

Impacto del Autocalentamiento en la Linealización de un Transmisor Polar basado en un Amplificador a GaN HEMT

Reinel Marante⁽¹⁾, Lorena Cabria⁽¹⁾, Pedro Cabral⁽²⁾, José C. Pedro⁽²⁾, José A. García⁽¹⁾

maranter@unican.es, lorena.cabria@unican.es, pcabral@ua.pt, jcpedro@ua.pt, joseangel.garcia@unican.es

⁽¹⁾ Dpto. Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria, Avda. Los Castros s/n, 39005 Santander, Cantabria, España.

⁽²⁾ Instituto de Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Aveiro, Portugal, 3810-193

Abstract- In this paper, the impact of self heating on the linearity of a polar transmitter, with a saturated GaN HEMT switched mode power amplifier (PA) as final RF stage, is studied. The thermal circuit parameters of a commercial GaN HEMT device were extracted in order to evaluate the temperature rise dependence on power dissipation. A temperature dependent characterization of the PA modulation profiles was realized and its behaviour under two tone excitations with different frequency spacing was obtained through measurements and simulations, being the self heating effects clearly masked by other nonidealities, as the case of feedthrough. In this sense, linearization techniques as memoryless digital predistortion and I/Q vector hole punching were applied to the two tone excitation with the aim of extracting the real self heating contribution. Finally, temperature dynamics influence on the system residual distortion under a real communication signal excitation is shown.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad se estudian diferentes arquitecturas emergentes con el objetivo de solucionar el compromiso entre la linealidad y la eficiencia en los transmisores inalámbricos modernos. Basados en la técnica de eliminación y restauración de envolvente (EER) [1], los transmisores polares pueden brindar, al menos teóricamente, un modo de operación lineal con un 100% de eficiencia.

La linealidad deseada solo se vería afectada por efectos de segundo orden determinados por diferentes mecanismos generadores de distorsión. Estos pueden ser debidos a la propia arquitectura del transmisor o a las no idealidades presentes en los componentes que lo integran. En el primer caso se ubican las posibles demoras entre las trayectorias de amplitud y fase, el ancho de banda limitado de la rama amplificadora de envolvente y el gran ancho de banda requerido para amplificar la señal modulada solamente en fase. En el segundo grupo se incluyen las no linealidades de los perfiles de modulación en la etapa final de amplificación de RF [2].

Al ser esta última etapa (donde la amplificación ocurre simultáneamente con la modulación) alimentada con una señal de RF de amplitud constante y modulada en fase, mientras que la componente de amplitud es reinsertada a través de la tensión de polarización de drenador (V_{dd}), los perfiles de modulación V_{dd-AM} y V_{dd-PM} no lineales pueden arruinar el rendimiento deseado del transmisor. Incluso,

cuando las no linealidades a nivel de sistema son controladas apropiadamente, quedaría una distorsión residual originada principalmente por las fugas a través de la capacidad C_{gd} (feedthrough), en valores de V_{dd} cercanos a cero, y por la operación en modo fuente de corriente en valores picos de la envolvente. Estos efectos podrían ser entonces compensados utilizando ciertas técnicas de linealización externas, como por ejemplo la predistorsión digital (PD).

Desafortunadamente, es bien conocido que los efectos de memoria pueden tener un impacto negativo considerable en la capacidad de estas técnicas para mejorar los perfiles de linealización. Por lo tanto, en este trabajo se han estudiado las variaciones en baja frecuencia de los perfiles V_{dd-AM} y V_{dd-PM} de un amplificador de potencia (AP) saturado, basado en un transistor GaN HEMT, asociadas al impacto de la temperatura de la unión (T_j) sobre las características de la modulación y la respuesta del dispositivo ante al autocalentamiento

II. CARACTERIZACIÓN DE LA RESPUESTA TÉRMICA DEL DISPOSITIVO

Con el objetivo de evaluar con exactitud la respuesta de la temperatura del dispositivo frente la disipación de potencia, se extrajeron los parámetros de la red térmica equivalente de un transistor HEMT de GaN CGH35015FE fabricado por CREE[®]. Utilizando la unión Shottky puerta-fuente como un termómetro embebido [3], se obtuvo una resistencia térmica $R_{th}=5.8$ °C/W a partir de medidas pulsadas con un ciclo útil muy pequeño (0.1 %).

