

Concepción de Amplificadores de Potencia Microondas de Alto rendimiento

Latifa El maazouzi⁽¹⁾, Angel Mediavilla Sanchez⁽¹⁾, Mohamed Aghoutane⁽²⁾, Mohamed Chaibi⁽¹⁾

latifa_maaz@yahoo.com, media@dicom.unican.es, aghoutane@fst.ac.ma, chaibi@dicom.unican.es.

⁽¹⁾ Departamento de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria- España.

⁽²⁾ Departement de physique – Faculté des Sciences, Université Abdelmalek Essaadi-Tetuan - Maroc

Abstract- In this paper, we present the design of a high efficiency class-F power amplifier in pHEMT technology using an accurate WREN/COBRA model at 2GHz. The transistor is overdriven into compression in order to maximize efficiency and output power. Three concepts of output matching networks are used in the design of class F power amplifiers, based on harmonics output terminations, that is shown to have a critical influence on PA performances when compared to a classical class B power amplifier (PAE= 61.56%, Pout=12.14 dBm). The design of the first amplifier is based on 2nd harmonic termination while all other harmonics are open circuited where the output is seen to consist of a half-wave rectified voltage waveform. 87.37% saturated PAE and 12 dBm output power are obtained for this amplifier. In the second amplifier, the 3th harmonic is terminated and the output is seen to consist of a square wave voltage waveform. This amplifier result in 72.87% saturated PAE and 12.52 dBm output power. Finally, following a detailed theoretical analysis, a class F matching network that suppress the necessary load harmonics, is used for the design of the third amplifier. The saturated PAE delivered is 74.19%, the output power is 12 dBm and a square wave voltage waveform is obtained at the output.

I. INTRODUCCIÓN

Las complejas técnicas de modulación digital en los modernos terminales móviles justifican el esfuerzo dedicado a los dispositivos electrónicos funcionando en régimen no lineal. En el caso de los amplificadores el rendimiento en potencia añadida debe ser críticamente elevado, lo que permitirá por una parte limitar la potencia de alimentación y por otro lado una mayor integración de los componentes activos debido a la disminución en la potencia RF disipada. A lo largo de los últimos años se han desarrollado diferentes técnicas para la mejora del rendimiento [2],[3], [5] y [6].

En la primera parte, se contempla la concepción de un amplificador que resulta en una forma de onda de la tensión de drain con un único componente armónico a 2F0 y que se acerca a la forma de una media senoide [5].

En la segunda parte, se trabaja con una tensión de drain que se acerca la forma cuadrada, seleccionando impedancias de carga que permiten obtener una forma de onda que contiene un único armónico a 3F0 [5].

En la tercera parte, se utiliza un concepto teórico [4] para la concepción de la red de adaptación en carga para el funcionamiento en clase F, permitiendo mejorar el

rendimiento. Este concepto tiene en cuenta el comportamiento de los armónicos a frecuencias de orden superior. La concepción de estos amplificadores utiliza un modelo continuo WREN/COBRA del transistor pHEMT [1].

II- Clases A, AB, B, y C

En la concepción de estas clases de amplificadores, el transistor se polarizada sistemáticamente en una tensión de drain elegida en el centro de los dos límites del transistor causados por los efectos óhmicos y de avalancha. Para cada punto de polarización de la puerta, específico en cada clase, la potencia de entrada y el correspondiente circuito de adaptación se eligen de manera que la tensión de la puerta presente una excursión máxima de voltaje.

El circuito de la adaptación de salida se optimiza para presentar a la frecuencia fundamental una impedancia real, lo que permite una excursión máxima de la corriente y tensión de drain, es decir, una potencia de salida máxima.

Para una excitación sinusoidal, la tensión de drain obtenida por cada clase de funcionamiento (A,AB,B,yC) es sinusoidal. La corriente de drain es sinusoidal en clase A (conduce sobre un período T), y en forma de sinusoides recortadas en clase AB (conduce sobre más de T/2), B (conduce sobre T/2), y C (conduce sobre menos de T/2). La Tabla.1 resume los resultados obtenidos para cada clase.

