

Simulador modular de carga útil para sistemas por satélite de última generación.

Patricia Nicolás Agudo⁽¹⁾, Ramón Martínez Rodríguez Osorio⁽²⁾.

pnicolás@telefonica.net, ramon@gr.ssr.upm.es.

⁽¹⁾⁽²⁾ Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación. Universidad Politécnica de Madrid. Avenida Complutense nº 30, Ciudad Universitaria 28020 Madrid.

Abstract- The most recent complex payload architectures and new satellite communication technologies have raised the operational margins in link budget. The advanced coding modulation schemes used in Digital Video Broadcasting-Satellite 2 (DVB-S2) standard improves bandwidth efficiency at the expense of an increase in the impairments caused by the nonlinearities effects of power on-board amplification. In addition to this, the interferences produced by multibeam systems are not negligible. To reduce the margin and improve the power efficiency of the payload an accurate characterization of these impairments is needed.

The aim of our simulator is to study the effect of the different interferences sources in detail and characterize them by the system end-to-end Carrier to Interference relation (C/I). Modular philosophy allows adding or changing subsystems easily or studying them one by one. Cross-correlation between input and output assessment is the powerful method chosen to evaluate the C/I relation.

I. INTRODUCCIÓN

Debido a los nuevos esquemas de modulación-codificación para difusión de video, DVB-S2 [2], más eficientes espectralmente y al mayor ancho de banda disponible en las cargas útiles de última generación en banda Ka, el régimen de operación más común es el de múltiples portadoras por transpondedor. Esto ha dado lugar a nuevos modelos que, teniendo en cuenta las condiciones reales de operación, permiten obtener un mejor ajuste del compromiso entre linealidad y eficiencia. Como consecuencia, o bien se reducen los márgenes de operación o bien se optimiza el uso de los recursos disponibles. La presencia de múltiples fuentes de interferencia de orígenes muy diferentes hace interesante el empleo de un método de cálculo que nos permita tanto estudiar el efecto independiente como global de la influencia de las interferencias en la calidad del sistema.

En los amplificadores de potencia, Tubos de Ondas Progresivas (TWTA) mayoritariamente, se debe llegar a un valor de compromiso entre la eficiencia Potencia-DC y los productos de intermodulación debidos a las características de transferencia de conversión de amplitud (AM/AM) y de amplitud a fase (AM/PM) del amplificador, dando lugar al punto óptimo de trabajo del TWTA. Éste dependerá de la linealidad, la eficiencia de conversión DC-RF, del esquema de modulación y nivel de protección FEC (Forward Error Correction). Los dos últimos definen el régimen binario de entrada.

Los sistemas MBA (Multi Beam Antenna) proporcionan cobertura a una o múltiples regiones terrestres, contiguas o no, empleando un gran número de haces pequeños cada uno de los cuales soportan comunicaciones ascendentes y

descendentes simultáneamente. Estos haces constituyen una fuente adicional de interferencias sobre los haces adyacentes y/o los haces cocanal [3]. En los MBA la eficiencia espectral está directamente relacionada con el incremento significativo de la interferencia cocanal [4], [5].

El objetivo del simulador es encontrar el método de cálculo que permita aproximarnos más fielmente a un escenario real.

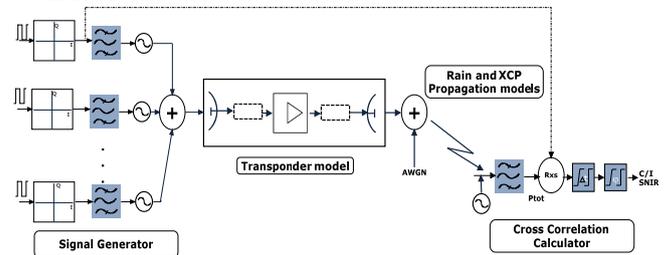


Fig. 1. Diagrama de bloques del simulador

II. ESQUEMA DEL SIMULADOR

El diseño del simulador está basado en capas, pudiendo variar el nivel de detalle con el que nos aproximamos al enlace de comunicaciones por satélite. El estudio aislado de cada una de las fuentes de interferencia permite la optimización de sus características y facilita las modificaciones derivadas del estudio de nuevos condicionantes y tecnologías.

