

Diseño de un amplificador de potencia Clase-E de banda ancha usando filtros en las redes de adaptación

Leonardo Herrera del Cueto

RESUMEN / ABSTRACT

En este trabajo se presenta un método para el diseño de un amplificador de potencia de alta eficiencia Clase-E para banda ancha usando una topología de filtro pasa-bajos de un orden elevado. Se realiza un estudio del estado del arte referente al diseño de un amplificador de potencia Clase-E que opere dentro de la banda de frecuencias de 0.8 GHz a 1.5 GHz. En el diseño se garantiza acordemente la atenuación de la potencia del segundo y tercer armónico, criterio fundamental para lograr amplificación con alta eficiencia. Las ecuaciones de diseño y la simulación fueron realizadas en AWR Design Environment V13. Los niveles de eficiencia alcanzados fueron de 74%, la eficiencia de potencia añadida (PAE) 72%, la ganancia de potencia fue superior a los 8 dB en toda la banda, se alcanzó un ancho de banda de 665 MHz, 60.8% de la banda, con una eficiencia de drenador y PAE por encima del 50%.

Palabras claves: amplificador de potencia, Clase-E, banda ancha

This paper presents a method for designing a power amplifier for high efficiency Class-E broadband topology using a low-pass filter of a high order is presented. A study of the state of the art regarding the design of a power amplifier Class-E performed operating within the frequency band of 0.8 GHz to 1.5 GHz. In the design accordingly ensures the attenuation of the power of the second and third harmonic, critical to achieving high efficiency amplification criterion. The design equations and simulation were made in AWR Design Environment V13. The efficiency levels achieved were 74%, the efficiency of added power (PAE) 72% power gain was more than 8 dB across the band, a bandwidth of 665 MHz, and the band of 60.8% was achieved, with an efficiency drain and PAE above 50%.

Key words: power amplifier, Class-E, broadband

Design of a Class-E broadband power amplifier using filters topology for matching

1. -INTRODUCCIÓN

El tráfico de datos en los sistemas de comunicaciones inalámbricas ha crecido considerablemente en los últimos años y se espera que continúe creciendo. Estos sistemas de telecomunicaciones se optimizaban constantemente para dar cobertura a un mayor número de usuarios manteniendo una adecuada atención a la eficiencia de la energía de alimentación [1-2-3] y ahora se hace imprescindible una mejora en cuanto al ancho de banda de los equipos para dar la posibilidad de ofrecer la amplia gama de servicios en tiempo real, como voz y videoconferencia sobre IP, entre otros servicios existentes que necesitan un ancho de banda que puede alcanzar los 150 MHz [4-5].

La necesidad de la alta eficiencia en la amplificación de potencia está originada porque la corriente directa (DC) de alimentación es limitada y costosa pues, en terminales móviles, esta energía es suministrada por baterías, que son muy difíciles de cambiar y, en ocasiones, se torna prácticamente imposible su reemplazo [3-4] [6-7]. Durante el proceso de amplificación se disipa mucha energía en forma de calor en el transistor, lo que requiere un enfriamiento forzado y provoca una pérdida de energía [4]. Las estrategias de diseño de hoy en día están encaminadas a dar mejoras en costos operacionales, ser competitivos en el mercado y brindar mayores cuidados al medio ambiente [1]. Una buena eficiencia en el uso de la energía suministrada

Recibido: 18/7/2019

Aceptado: 5/5/2020

al sistema de comunicaciones, es una magnífica solución al considerable ahorro de la energía y los costos, pues a la vez que reduce la disipación de la potencia en forma de calor, contribuye a disminuir la degradación de los componentes, y alarga el tiempo de vida útil de los mismos [4] [8].

