cual es complejo y costoso. No obstante, los Parámetros-X podrían llegar a reemplazar a los clásicos Parámetros-S, ya que los incluyen como un caso particular, permitiendo describir el comportamiento lineal y no lineal de los dispositivos. Los fabricantes de componentes electrónicos de microondas podrían publicar los archivos con los nuevos parámetros, clasificados por rangos de operación, de manera que un mismo formato y un mismo modelo pueda describir el comportamiento de los circuitos tanto en región lineal como no lineal.

Si bien el modelo surgió principalmente para caracterizar amplificadores de microondas (especialmente de alta potencia), varias publicaciones muestran que el modelo resulta útil en muchas aplicaciones muy distintas a estas, como la descripción del comportamiento de mezcladores (Xie et al., 2012), microelectrónica de radiofrecuencia (Root et al., 2012), osciladores (Pelaez-Perez et al., 2011), conexiones digitales de alta velocidad e integridad de señal (Schutt-Ainé et al., 2010) (Schutt-Ainé and Comberiate, 2013), elementos pasivos (Kozlov et al., 2014) y otras. Incluso, recientemente se ha utilizado el modelo para caracterizar bloques de un sistema de comunicaciones, tanto lineales como no lineales, lo cual permite realizar ajustes y optimizaciones a nivel de sistema, totalmente por simulación, previo a su implementación, con importantes ahorros de costo y tiempo (Dunleavy, 2015).

PERSPECTIVAS A FUTUROS

Los distintos trabajos publicados muestran la exactitud y versatilidad de los Parámetros-X, pero resta bastante para que el modelo llegue a ser un estándar de la industria y alcance el grado de confiabilidad y difusión que hoy tienen los Parámetros-S. Se abren así muchos campos y áreas de investigación, donde hay mucho trabajo por realizar.

Por ejemplo, se podría desarrollar toda una teoría de diseño de amplificadores con el nuevo modelo, similar a la que existe actualmente para el modelo lineal. Dado que al aumentar la cantidad de armónicas consideradas aumenta sensiblemente la cantidad de parámetros, las ecuaciones resultarían mucho más complejas que el caso lineal, no obstante se pueden realizar análisis para acotar el número de parámetros de acuerdo a la aplicación y/o exactitud requerida, o bien desarrollar nuevas aproximaciones.

Como ya se mencionó, sería interesante contar con un único modelo para describir el comportamiento lineal y no lineal de los dispositivos y circuitos. Los Parámetros-X permiten esta posibilidad, pero se deben continuar los trabajos de investigación en este sentido hasta lograr un modelo estándar aceptado por la industria.

El área de integridad de señal frecuentemente plantea problemas de sistemas no lineales de alta frecuencia, como pistas de circuitos impresos (*Printed Circuit Board*, PCB)

que transportan señales digitales de alta velocidad. Actualmente, siempre que se puedan realizar aproximaciones lineales, se utilizan Parámetros-S en estas situaciones. La aplicación de los Parámetros-X permitirá incluir los comportamientos no lineales en tales estudios, y realizar un análisis más completo del sistema. También las microtiras que transportan señales de potencia podrían ser caracterizadas con este modelo.

Las capacidades de interpolación y extrapolación del modelo son otros puntos interesantes para estudiar. La mayor o menor capacidad del modelo para mantener su exactitud en puntos de operación donde no hubo generación de parámetros resulta crucial para que la industria lo adopte y lo convierta en un estándar, puesto que esto influye directamente en la sencillez y economía para generarlo y aplicarlo.

CONCLUSIONES

Los Parámetros-X son una generalización de los Parámetros-S (a los cuales incluyen como caso particular), y permiten describir el comportamiento de dispositivos, circuitos y sistemas lineales y no lineales, sin conocer la estructura interna de los mismos.

El modelo brinda el marco general para realizar los tres procesos necesarios que deben cumplirse para que un ingeniero desarrolle eficientemente circuitos de microondas: extracción, modelado y simulación.

Los distintos trabajos y experimentos realizados muestran que el modelo es exacto, preciso y versátil, permitiendo que se lo aplique con un alto grado de confiabilidad en distintas áreas de comunicaciones y sistemas que trabajen con altas frecuencias.

Si bien resta mucho trabajo y evolución por realizar, se espera que el uso del modelo llegue a generalizarse en los próximos años, primero en amplificadores de potencia y luego en otras áreas de las comunicaciones, como actualmente sucede con los Parámetros-S. Los Parámetros-X representan una infraestructura unificadora entre el comportamiento lineal y no lineal, por lo que permitiría crear un standard único para la industria, que podría ser aplicado a dispositivos, circuitos y sistemas, tanto lineales como no lineales.

Se abren muchas áreas de investigación, especialmente en diseño de circuitos aplicando el nuevo modelo. Sería óptimo contar con una teoría para el diseño de amplificadores, similar a la que conocemos actualmente con el modelo lineal, pero que incluya el comportamiento no lineal, y logre la unificación de ambos modos de operación.