Se pueden considerar cuatro módulos, representados en la figura 1: el generador de señal, modelo del transpondedor, módulo de propagación y módulo de cálculo de C/I. Tras el desarrollo del módulo del transpondedor embarcado se está trabajando en el módulo de antenas donde se profundizará en arquitecturas multihaz y de haz regional conformado.

A. Generador de señal

Incluye un generador de datos que garantiza que los bits entre portadoras estén incorrelados además de generar las señales de referencia para las medidas, como la señal de ruido gaussiano (AWGN) necesaria para medir la relación potencia a ruido (NPR) del amplificador y el tono necesario para determinar la respuesta a la señal de onda continua, además de las señales de ruido presentes en el sistema. Los datos incorrelados se modulan según las modulaciones de la norma DVB-S2, se pasan por el filtro coseno alzado (SRRC) que limita el ancho de banda transmitido por cada portadora y por su correspondiente filtro en recepción. Por último, se define el bloque encargado de distribuir las señales a lo largo del ancho de banda del transpondedor [6].

B. Modelo del transpondedor.

Partiendo de la arquitectura de transpondedor transparente, nos hemos centrado en el estudio del elemento más delicado desde el punto de vista de eficiencia de potencia y fuente de productos de intermodulación: los amplificadores de potencia. El comportamiento no lineal de los TWTA y TWTA linearizados (LTWTA) se ha caracterizado por el modelo independiente de la frecuencia de Saleh [7]. Éste viene definido por las curvas AM/AM y AM/PM del amplificador como respuesta del amplificador a un tono sin modular. Para la validación del método de correlación cruzada, que se usará, en el cálculo de la C/I, se han empleado las curvas características AM/AM y AM/PM del LTWTA de la figura 2 [1].

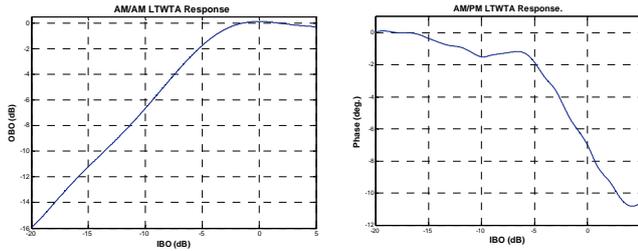


Fig. 2. Curvas características AM/AM y AM/PM LTWTA.

Posteriormente se han realizado simulaciones con los amplificadores de referencia del estándar DVB-S2 [2]. En ella se definen un amplificador en TWTA en banda Ka y un amplificador LTWTA en banda Ku.

Para ver la influencia de la respuesta en fase del amplificador se van a representar los resultados obtenidos con el TWTA. Sus curvas características se representan en la figura 3, la respuesta AM/AM en este caso es ligeramente mejor porque si trabajamos con IBO de -5 dB se produce un incremento de 0.7 dB en la potencia de salida, en cambio la respuesta en fase introduce una distorsión de fase relativa a saturación de 17° frente a los 4° del TWTA. Resumiendo, el LTWTA produce una mejora poco relevante en la respuesta en amplitud pero mejora enormemente la respuesta en fase.

Junto con el amplificador se incorporarán los resultados del estudio de C/I del MBA que será proporcionado por herramientas gráficas más potentes e intuitivas que MATLAB en el diseño y estudio de cobertura de comunicaciones por satélite. Nos apoyaremos en SATSOFT y STK en este propósito.

C. Módulo de propagación.

En el módulo de propagación se añade la influencia de dos efectos: la interferencia por polarización cruzada debida a la despolarización [8] y la atenuación atmosférica y por lluvia. Para caracterizar esta última se emplearán distintos modelos estadísticos [9] que harán uso de los datos meteorológicos de la UIT [10],[11],[12],[13].

D. Cálculo de C/I.

Los modelos tradicionales para caracterizar las no linealidades de los amplificadores son la caracterización como respuesta a una onda continua, el cálculo de los productos de intermodulación de 3er orden y la relación NPR.