La clave para una buena eficiencia en el manejo de la potencia de un enlace de comunicaciones está en el amplificador de potencia (AP) del transmisor, pues este usa la mayor parte de la potencia disponible del sistema [2] [4]. El amplificador de potencia Clase-E realiza una amplificación eficiente, es decir, las pérdidas durante el proceso de amplificación son pequeñas comparadas con la energía de radio frecuencia (RF) entregada a la carga [6-7] [9-10]. El problema radica en el comportamiento del compromiso linealidad-eficiencia, porque en los estándares de los servicios mencionados anteriormente, se utilizan modulaciones de envolventes variables como la modulación de fase (PSK) y la modulación de amplitud en cuadratura (QAM) y entonces, cuando el amplificador de potencia trabaja en zonas de alta eficiencia energética, cerca del punto de compresión, se comporta como un dispositivo altamente no lineal y altera la forma de la onda de la señal de entrada, produciendo una señal de salida distorsionada [1]. Para darle solución a esta cuestión se retomaron arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica, tales como Doherty, LINC (Linear Amplification with non Linear Components), Envelope Tracking [1] [5] [11-12] entre otras que daban solución al problema del compromiso eficiencia-linealidad. Por otra parte, el interés de lograr un elevado ancho de banda, está en la convergencia de múltiples estándares de comunicaciones en bandas de frecuencias próximas, por la necesidad actual de que los dispositivos móviles (terminal de usuario) sean capaces de acceder a todos estos estándares (GPS, GSM, EDGE, UMTS, LTE y demás estándares actuales que un móvil debe sintonizar) con el mismo dispositivo [5] [8] [11]. Esto fuerza a que todo el hardware disponible dentro del dispositivo móvil, y particularmente el amplificador de potencia, debe ser diseñado con este fin, además de presentar la eficiencia necesaria.

Es por esta razón que en la actualidad, la obtención de amplificadores de potencia de alta eficiencia, capaces de operar en un amplio rango de frecuencias de forma concurrente, resulta de mucho interés. De ahí que se proyecte diseñar un amplificador de potencia Clase-E empleando la síntesis de filtro pasa-bajos, en las redes de adaptación, para lograr elevados niveles de eficiencia y ganancia sobre un ancho de banda superior al 50%.

2. -EL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE-E

Para satisfacer el requerimiento de alta eficiencia se utiliza un amplificador de potencia Clase-E [6] [13-14]. Nathan y Alan Sokal en 1975 introdujeron las primeras ecuaciones para la implementación práctica de la red de acoplamiento de salida [15]. Desde entonces, la mayoría de los resultados de los trabajos investigativos se habían desarrollado en las bandas de los kHz y MHz, y ahora toma cada vez más fuerza esta solución para aplicaciones en las bandas de los GHz [16].

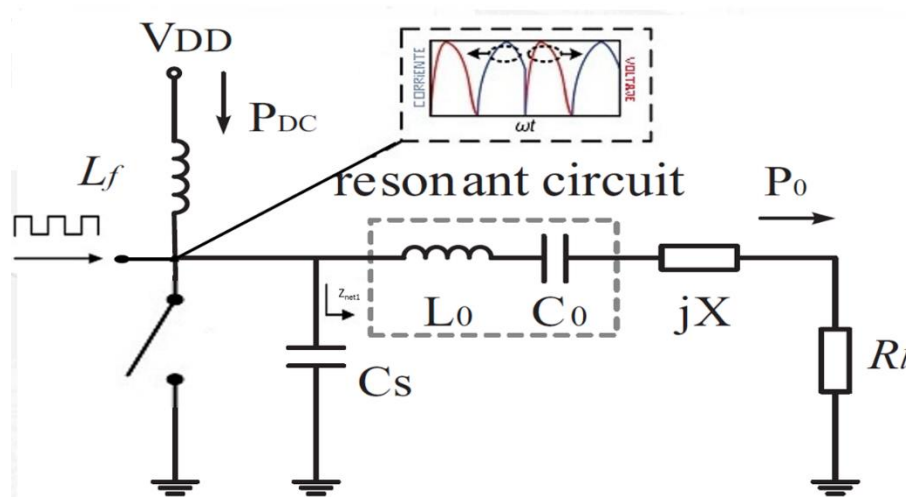


Figura 1
Topología ideal del amplificador de potencia Clase-E.

En Clase-E el transistor se comporta como un interruptor, que conmuta entre los estado encendido y apagado donde, en teoría, la única pérdida de potencia ocurre por el producto de la corriente, en estado de conducción, con la resistencia del dispositivo conmutador [6] [13-14] [17-18]. Este comportamiento se consigue polarizando el dispositivo en un punto cercano al corte, es

decir, una tensión de puerta cercana a la tensión de pinch-off [19] y aplicando a la entrada una señal de gran amplitud. En este caso, la señal de estímulo debe ser de un 50% del ciclo de trabajo y ser perfectamente cuadrada para poder alcanzar un máximo rendimiento [8]. Para garantizar un modo de operación Clase-E es necesario asegurar que el condensador C_s permanezca descargado en los cambios de estado del conmutador, de encendido y apagado y viceversa, y procurar transiciones suaves en la forma de onda de la señal para que sean siempre las deseadas y no aparezcan, en el transistor, altos niveles de corriente y voltaje simultáneamente [16] [20]. En la Figura 1 [18] se muestran las formas de ondas y la topología ideales del amplificador de potencia Clase-E. Es fundamental que la impedancia de carga vista por el dispositivo conmutador a la salida sea igual a Z_{net1} a la frecuencia de trabajo f_s , según la ecuación (1) [16].

$$Z_{net1} \cong \frac{0.28015}{\omega_s C_s} e^{j49.0524^\circ} \quad (1)$$

A continuación, se muestra, en Tabla 1, un resumen de los resultados principales alcanzados en esta investigación y los resultados publicados en la literatura internacional especializada sobre el AP Clase-E de banda ancha.