La capacidad térmica, C_{th} , se extrajo del análisis de la evolución de la corriente en drenador en el tiempo (Fig.1). La tensión V_{DS} se fijó en 28 V (siendo este el valor máximo seleccionado posteriormente para la operación del amplificador en modo conmutado), mientras que en puerta se utilizaron pulsos entre dos valores convenientemente escogidos por encima de pinch-off con el objetivo de evitar el gate-lag, y asegurar un perfil $I_{ds}(t)$ solamente dependiente del autocalentamiento.

La evolución de la corriente fue capturada con un osciloscopio digital y luego ajustada con una ecuación exponencial correspondiente a una red térmica de primer orden, resultando una constante térmica y una capacidad térmica de $\tau_{th} = 12$ μ s y $C_{th} = 2.24$ μ J/°C respectivamente.

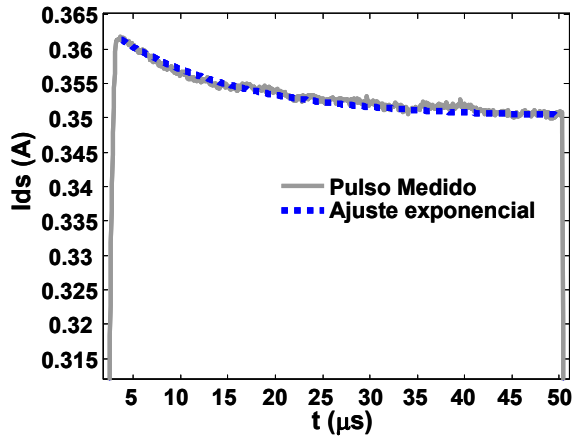


Fig. 1. Pulso de corriente medido en drenador y ajuste exponencial para la extracción de la τ_n y C_{th}

III. EFECTOS DEL AUTOCALENTAMIENTO EN UN AMPLIFICADOR MODULADO POR DRENADOR

A. Perfiles AM y PM en función de la temperatura

Los perfiles de modulación de un AP de RF saturado, basado en el GaN HEMT mencionado anteriormente y trabajando a 900 MHz, fueron caracterizados variando la temperatura externa del transistor como se muestra en la Fig.2.

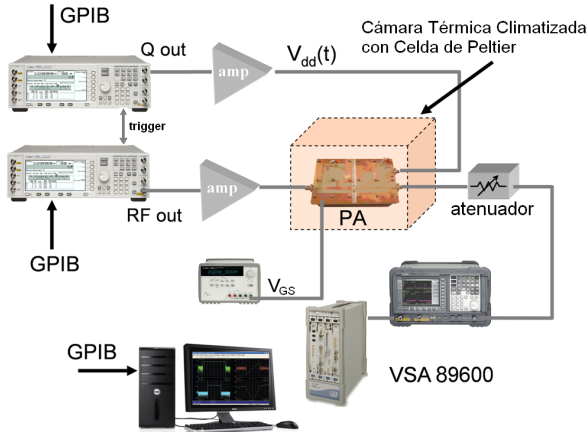


Fig. 2. Sistema de medidas para la caracterización de los perfiles de modulación por drenador de un AP saturado en función de T_j .

Empleando una señal moduladora de onda continua, la V_{dd} se hizo variar desde 0 hasta 35 V con una frecuencia de repetición muy superior al valor de corte de la red térmica ($f_{th}=12.24$ kHz), pero dentro del ancho de banda de la etapa de amplificación. De este modo, la potencia promedio disipada permite calcular la diferencia entre la temperatura externa del dispositivo y la temperatura de la unión provocada por la resistencia térmica. El sincronismo entre las trayectorias de la envolvente y de la señal modulada en fase se logró controlando digitalmente la demora entre dos generadores vectoriales ESG de Agilent disparados externamente.

Para obtener los perfiles completos de amplitud y fase bajo condiciones reales de operación, la señal de salida fue capturada con la ayuda de un analizador vectorial de señales. En la Fig.3 la característica V_{dd} -AM se ha dibujado para un rango de T_j entre 26 °C y 100 °C, donde se puede observar

como el aumento de la temperatura causa una compresión adicional de la amplitud de salida para valores altos de V_{dd} .