	PAE (%)	Pout,1Fo (dBm)	Pout,2Fo (dBm)	Pout,3Fo (dBm)
Clase A	38.05	12.20	-47.53	-51.38
Clase AB	54.58	13.12	-38.62	-48.20
Clase B	61.56	12.14	-35.31	-46.31
Clase C	62.02	11.49	-32.87	-37.19

Tabla 1. Resultados de los Amplificadores en clase A, AB B y C

A partir de los resultados obtenidos en la Tabla.1, se constata que la potencia de salida en clase A y B son casi iguales, y es máxima en clase AB y mínima en clase C. En términos de linealidad se observa que el amplificador más lineal es el que corresponde obviamente a la clase A. Posteriormente, yendo de la clase AB hasta la C, se observa una disminución de la linealidad. Sin embargo, el rendimiento en potencia añadida es mínimo en clase A, aumenta en clase AB, B y alcanza el máximo en clase C donde la potencia de salida y la linealidad son mínimas.

A. III- Formas de ondas óptimas para la mejora del rendimiento

En el caso óptimo para obtener una potencia de salida máxima, manteniendo a una admitancia puramente real frente a la fuente de corriente de drenador, el rendimiento se escribe como:

$$R = \frac{1}{2} \frac{V_{ds1}}{V_{ds0}} \frac{I_{ds1}}{I_{ds0}}$$

La tensión de excitación en puerta para los amplificadores clase F es la misma que en clase AB, B o C (sinusoidal), y conduce en la práctica a la generación de una corriente de drenador con forma de casquillo sinusoidal. Estas formas de I_{ds} permiten una mejora del cociente I_{ds1}/I_{ds0} con respecto de la forma de la corriente del drenador sinusoidal característica de la clase A.

Si además la forma de la tensión drenador permite una mejora del cociente V_{ds1}/V_{ds0} , el rendimiento aumentará considerablemente y sobrepasará al obtenido en las clases AB, B y C. Existen dos formas de onda particulares de la tensión de drenador que conducen a una mejora del citado cociente V_{ds1}/V_{ds0} y, por lo tanto, a una mejora del rendimiento [5]:

- Una tensión de forma mitad sinusoidal, implicando un único componente armónico a $2F_0$, conlleva una mejora del rendimiento por disminución del valor medio V_{ds0} . La amplitud y la fase óptima del componente armónico a $2F_0$ son:

$$(1) \quad V_{ds2} = V_{ds1} \frac{\sqrt{2}}{4}; \quad (2) \quad \varphi_{Vds2} = 2\varphi_{Vds1}$$

- Una tensión de forma próxima a una señal cuadrada, conteniendo solamente el componente armónico a $3F_0$, supone necesariamente una mejora del rendimiento por aumento de la amplitud a la frecuencia fundamental V_{ds1} . La amplitud y la fase óptima del componente armónico a $3F_0$ de la tensión del drenador son en este caso:

$$(3) \quad V_{ds3} = \frac{V_{ds1}}{6} \quad (4) \quad \varphi_{Vds3} = 3\varphi_{Vds1} - \pi$$

B. IV- Concepción de los amplificadores en Clase F.

En la concepción de los amplificadores clase F que se presentan en las secciones siguientes, la señal de excitación, la potencia de entrada, la polarización del puerta (zona de pinchoff) y el circuito de adaptación, son los mismos que los utilizados en la clase B anterior para disponer de una corriente de drenador con forma mitad sinusoidal.

Controlando los armónicos de la tensión del drenador, se diseñan los amplificadores clase F de tres maneras diferentes, obteniendo siempre formas de ondas óptimas para mejorar el rendimiento.

C. IV.1- Concepción del amplificador clase F controlando el segundo armónico.

La metodología utilizada para la concepción de este amplificador se basa en los datos teóricos obtenidos para mejorar el rendimiento por el control de los tres primeros armónicos [5]. En esta concepción, el transistor se polariza con una tensión de drenador que corresponde al valor medio de la tensión de drenador que contiene el armónico 2, cuyos sus componentes se muestran en las ecuaciones (1) y (2) :

$$(5) \quad V_{DC} = \frac{V_{MAX} + \left(\sqrt{2} + \frac{1}{2}\right)V_{MIN}}{2} \cdot \frac{1}{1.41}$$

La amplitud de la tensión de drenador óptima para presentar una excursión máxima de la forma de onda a la frecuencia fundamental se escribe como:

$$(6) \quad V_{ds1} = \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{2}$$

donde, V_{MAX} et V_{MIN} corresponden a las tensiones límites del drenador debidas respectivamente a los efectos óhmicos y de avalancha.