Tabla 1
Resumen sobre las características de distintos AP Clase-E

Referencia	BW (GHz, %)	Ganancia (dB)	P _{salida} (dBm)	Eficiencia (%)
2014,Dai [11]	0.9-3.2, 112%	10-14	39.5-43	52-85
2015, Beltran [21]	0.16-0.32, 66%	14.5	42.5	50-85.8
2016, Aflaki [5]	1.8-2.7, 40%	10-12.3	35	55-80
2017, Tamjid [22]	0.9-2.3, 87.5%	7.5-13	40.7-44.7	57-88
2017, Shukla [8]	0.86-0.9, 9%	No Publicada	39.2	75.2
En esta investigación	0.8-1.5, 60%	8-11	8-11	50-74

3. -REDES DE ADAPTACIÓN PASA BAJO

La clave para obtener un amplificador de alta eficiencia, con un elevado ancho de banda en modo de operación Clase-E, se encuentra en el diseño de las redes de entrada y salida, por lo tanto, se tiene que realizar un diseño riguroso que cumpla con las condiciones teóricas establecidas anteriormente, y alcance las expectativas de poseer una amplia respuesta en frecuencias [4]. Para la realización del filtro, se selecciona una respuesta pasa-bajos, y el método de diseño de Chebyshev que con un mínimo de elementos logra un mayor orden, a pesar de la ligera ondulación que presenta en la banda de paso [23]. Se empleará un método de adaptación para realizar el acople de las impedancias del amplificador de potencia y la carga de referencia de 50 Ω .

En [23] se brinda un método para el diseño de un filtro de Chebyshev que adapta impedancias de razones de divisiones desde 1.5 a 50, con un ancho de banda fraccional desde 0.2 a 1 (20-100 %). El filtro resultante tendrá que cumplir dos funciones: por un lado, la de controlar los armónicos, dejando pasar las frecuencias deseadas y, por otro, la de adaptar las impedancias del dispositivo conmutador y la carga de 50 Ω . Debido a que el dispositivo conmutador presenta una impedancia compleja, solo se garantiza con el diseño, la adaptación de la parte real. Pero, si se tiene en cuenta que este punto es un paso de avance significativo, pues constituye un estado de partida cercano a lograr el resultado deseado, entonces es aprovechado y posteriormente, optimizando los valores de inductancia y capacitancia, se logra una adecuada adaptación. Este acople que se logra, mantiene un compromiso con la respuesta de frecuencias del filtro, la cual es ligeramente afectada pero sin consecuencias significativas que contraindiquen su uso para el correcto funcionamiento del AP.

4. -MÉTODO DE DISEÑO

El método de diseño es asistido por una herramienta de simulación de circuitos no lineales que facilita, en tiempo y costo económico, conocer el desempeño del amplificador de potencia para su posterior fabricación. Se utiliza el software AWR *Design Environment* V13 que permite analizar, calcular y simular a diferentes niveles del proyecto, pues integra, la simulación de circuitos, análisis electromagnético y otros sistemas relacionados.

Para el diseño se cuenta con posibilidades diferentes, dependiendo si existe, o no, el modelo no lineal del dispositivo activo y/o la disponibilidad de un sistema para el *load-pull* armónico [4].

En este caso, la dirección a seguir es el método con la simulación de circuito no lineal. Este enfoque constituye una económica, poderosa y muy confortable garantía porque el modelo toma en cuenta, en la simulación, las características no ideales del dispositivo [4]. El problema radica en que la mayoría de los fabricantes no provee un modelo no lineal de los transistores, siendo esto una gran desventaja para la disponibilidad del uso de este camino. En este caso se cuenta con el modelo no lineal del transistor NE3210S01 [24] para el software empleado implementado por la empresa Modhelitics, por lo cual se usará este enfoque para el diseño del amplificador de potencia Clase-E.