REFERENCIAS

- [1] Agilent Technologies (2011), "An Evaluation of X-Parameters, P2D, and S2D Models for Characterizing Nonlinear Behavior in Active Devices", Agilent Technologies, USA, <https://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/>
- [2] Agilent Technologies (2012), *NVNA Help*, <http://www.agilent.com/find/nonlinear>
- [3] Amado J. (2013), *Modelo Paramétrico para Caracterización de Amplificadores de Microondas en Baja y Media Potencia*, Tesis de Maestría en Ciencias de la Ingeniería, Mención

- Telecomunicaciones, Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales, Universidad Nacional de Córdoba, Córdoba.
- [4] Amado J., Bianco F., Naldini G. and Pucheta J. (2012), "Modelo de Parámetros-X aplicado a LNA de Alta Ganancia y Bajo Consumo", *International Symposium of Innovation and Technology (ISIT2012)*, Cuzco, Perú.
- [5] Amado J., Bianco F., Naldini G. and Pucheta J. (2012), "Caracterización de Amplificador de Media Potencia en Microondas con Parámetros-X", *Aranducon 2012, IEEE Sección Paraguay región 9*, Asunción, Paraguay.
- [6] Baylis C., Marks R. J., Martin J., Miller H. and Moldovan M. (2011), "Going Nonlinear", *IEEE Microwave Magazine*, Vol 12, Iss 2, pp 55-64.
- [7] Betts L., Bepalko D. T. and Boumaiza S. (2011), "Application of Agilent's PNA-X Nonlinear Vector Network Analyzer and X-Parameters in Power Amplifier Design", White Paper Agilent Technologies, <http://www.keysight.com/en/pd-1381958/>
- [8] Dobrowolski J. A. (2010), *Microwave Network Design Using Scattering Matrix*, Norwood, MA, USA, Madrid, Artech House.
- [9] Dunleavy L. (2015), "Applications of System Level Component Models for RF Front-End Receiver Design and Optimization", *2015 IEEE 16th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, Cocoa Beach, USA.
- [10] Guerra D., Saraniti M., Ferry D. and Goodnick (2014), *IEEE Microwave Theory and Techniques International Microwave Symposium*, Tampa Bay, Florida, USA.
- [11] Gonzalez G. (1997), *Microwave Transistor Amplifier: Analysis and Design*, Second Edition, Englewood Cliff, NJ, USA, Prentice Hall.
- [12] Hewlett-Packard (1990), *S-Parameters Design*, Application Note 154, USA, Hewlett-Packard Company.
- [13] Horn J. M., Verspecht J., Gunyan D., Betts L., Root D. and Eriksson J. (2008), "X-Parameters Measurement and Simulation of GSM Handset Amplifier", *IEEE Proceedings 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference EuMIC*, pp 135-138, Amsterdam, The Netherlands.
- [14] Infineon (2015), RF & Wireless Control, RF Transistor, Ultra Low Noise SiGe, BFP640ESD, <https://www.infineon.com/>.
- [15] Keysight Technologies (2015), <http://www.keysight.com/find/x-parameters>
- [16] Kozlov D. S., Shitvov A. P. and Schuchinsky A. G. (2014), "Characterization of Passive Intermodulation in Passive RF Devices with X-Parameters", *2014 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, UK.
- [17] Maas S. A. (2003), *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Second Edition, Norwood, MA, USA, Artech House.
- [18] Pelaez-Perez A. M., Rodriguez-Testera A., Mojón O., Fernandez-Barciela M., Tasker P. J. and Alonso J. I. (2010), "Utilization and Validation of HBT Nonlinear Frequency Domain Behavioral Models in the Design and Simulation of Oscillator Circuits", *2010 European Microwave Conference (EuMC)*, pp 481-484, Paris, France.
- [19] Pozar D. (2005), *Microwave Engineering*, Third Edition, USA, John Wiley & Sons.
- [20] Root D., Verspecht J., Sharrit D., Wood J. and Cognata A. (2005), "Broad-Band Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models from Fast Automated Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 11, pp 3656-3664.
- [21] Root D., Marcu M., Horn J., Xu J., Biernacki R. and Iwamoto M (2012), "Scaling of X-Parameters for Device Modeling", *2012 IEEE MTT-S International Symposium Digest (MTT)*, pp.1-3, Montreal, Canada.
- [22] Schutt-Aine, J. E., Milosevic P and Bayene W. (2010), "Modeling and Simulation of High I/O Links Using X-Parameters", *2010 IEEE 19th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS)*, pp 29-32.
- [23] Schutt-Aine J. and Comberiate T. (2013), "X-Parameters Techniques for Signal Integrity in High-Speed Links", *2013 IEEE 15th Electronic Packaging Technology Conference (EPTC2013)*, Singapore.
- [24] Verspecht J. and Root D. E. (2006), "Polyharmonic Distortion Modelinlg", *IEEE Microwave Magazine*, Vol 7, No 3, pp 44-57.
- [25] Verspecht J., Williams D. F., Schreus D., Remely K. A. and McKinley M. D. (2005), "Linearization of Large Signal Scattering Functions", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol 53., No. 4, pp 1369-1376.
- [26] Vye D. (2010), "Fundamentally Changing Nonlinear Microwave Design", *Microwave Journal*, Vol 53, No 3, pp 22-39.
- [27] Xie C., Zhang T. and Liu D. (2012), "Using X-Parameters to Model Mixers", *2012 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Vol 3, pp. 1-3, Shenzhen, China.