B. Contribución de la temperatura a los efectos de memoria

Con el objetivo de valorar la verdadera contribución de la variación dinámica de la temperatura en la linealidad del transmisor polar se realizaron simulaciones con excitaciones de dos tonos. La separación entre las frecuencias de los tonos se varió desde valores muy por debajo de la frecuencia de corte de la red térmica hasta valores muy por encima de la misma.

Primeramente, fue obtenida una solución numérica para la evolución de $T_j(t)$, combinando la función transferencial calculada de la red térmica con la caracterización realizada de la potencia disipada en función de V_{dd} y T_j . De este modo, la influencia de la temperatura en los perfiles V_{dd} -AM y V_{dd} -PM permitió predecir la trayectoria de modulación para cada caso como se observa en la Fig.3.

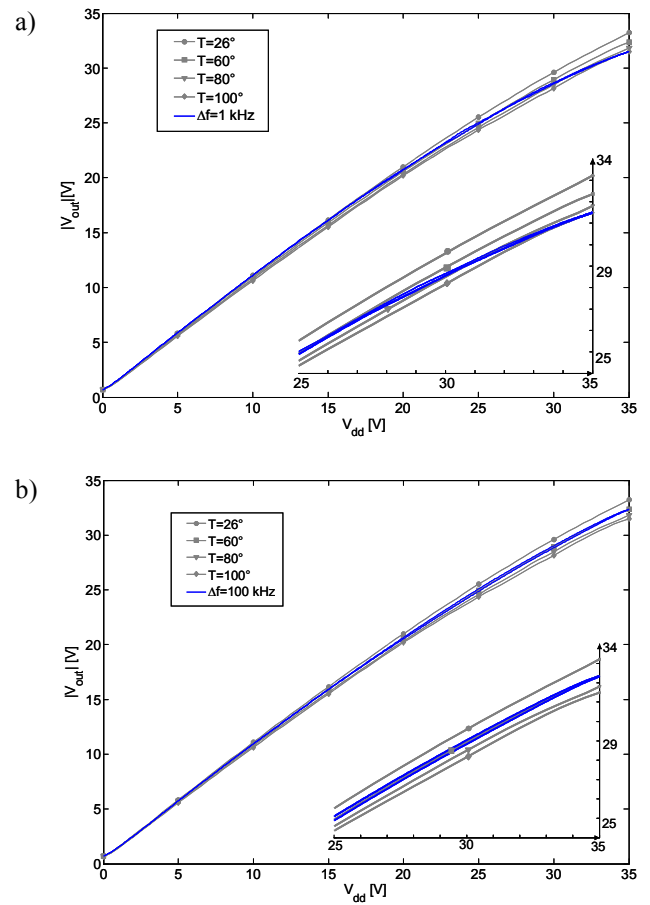


Fig. 3. Trayectorias dinámicas para señales de dos tonos con: a) $\Delta f = 1$ kHz y b) $\Delta f = 100$ kHz, superpuestas sobre los perfiles V_{dd} -AM vs. T_j .

Para tonos separados a 1 kHz, la trayectoria dinámica cruza por varias curvas V_{dd} -AM en los picos de la envolvente. Esto se debe al hecho de que la temperatura de unión del dispositivo puede seguir perfectamente las variaciones en el tiempo de la potencia disipada. Sin embargo, a una separación de 100 kHz la temperatura no puede variar a la velocidad de la potencia disipada y, por lo tanto, el trayecto dinámico coincide aproximadamente con el de la curva correspondiente a su valor promedio (60 °C).

En la Fig.4 se muestran las componentes de intermodulación a la salida de tercer orden ($2f_1-f_2$ y $2f_2-f_1$) y de quinto orden ($3f_1-2f_2$ y $3f_2-2f_1$) en función de la separación entre los tonos. Solamente pequeñas variaciones y asimetrías pueden ser apreciadas, siendo este fenómeno corroborado posteriormente mediante mediciones.