Conociendo la amplitud y fase de la tensión del drenador a la frecuencia fundamental, se deducen los valores de la amplitud y fase de la componente a la frecuencia $2F_0$ utilizando las fórmulas (1) y (2). Naturalmente la impedancia al tercer armónico es un cortocircuito.

A fin de sintetizar estas impedancias, se utiliza un generador de tensión en serie con una fuente de tensión controlada (VCVS) que permite especificar a cada frecuencia ($1F_0, 2F_0, 3F_0$) las amplitudes y fases óptimas de los componentes de la tensión del drenador a estas frecuencias.

La figura 1 muestra un esquema CAD del amplificador propuesto:

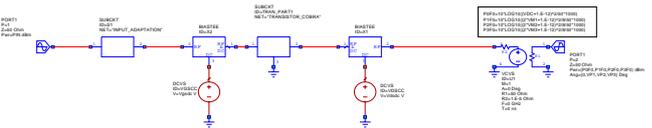


Fig. 1. Circuito CAD del amplificador clase F.

La simulación de este circuito muestra una tensión de drenador con forma óptima (mitad sinusoidal) junto con un rendimiento en potencia añadida del 87.37% a la potencia de salida de 12 dBm.

A partir de la corriente y la tensión de drenador y, por lo tanto, de la impedancia de carga óptima a cada frecuencia, se podrá realizar de forma práctica este circuito utilizando circuitos resonantes adecuados a $F_0, 2F_0$ y $3F_0$.

La Figura 2 muestra un esquema de implementación con resonadores. Los resultados obtenidos utilizando este circuito son los mismos que los obtenidos por el circuito de la figura.1. Las formas de ondas de la corriente y tensión de drenador se presentan en las figuras 3 y 4 respectivamente.

Las configuraciones de esta red se ilustran en la figura 7 para valores de $m=1$ y $m=2$. La fórmula general que da los valores de los elementos de esta red de adaptación, basados en una frecuencia de corte $\omega_c = 1$ y en una impedancia de referencia de 1Ω normalizados es:

$$g_1 = 1, \quad g_r g_{r+1} = \frac{4}{(2m-1+r)(2m-r)}, \quad r = 2 \rightarrow 2m-1$$

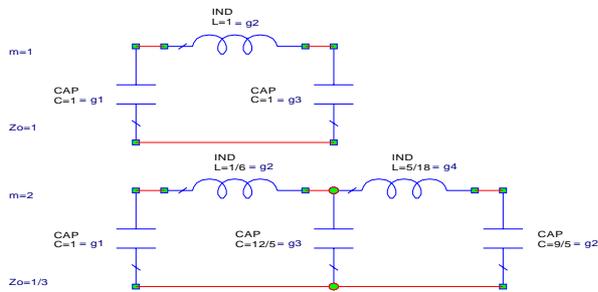


Fig. 7. Redes filtros de adaptación paso-bajo.

Utilizando esta red de adaptación para $m=2$, se realiza el amplificador de clase F a 2GHz, cuyo esquema se muestra en la figura.8. La tensión de polarización del drenador está dada por:

$$(10) \quad V_{DC} = \frac{V_{MAX} + V_{MIN}}{2}$$

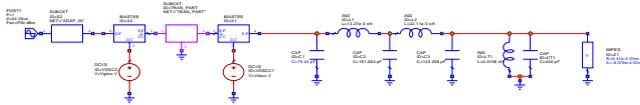


Fig. 8. Amplificador clase F según método de Rhode .