4.1 -OPERACIÓN DEL DISPOSITIVO ACTIVO

El componente disponible para la realización del amplificador de potencia Clase-E es el transistor NE3210S01, de NEC Semiconductors, que no es capaz de alcanzar niveles muy elevados de potencia, pero servirá para una implementación como prueba del concepto. Luego, según los datos del fabricante, $I_{m\acute{a}x}=70$ mA, $C_s \cong C_{ds}=0.12$ pF y $V_{ds}=2$ V, se calcula la frecuencia máxima a la que el sistema puede trabajar, manteniendo garantizado el funcionamiento Clase-E, según [16] mediante la ecuación (2).

$$f_{m\acute{a}x} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{56.5 * C_s * V_{ds}} \cong 5 \text{ GHz} \quad (2)$$

4.2 -POLARIZACIÓN DE COMPUERTA-FUENTE Y DRENADOR-FUENTE

El siguiente paso en el diseño es la búsqueda del punto de polarización óptimo para lograr el modo conmutado. Como ya se mencionó anteriormente, este modo de operación se logra aplicando una tensión de drenador-fuente (V_{ds}) que sea lo suficientemente elevada para saturar al transistor, y una tensión de compuerta que lo lleve al estado de corte. Para determinar las tensiones de polarización se realiza un barrido de 0 a 4 V en el drenaje, y de -3 a 0 V en la compuerta. En la Figura 2 se muestran las curvas de corriente frente a V_{ds} . Se selecciona una tensión de drenador-fuente de 2 V (valor típico que ofrece el fabricante del transistor, y empleado por la empresa Modhelitics para la obtención del modelo no lineal) [24]. En la Figura 2 se aprecia cómo, para una V_{ds} de 2 V, se tiene en un caso una corriente de 46.5 mA y un voltaje de compuerta de 0 V (estado de “on”), y en el otro caso no hay corriente (0 mA) y se tiene una tensión aproximada de -1 V (estado de “off”).

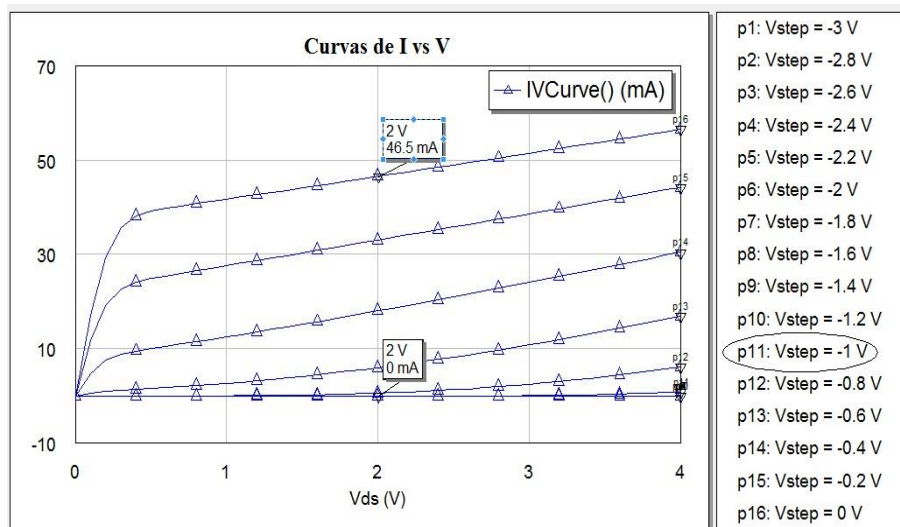


Figura 2
Características de las curvas I vs V.

Para determinar la tensión precisa de compuerta-fuente (V_{gs}) se realiza un barrido de voltaje compuerta-fuente de -3 a 0 V, con pasos de 0.05 V para la $V_{ds}=2$ V fijada anteriormente. Entonces se grafica el parámetro S_{22} , y se localiza en la carta de Smith la tensión de “pinch-off” (valor de tensión para el cual, un punto del parámetro S_{22} , está situado encima del borde de la carta) [19].

En la Figura 3 se muestra, para una magnitud de 0.9995, considerablemente cercana a 1, donde S_{22} toca el borde de la carta de Smith y, para este punto, el valor de la tensión compuerta-fuente V_{gs} es igual a -0.95 V. Entonces se tiene establecida la tensión de compuerta.