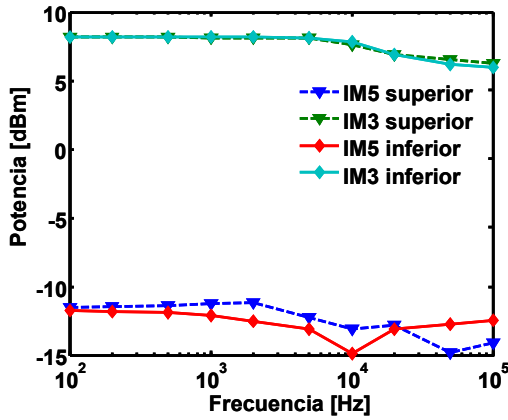


Fig. 4. Evolución frente a la frecuencia de las componentes IMD de 3^{er} y 5^{to} orden obtenidas a través de simulación.

Despreciando las diferencias esperadas en los picos de la envolvente, las no-linealidades estáticas en los perfiles V_{dd-AM} y V_{dd-PM} , asociados al feedthrough y a la operación en modo fuente de corriente tienden a enmascarar el rol secundario que juega el autocalentamiento.

C. Impacto del autocalentamiento al utilizar predistorsión en transmisores polares

Para poder observar la influencia real de la variación de la temperatura en la distorsión de canal adyacente es necesario encontrar soluciones dirigidas a cancelar las contribuciones dominantes originadas por las no linealidades de los perfiles de modulación. Utilizando predistorsión digital sin memoria, la compresión de la característica V_{dd-AM} a valores altos de V_{dd} puede ser perfectamente corregida. Sin embargo, no se puede corregir el efecto del feedthrough, al menos en una arquitectura puramente polar.

Una solución sencilla [4], empleada para mejorar la linealidad del transmisor polar en la zona de baja amplitud, es abrir un “agujero vectorial” (*hole punching*) en la constelación del diagrama I/Q, de tal modo que la magnitud de la envolvente se aleje del cero o valores muy pequeños. Esta técnica fue aplicada para modificar la excitación de dos tonos clásica, tratando de no afectar sus características espectrales discretas, muy apreciadas en el estudio de la linealidad.

Como se puede observar en la ecuación correspondiente a la envolvente compleja en el tiempo (1), se adicionó una componente de banda lateral a la frecuencia de modulación, $\omega_m = 1/2(\omega_2 - \omega_1)$, creando un desbalance controlable entre los tonos y, por consiguiente, modificando la trayectoria I/Q de forma que la amplitud no pueda tomar valores por debajo cierta magnitud predeterminada (ver Fig.5). A esta magnitud, α_{hp} , se le denomina *factor de hole-punching*.

$$\tilde{x}(t) = V_{dd_{max}} \cdot \left[(1 - \alpha_{hp}) \cdot \cos(\omega_m \cdot t) + \alpha_{hp} \cdot e^{j\omega_m t} \right] \quad (1)$$

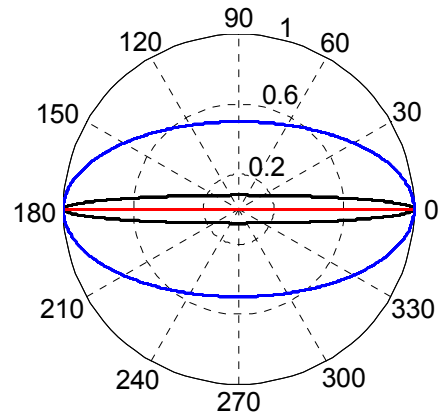


Fig. 5. Diagrama normalizado de las trayectorias I/Q para una señal moduladora de dos tonos (—) y sus versiones modificadas con $\alpha_{hp} = 0.08$ (—) y $\alpha_{hp} = 0.5$ (—)

Empleando esta señal en el sistema de medidas de la Fig.1, el espectro de potencia a la salida fue capturado para señales de dos tonos con separaciones de 1kHz y 100 kHz antes y después de aplicar predistorsión digital de las características V_{dd-AM} y V_{dd-PM} para una temperatura constante. En la Fig 6 y Fig.7 se muestran los resultados para un factor α_{hp} de 0.08 y 0.5 respectivamente.