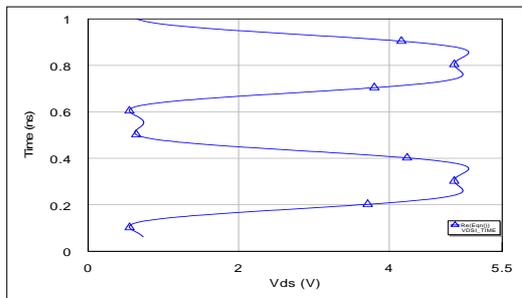


Fig. 9. Forma de onda de la tensión de drain en clase F .

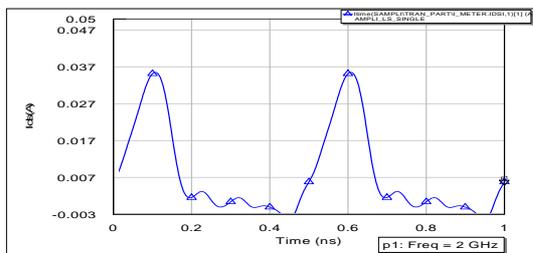


Fig. 10. Forma de onda de la corriente de drain en clase F.

Las formas de onda de la corriente y la tensión del drenador de este amplificador se presentan en las figuras 9 y 10.

Este amplificador entrega una potencia de 12 dBm con un rendimiento en potencia añadida del 74.19%.

La Tabla 2 agrupa los resultados obtenidos por los tres amplificadores clase F realizados en este trabajo.

	Forme de Vds	PAE (%)	Pout,1Fo (dBm)	Pout,2Fo (dBm)	Pout,3Fo (dBm)
Clase B	sinusoidal	61.56	12.14	-35.31	-46.31
Amplificador1: Class F	Quasi sinusoidal	87.37	12	5.86	-38.60
Amplificador2: Class F	Quasi cuadrado	72.87	12.52	-31.93	-2.87
Amplificador3: Class F	Quasi cuadrado	74.19	12	-50	-16.4

Tabla.2.- Comparativa de los amplificadores clase B y clase F.

II. CONCLUSIONES

Este trabajo presenta la concepción óptima de amplificadores en clase F utilizando tecnología pHEMT. Los resultados obtenidos muestran que los tres diseños clase F presentan la misma potencia de salida que la del diseño en clase B. Sin embargo, los rendimientos en potencia añadida que se obtienen en clase F mejoran en más del 11% a la clase B. Se observa que el amplificador 1 (basado en el control del 2º armónico) es el que obtiene mejor rendimiento. Sin embargo, este diseño provoca problemas de distorsión armónica y linealidad debido a la presencia de un segundo armónico con niveles apreciables. Los diseños correspondientes a los amplificadores 2 y 3 son equivalentes en cuanto a rendimiento y potencia, pero en cuanto a distorsión de intermodulación es el amplificador 3 el que va a minimizar el recrecimiento espectral en comunicaciones digitales.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha realizado en el contexto de la red de excelencia TARGET- “Top Amplifier Groups in a European Team”, y gracias a la beca MAEC-AECI del Gobierno Español concedida a Latifa El Maazouzi.

REFERENCIAS

- [1] M. Wren and T.J.Brazil, “Enhanced prediction of pHEMT nonlinear distortion using a novel charge conservative model,” in Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International, vol.1, pp.31-34,2004.
- [2] P. Butterworth, S. Gao, S. F. Ooi, and Sambell, “high-efficiency class-F power amplifier with broadband performance,” Microwave Opt, Tech. Letters, pp 243-247, Feb.2005.
- [3] M. Wren, “experimental Class-F power amplifier design using computationally efficient and accurate large signal pHEMT model”, IEETransactions on microwave theory and techniques, vol.53.5,may 2005 .
- [4] J. D. Rhodes, “Output universality in maximum efficient linear power amplifiers,” *Int. J. Circuit Theory Applicat.*, vol. 31, no. 4, pp. 385–405,Jul. 2003.
- [5] C.DuванauD, “Les classes de fonctionnement á haut rendement pour l’amplification de puissance microonde, en vue d’ápplications spatiales et de radiocommunications mobiles”, Thèse, université de Limoges, février 1993.
- [6] F. H. Raab, “Classe-F power amplifier with maximally Flat waveforms”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol.45, pp. 2007-2012, November 1997 .