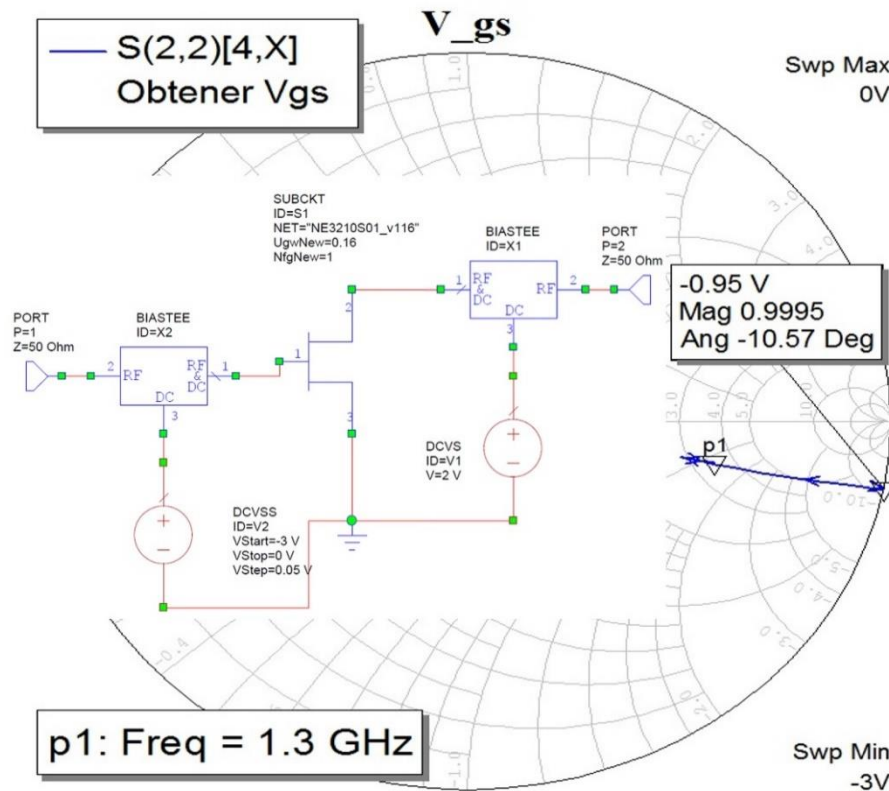


Figura 3

Parámetro S_{22} del esquemático realizado para obtener V_{gs} .

4.3 -LOCALIZACIÓN DE LAS IMPEDANCIAS ÓPTIMAS DE ENTRADA Y SALIDA DEL TRANSISTOR.

Los coeficientes de reflexiones óptimos de entrada del transistor son obtenidos por el procedimiento *Source Pull*. Para la frecuencia central 1.3 GHz, la localización del coeficiente de reflexión óptimo constituye una impedancia de entrada del transistor de $359.742 + j331.86 \Omega$.

Seguidamente se realiza, de manera similar, el procedimiento *Load Pull* para determinar la impedancia óptima de salida del transistor. Luego se localizan los coeficientes de reflexión óptimos para 0.7GHz, 1GHz, 1.3GHz y 1.5GHz. Para 1.3 GHz el coeficiente de reflexión óptimo representa una impedancia óptima de $192.721 + j122.956 \Omega$.

4.4 -SÍNTESIS DE REDES DE ADAPTACIÓN DE ENTRADA Y SALIDA.

Para el diseño de la red de adaptación de entrada se partirá de un rango de frecuencias de 0.8 a 1.7 GHz donde se garantiza operar dentro de los estándares de comunicaciones antes mencionados. El rango seleccionado es mayor al que realmente se

espera, previendo que, al realizar modificaciones al filtro para adaptarlo a la impedancia del transistor, se tendrá un impacto negativo en la respuesta de frecuencias, pues, su banda de paso se estrechará. A continuación, se muestran los pasos para la realización del filtro. Para una impedancia de entrada (Z_{in}) del transistor de $359.742 + j331.86 \Omega$ se calculó:

- Con $f_b = 1.7$ GHz y $f_a = 0.8$ GHz se obtiene $\omega_0' = 0.72$ (ancho de banda fraccional).
- La relación r , entre Real (Z_{in})= 359.742Ω y $R_0 = 50 \Omega$, queda 1:7.194, que se aproxima 1:8 tal que $r = 8$. Entonces es una etapa de aumento que comienza la escalera con un inductor.
- Para una ondulación en la banda de paso de $LAr = 0.1$ dB, $r = 8$, y $\omega_0' \cong 0.8$ se obtiene para una $LAr = 0.017375$ dB < 0.1 dB el valor de $N = 8$.
- Según el circuito normalizado propuesto por Matthiae [23], y empleando las ecuaciones 3 y 4 [19], se desnormalizan para una $R_0 = 50 \Omega$, y una frecuencia central (f_c) de 1.3 GHz, se obtienen los valores de los inductores y capacitores, los cuales se muestran en la Figura 4. Entonces se logra adaptar la impedancia de entrada y la impedancia de referencia de 50Ω , en la medida de lo posible, para evitar la reflexión de la señal a la entrada del circuito.