El primero de ellos consiste en aplicar a la entrada del TWTA un tono sin modular. En éste se hace variar la potencia de entrada y se miden las características de salida de amplitud y fase obteniéndose las curvas características de

transferencia AM/AM y AM/PM del amplificador. Estas curvas se expresan como Back-Off de salida (OBO) en función del Back-Off de entrada (IBO) y la distorsión de fase en función del IBO. La respuesta de amplitud del sistema a múltiples portadoras (MC) se obtiene en función de la amplitud y fase instantánea de un tono y el amplificador se modela como un sistema de ganancia y fase variantes en el tiempo. La curva equivalente para MC se calcula como promedio de las señales de entrada y salida. Si bien es cierto que se obtiene una caracterización de las pérdidas introducidas en todas las componentes de la señal MC, relativas al caso ideal de una onda continua, no se pueden determinar las interferencias que afectan a cada portadora y por tanto no permiten el cálculo de la relación C/I.

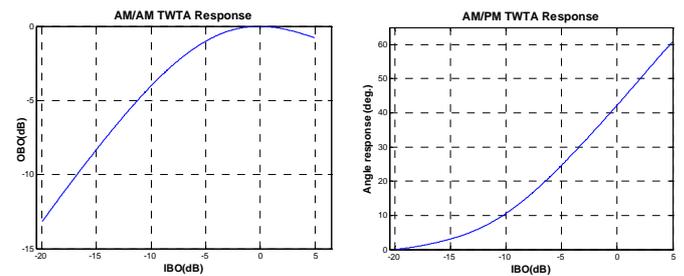


Fig. 3. Curva característica AM/AM y TWTA.

Por este método se han obtenido las curvas IBO-OBO para los amplificadores bajo estudio y las modulaciones de la norma DVB-S2: QPSK, 8PSK, 16APSK y 32APSK.

La relación NPR, el método más extendido en la actualidad, consiste en la obtención de la relación Portadora a Ruido más Interferencia (C/IM) del amplificador cuando este es alimentado con Ruido Blanco Gaussiano (AWGN). Una buena aproximación es considerar al menos 10 señales de entrada equiespaciadas en frecuencia con amplitud y fase aleatorias, como puede verse en la figura 8. Se emplea un filtro que elimina una única componente espectral y a la salida del amplificador se mide la C/IM como la diferencia de potencia en el escalón introducido. Los resultados que arroja son pesimistas respecto a las condiciones reales de un sistema MC para un número de portadoras variable en función del esquema de modulación empleado, lo que da lugar de nuevo a un incremento de los márgenes de funcionamiento.

Método basado en la correlación [1].

Se pretende obtener un método que permita obtener la relación C/IM sin necesidad de modificar la señal de entrada, es decir, de la manera más próxima posible a las condiciones reales de operación. Se consideran a la entrada del amplificador múltiples portadoras multiplexadas en frecuencia y separadas una cierta banda de guarda, cuyo valor se estudiará a continuación. A la salida del amplificador se tendrá una componente significativa de potencia, que sería la salida deseada del sistema, junto con otras componentes menores que se corresponden a los productos de intermodulación. La potencia debida a los productos de intermodulación se puede obtener sin más que restar a la potencia total a la salida el valor de la correlación calculada. La expresión de C/I queda como sigue:

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{P-C} = \frac{R_{x_s}^2(\tau)}{P_{in} - \frac{R_{x_s}^2(\tau)}{P_{in}}} \quad (1)$$

Donde $R_{xs}(\tau)$ es la correlación cruzada de las señales de entrada y salida evaluada en el instante τ , que se corresponde con el retardo del sistema. P_x es la potencia a la salida del filtro y P_{in} la potencia de la señal de entrada.

La precisión de este método puede ajustarse por medio de la duración de la correlación temporal. Cuanto más largo es el periodo de correlación se produce un mayor rechazo a la señal interferente y por tanto más precisa es la potencia estimada. La relación entre la desviación estándar de C/I y la longitud de la correlación sigue la relación $1/\sqrt{L}$ donde L es el número de muestras de C/I calculadas. La desviación estándar es mayor cuando C/I aumenta.