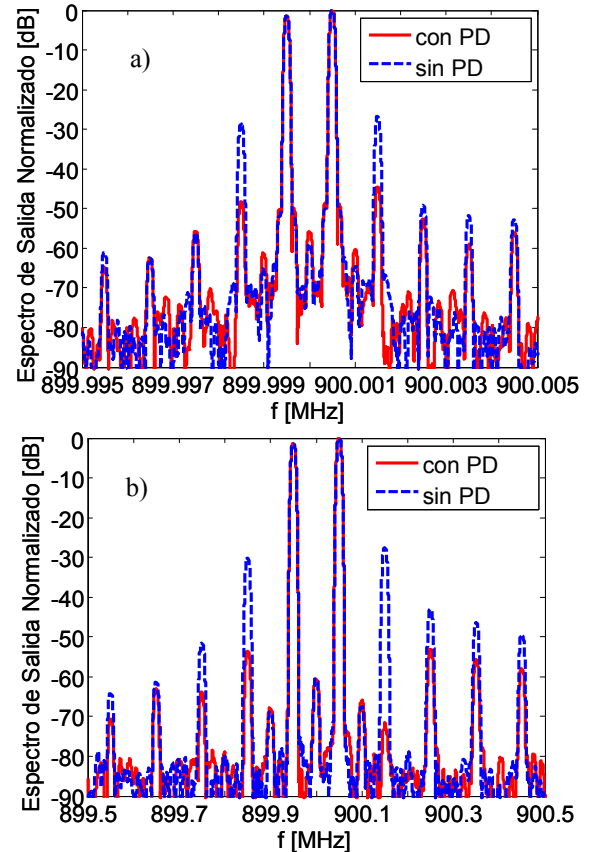


Fig. 6. Espectro de salida normalizado después de aplicar *hole punching* con $\alpha_{hp} = 0.08$ para: a) $\Delta f = 1\text{kHz}$, b) $\Delta f = 100\text{kHz}$

La reducción de los componentes de intermodulación en todos los casos es evidente utilizando la predistorsión, siendo los resultados para $\Delta f = 100\text{kHz}$ siempre mejores que para $\Delta f = 1\text{kHz}$. El hecho de que 100 kHz esté muy por encima de la frecuencia de corte de la red térmica, hace que la temperatura de la unión permanezca constante a lo largo de

la excursión de la tensión de drenador. Por el contrario, a 1 kHz la temperatura T_j puede seguir perfectamente las variaciones de la envolvente, y por lo tanto, al aplicar una predistorsión basada en una característica a temperatura constante la mejora en la linealidad será moderada.

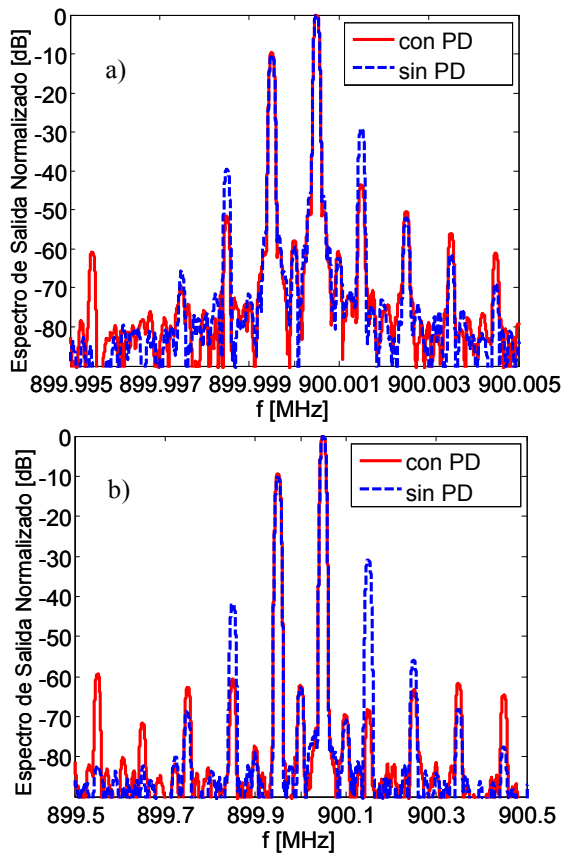


Fig. 7. Espectro de salida normalizado después de aplicar *hole punching* con $\alpha_{hp} = 0.5$ para: a) $\Delta f = 1$ kHz, b) $\Delta f = 100$ kHz

Las diferencias se hacen mucho más observables cuando se incrementa el factor α_{hp} , ya que la tensión de envolvente variará la mayor parte de su periodo en la zona alta de V_{ds} , donde la potencia disipada es mayor y los perfiles de AM van a ser mucho más dependientes de la temperatura (ver Fig.3).