$$L_n = g_{2n-1} \times \frac{\omega_0' R_0}{2\pi f_c} \quad (3)$$

$$C_n = g_{2n} \times \frac{\omega_0'}{2\pi f_c R_0} \quad (4)$$

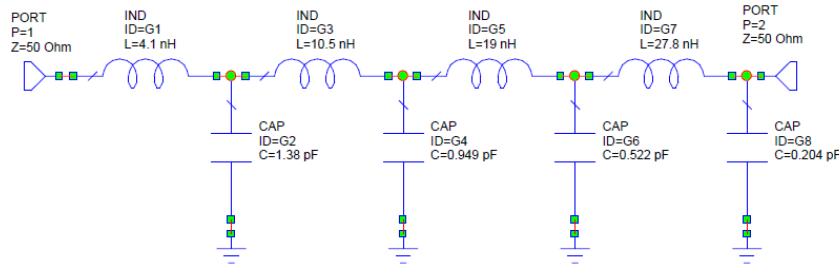


Figura 4

Red de adaptación de entrada desnormalizada a la frecuencia de interés.

Para el diseño de la Red de adaptación de salida, se mantienen las mismas consideraciones del rango de frecuencias que en el caso de la red de entrada, y ahora para una impedancia óptima $Z_{out} = 192.721 + j122.956 \Omega$ del transistor, se calculan los valores de los inductores y capacitores del filtro:

- El ancho de banda fraccional es $\omega_0' = 0.72$
- La relación r , entre Real (Z_{out})= 192.721Ω y $R_0 = 50 \Omega$, queda 3.85:1, que se aproxima a 4:1, tal que $r = 4$. Entonces es una etapa de reducción que comienza la escalera con un capacitor.
- Para una ondulación en la banda de paso $LAr = 0.1$ dB, $r = 4$, y $\omega_0' = 0.72 \cong 0.8$ se obtiene para una $LAr = 0.039518$ dB < 0.1 dB el valor de $N = 6$ según Figura 5 [23].

TABLE 3
 L_{Ar} in db vs. w and r for $n = 6$

r	w	0.1	0.2	0.3	0.4	0.6	0.8
1.5		.000000	.000001	.000008	.000046	.000527	.002940
2.0		.000000	.000002	.000025	.000139	.001580	.008813
2.5		.000000	.000004	.000044	.000250	.002844	.015850
3.0		.000000	.000006	.000066	.000371	.004213	.023462
4.0		.000000	.000010	.000111	.000625	.007107	.039518

Figura 5

Tabla 3 Síntesis del filtro en Matthaie.

- Según el circuito normalizado propuesto por Matthaie [23] y empleando las ecuaciones 3 y 4 [19], se desnormalizan para una $R0 = 50 \Omega$, y con una frecuencia central (f_c) de 1.3 GHz se obtienen los valores de los inductores y capacitores, los cuales se muestran en la Figura 6. En la Figura 7 se observa el acoplamiento de esta red mediante el parámetro S_{11} .

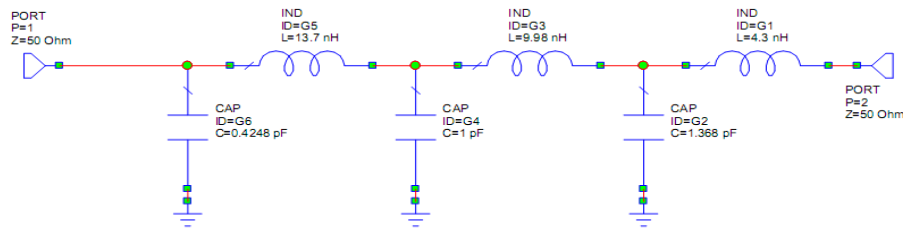


Figura 6

Red de adaptación de salida desnormalizada a la frecuencia de interés.

4.5 -RED DE POLARIZACIÓN DE COMPUERTA Y DRENADOR.