III. INFLUENCIA DE LOS TWTA.

Desde el punto de vista de eficiencia en potencia y recuperación de la señal por parte del receptor es importante el estudio de la relación entre el punto de trabajo y la presencia de productos de intermodulación. Se ha empleado el método de correlación cruzada con las siguientes suposiciones de partida:

- Las señales interferentes y el ruido no están correladas con la señal útil.
- El régimen simbólico es 45 MBaudios/s, elevado, pero es el empleado en [1] y para poder verificar los resultados del simulador se han empleado las mismas suposiciones de partida. El ancho de banda se define como:

$$BW = R_s \cdot (1 + \alpha) + BW_{guarda} \quad (2)$$

Donde la banda de guarda se define como un incremento del 10% sobre el ancho de banda calculado.

- Puesto que existe una relación entre la implementación de los filtros y el número de muestras por símbolo, se han tomado 32 muestras por símbolo.

- La Precisión de la simulación es de ± 0.5 dB para lo cual se considera una secuencia de entrada de 300000 bits. Para facilitar el cálculo se ha dividido la señal en subsecuencias de 3000 bits sobre las cuales se calcula la correlación cruzada y después se promedian los valores obtenidos para cada una de las mismas

- En el caso de tener múltiples portadoras, las portadoras internas se supondrá que tendrán una mayor presencia de productos de intermodulación que las externas, por tanto su valor de C/I se considerará el peor caso posible.

IV. RESULTADOS.

La respuesta del TWTA y el LTWTA para QPSK se detalla en las figuras 4 y 6. Mientras que para el caso del amplificador TWTA también se aportan los resultados para una modulación 16 APSK. En el análisis de los resultados se compara la respuesta del amplificador a un tono no modulado de amplitud constante, y la respuesta del mismo a una señal formada por una o varias portadoras moduladas, es decir, cuya envolvente es compleja y no constante. La respuesta dependerá del esquema de modulación y número de portadoras y de las características del filtro SRRC. La variación de la envolvente introducida por las portadoras moduladas produce la reducción de la potencia media a la salida del TWTA. En las representaciones se ha empleado la potencia de entrada y salida normalizada respecto al punto de saturación de la respuesta a la onda continua. IBO y OBO quedan definidos como:

$$IBO(dB)_{CW} = P_{in}(dBW) - P_{in}^{CW SAT}(dBW) \quad (3)$$

$$OBO(dB)_{CW} = P_{in}(dBW) - P_{out}^{CW SAT}(dBW) \quad (4)$$

Estas expresiones no deben confundirse con la relación IBO y OBO que define la respuesta en cada caso, sino que determinan la relación IBO/OBO relativa al mejor caso posible que es una señal sin variación de amplitud ni fase.

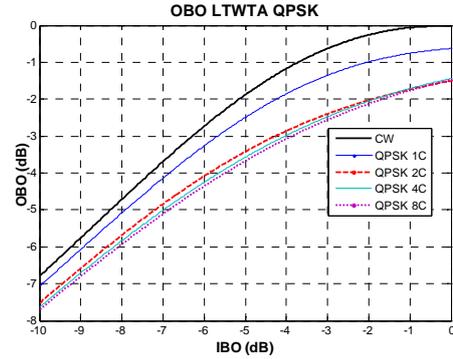


Fig. 4. Respuesta LTWTA QPSK.

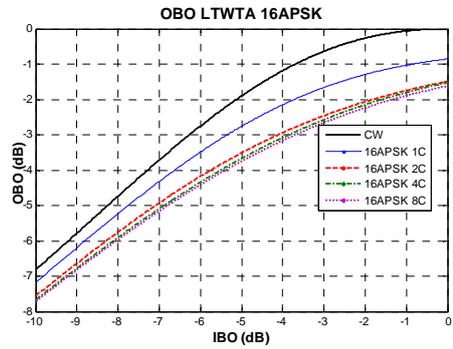


Fig. 5. Respuesta LTWTA 16APSK.