D. Efecto del autocalentamiento en la predistorsión de señales reales

Finalmente, el transmisor polar implementado en laboratorio fue excitado con una señal de comunicaciones real. Para evitar el impacto del feedthrough y al mismo tiempo cubrir las exigencias de ancho de banda del amplificador de envolvente utilizado, se escogió una señal EDGE.

En la Fig.8 se pueden comparar los espectros de potencia medidos de la señal con y sin predistorsión digital. La reducción en la distorsión de intermodulación es significativa, aunque se puede apreciar una pequeña distorsión residual aún después de la corrección. Cuando se compararon las señales medida y simulada en el dominio del tiempo, solo se apreciaron pequeñas diferencias entre las componentes de amplitud en las zonas de alta V_{ds} , relacionadas probablemente al impacto del autocalentamiento, el cual no se tuvo en cuenta durante el proceso de linealización.

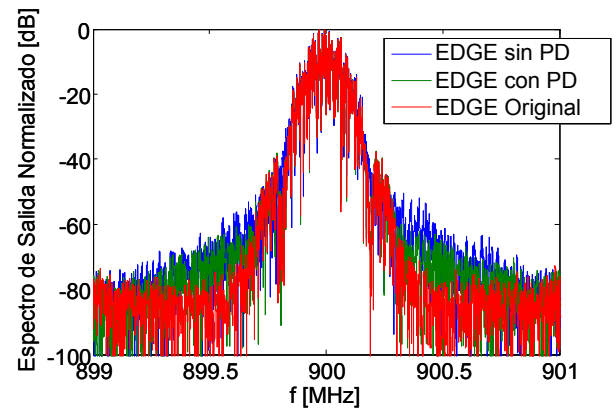


Fig. 8. Espectro de salida normalizado de una señal EDGE con y sin predistorsión digital.

A pesar de esto, el error cuadrático medio normalizado (NMSE) fue menor de -40 dB. Para otras señales, tales como WCDMA u OFDM, donde la envolvente pasa por cero y los valores picos son poco frecuentes, el impacto relativo de estos efectos de memoria será menos significativo. Además, un diseño optimizado de amplificadores de RF en términos de eficiencia minimizarían la potencia disipada, y de este modo, se reducirían los efectos observados.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha estudiado el impacto del autocalentamiento en la linealidad de un amplificador de potencia modulado por drenador y basado en un dispositivo GaN HEMT. Partiendo de la extracción de los parámetros de la red térmica del dispositivo, se observó una compresión de la trayectoria dinámica de la envolvente sobre los perfiles V_{ds} -AM que varía con la frecuencia. Aunque la presencia de no linealidades estáticas enmascara la contribución del autocalentamiento a la distorsión, este último fenómeno puede ser el responsable de la aparición de la distorsión residual después de aplicar predistorsión digital sin memoria a señales con determinado comportamiento estadístico.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido soportado por el Ministerio de Ciencia e Innovación de España a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01 y CSD2008-00068. P.M. Cabral y J.C. Pedro agradecen la financiación brindada por la Portuguese Science Foundation, y el Instituto de Telecomunicações, a través de los proyectos PTDC/EEA-TEL/65988/2006 Digital_PAs y SWIPA Ref. Nr.: P423, respectivamente.

REFERENCIAS

- [1] L. R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Jul. 1952.
- [2] J. C. Pedro, J. A. Garcia and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 55, no. 12, Part 2, pp. 2757-2765, Dec. 2007.
- [3] H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, New York: J. Wiley & Sons, 1980.
- [4] J. Wang, A. Zhu, X. Zhu and T. Brazil, "Vector Hole Punching Technique for OFDM Signals using Circle-Tangent Shift and Unused Tones", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 57, no. 11, pp. 2682-2691, Nov. 2009.