En las redes de adaptación de impedancia de la entrada y de la salida, además de existir señales de RF, también se encuentran señales de corriente directa producidas por el proceso de alimentación al circuito. Se llevan a cabo mecanismos para que no se mezclen estas señales. Lo primero que se tiene que lograr es impedir que la señal de polarización se introduzca en el circuito de RF, pues de ocurrir esto, se afectarían las etapas anteriores y siguientes al amplificador o, en caso de realizar mediciones, los equipos de medición. En otro caso, hay que bloquear la señal de RF para evitar su paso a la rama de polarización, pues si se propagase hacia los cables de alimentación, que producto a su longitud se comportan como antenas, se radiaría dicha señal y se interferiría en cualquier dispositivo de RF próximo. Por último, se colocan los capacitores e inductores con sus valores comerciales.

El circuito final obtenido con las redes de polarización de compuerta y drenador, y los capacitores de bloqueo a la entrada y a la salida, se muestra en la Figura 8.

5. -SIMULACIÓN Y RESULTADOS DEL AP CLASE-E DE BANDA ANCHA

Concluido el diseño de las redes de adaptación del AP se realiza la simulación para obtener el desempeño del amplificador de potencia de banda ancha altamente eficiente Clase-E.

Los resultados para la PAE, la eficiencia de drenador, la potencia de salida y la ganancia, frente a la frecuencia, se muestran en la Figura 9. Aquí se evidencia que este AP Clase-E se desempeña de forma eficiente dentro de esta banda de frecuencias. Se aprecia un ancho de banda de 665 MHz con una eficiencia superior al 50 % donde se logra en toda esta banda niveles de ganancia de potencia comprendidos entre 8.1 dB y 11 dB.

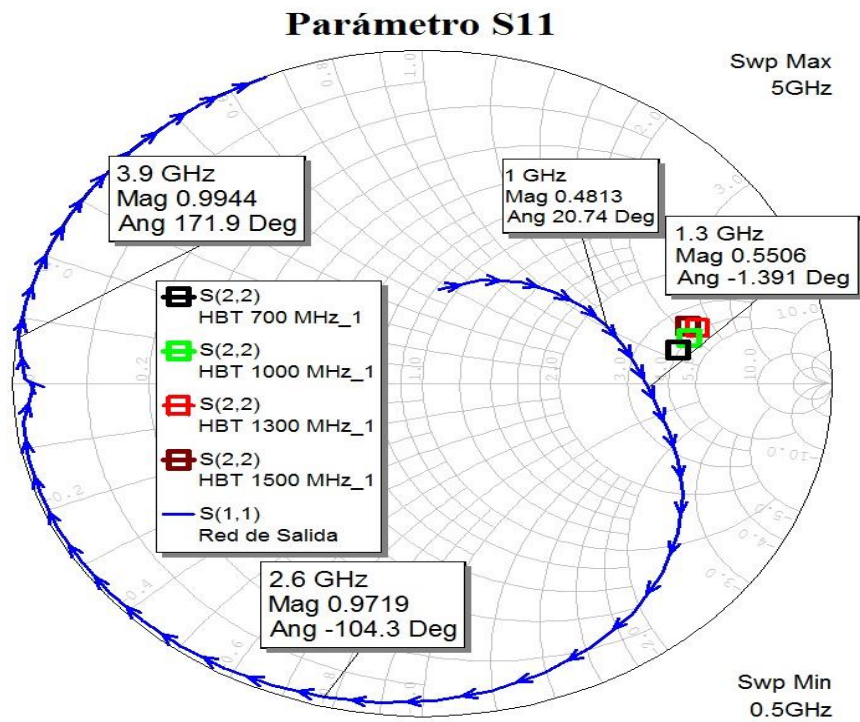


Figura 7

Acoplamiento red de salida.

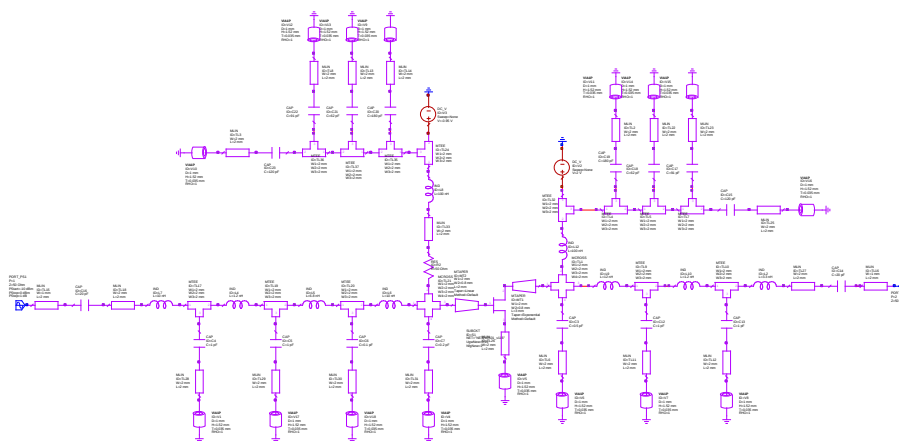


Figura 8

Esquemático del diseño final.