Una vez que se trabaja con múltiples portadoras, el incremento de las mismas por encima de cuatro no supone una degradación importante en la eficiencia en potencia del transpondedor, independientemente del esquema de modulación empleado. La razón es que cuando múltiples señales moduladas se suman, la envolvente resultante es independiente de la forma individual de cada una de ellas y su función densidad de probabilidad se aproxima a una distribución Rayleigh. Cuanto más complejo es el esquema de modulación mayor degradación se produce porque si el orden de la modulación elegida es mayor la función densidad de probabilidad se ensancha significativamente. Comparando las figuras 4 y 6 se puede concluir que, a pesar de las diferencias en las características AM/AM y AM/PM entre los dos amplificadores bajo estudio, la relación entre las respuestas para distinto número de portadoras se mantiene.

A. Respuesta con corrección en la fase de la portadora.

En el caso del amplificador TWTA linealizado la distorsión de fase introducida por el amplificador no produce un giro en la modulación de la portadora que impida la detección de la señal, si bien el método de correlación cruzada también es adecuado para compensar la distorsión de fase como veremos en TWTA no linealizado. La compensación de fase puede extraerse de:

$$\varphi_{corr} = \frac{\arg[C_x(\xi)]}{\pi \cdot R_s} \quad (5)$$

Sin esta compensación, definida por la expresión (5), la recuperación de la señal en sistemas MC resulta imposible. Además produce una mejora significativa (tanto más cuanto

menos lineal sea la curva AM/PM) en la C/I del sistema. Este efecto se puede observar en la figura 7 donde se representa la constelación de la señal recuperada en el caso de 8 portadoras 16APSK con el TWTA con y sin compensación de fase.

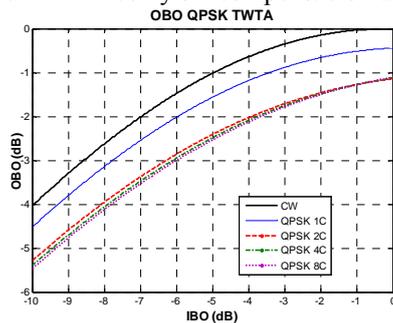


Fig. 6. Respuesta TWTA QPSK.

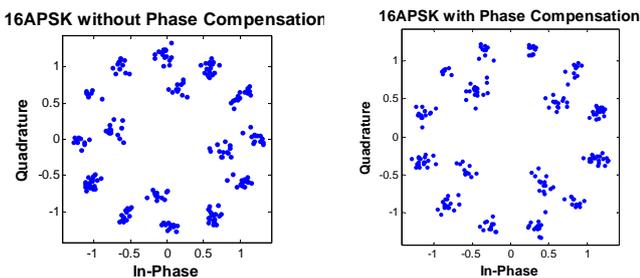


Fig. 7. Constelación 16APSK 8 portadoras sin y con compensación de fase.

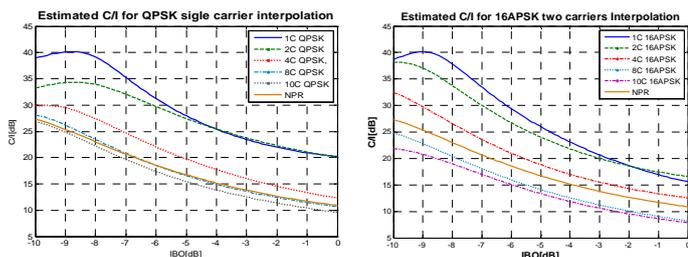


Fig. 8. C/I LTWTA portadoras QPSK y 16APSK.

B. Selección de la banda de guarda.

Hemos realizado pruebas disminuyendo, e incluso eliminando, dicha banda de guarda en el caso del TWTA para 8C y los resultados no se ven modificados significativamente debido a la buena respuesta en fase del amplificador bajo estudio. En el caso de un amplificador TWTA la influencia de la banda de guarda seleccionada es importantísima ya que el error de fase introducido por el amplificador produce un ensanchamiento espectral mucho mayor. Se ha demostrado que hasta 8C con un ancho de banda típico del 10% sí es posible recuperar la información.

V. CONCLUSIONES.

Gracias a este método se pueden obtener tanto la relación C/I como la relación señal a ruido más interferencia (SNIR) que afectarán de manera directa a la capacidad de decisión del receptor y por tanto a la BER final del sistema. Además ayuda en las labores de recuperación de portadora del receptor porque permite añadir los términos de corrección de retardo y distorsión de fase, este último determinante en el caso de amplificadores TWTA, siempre y cuando se disponga de una copia de la señal transmitida.

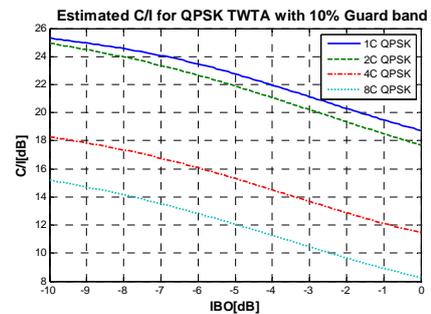


Fig. 9. C/I TWTA portadoras QPSK con banda de guarda y corrección de fase.

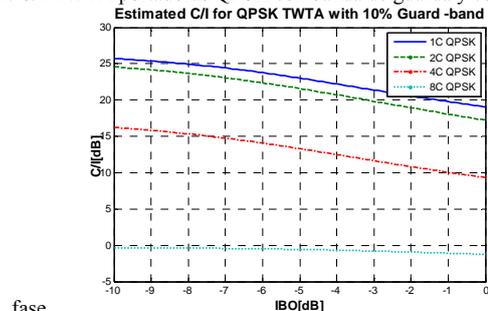


Fig. 10. C/I TWTA portadoras QPSK sin banda de guarda.

AGRADECIMIENTOS

Los autores desean agradecer al Ministerio de Educación y al Ministerio de Ciencia e Innovación (Proyecto CROCANTE: TEC2008-06736/TEC) la financiación parcial de este trabajo de investigación.

REFERENCIAS

- [1] M. Alonso, P. Angeletti, E. Casini, E. Colzi, S. D'Addio, R. Balague Oliva. "Accurate Characterization of TWTA Distortion in Multicarrier Operation by Means of a Correlation-Based Method". *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 56, no. 5, pp. 951-958, 2009.
- [2] ETSI. *Digital Video Broadcasting; Second Generation Framing Structure, Channel Coding and Modulation System for Broadcasting Interactive Services, New Gathering and Other Broadband Satellite Applications*. (2009-08). ETSI EN 302 307 v1.2.1, 2009.
- [3] Thales Alenia Space. *Study of Payload Architecture concepts based on new enabling technologies, Final Report*. Noordwijk : ESTEC (ESA), 2008.
- [4] Rao, S. "Design and analysis of multiple beam reflector antennas". *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 4, 41, pp. 53-59, 1999.
- [5] Sterbini, G. "Analysis of satellite multibeam antennas' performances." *Acta astronautica*. vol. 59, pp. 166-174, 2006.
- [6] W. H. Tranter, K. Sam Shanmugan, T. S. Rappaport, K. L. Kosbar. *Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications*, 2003.
- [7] Adel, A. and Saleh, M. "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Non Linear Models of TWT Amplifier." *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-29, no. 11, 1981.
- [8] van de Kamp, M. "Depolarization due to rain: the XPD-CPA relation." *International Journal of Satellite Communications*, vol.19, pp.285-301, 2001.
- [9] Chisalita, J., et al. Cost Action 255. *Radiowave Propagation Modelling for SatCom Services at Ku-Band and Above*. [Online] 2002. <http://www.cost255.rl.ac.uk>.
- [10] ITU-R. *Recopilación, presentación y análisis de los datos obtenidos mediante estudios relativos a la propagación troposférica*. Rec. ITU-R P.311-12 ITU-R. 2005.
- [11] ITU-R. *Características de la precipitación para establecer modelos de propagación*. Rec. ITU-R P.837-4. ITU-R. 2003.
- [12] ITU-R. *Características de la precipitación para establecer modelos de propagación*. Rec. ITU-R P.837-5. ITU-R. 2007.
- [13] ITU-R. *Datos de Propagación y métodos de predicción necesarios para el diseño de sistemas de telecomunicación Tierra-espacio*. Rec. ITU-R. P.618-9. 2007.