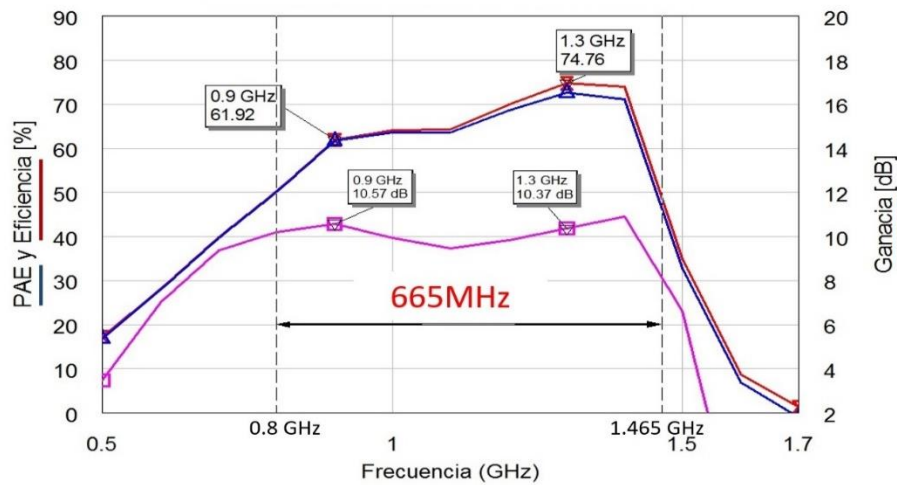


Figura 9

PAE, Eficiencia de drenador y Ganancia frente a la frecuencia.

En la Figura 10 se representan los mismos parámetros mostrados anteriormente para una frecuencia de 1.3 GHz y frente a un barrido de la potencia de entrada desde -10 hasta 0 dBm. En esta Figura 10 se observa que, para una potencia de entrada de -2 dBm, aparece una ligera compresión de la ganancia de potencia (casi no se satura). En este punto donde la potencia de entrada es de -2 dBm, se alcanza la máxima ganancia de potencia, la cual es 11 dB. También se puede apreciar que la potencia de salida tiene un comportamiento proporcional directo con el aumento de la potencia de entrada.

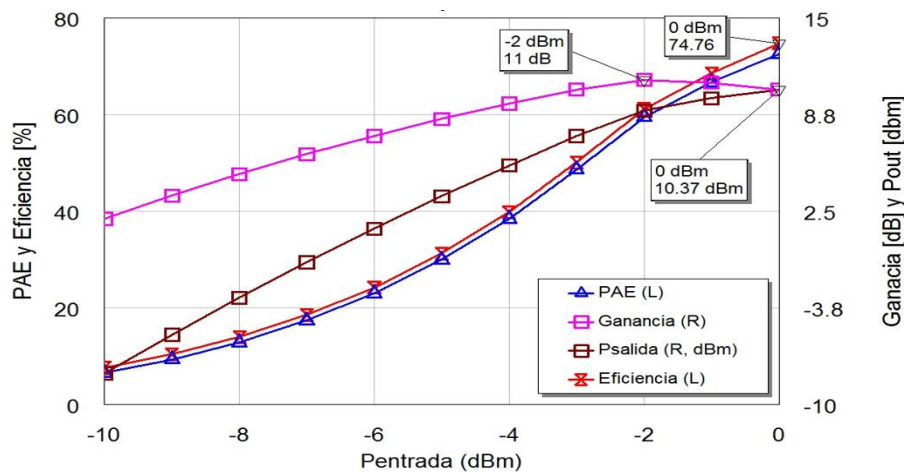


Figura 10

PAE, Eficiencia de drenador, Potencia de salida y Ganancia frente a la Potencia de entrada.

En la Figura 11 se muestra la potencia de salida que se obtuvo a las frecuencias de 0.9 GHz y 1.3 GHz y de los armónicos fundamentales (segundo y tercero). Se garantiza acordemente la atenuación de la potencia del segundo y tercer armónico, evidenciando que se logra una amplificación con alta eficiencia.

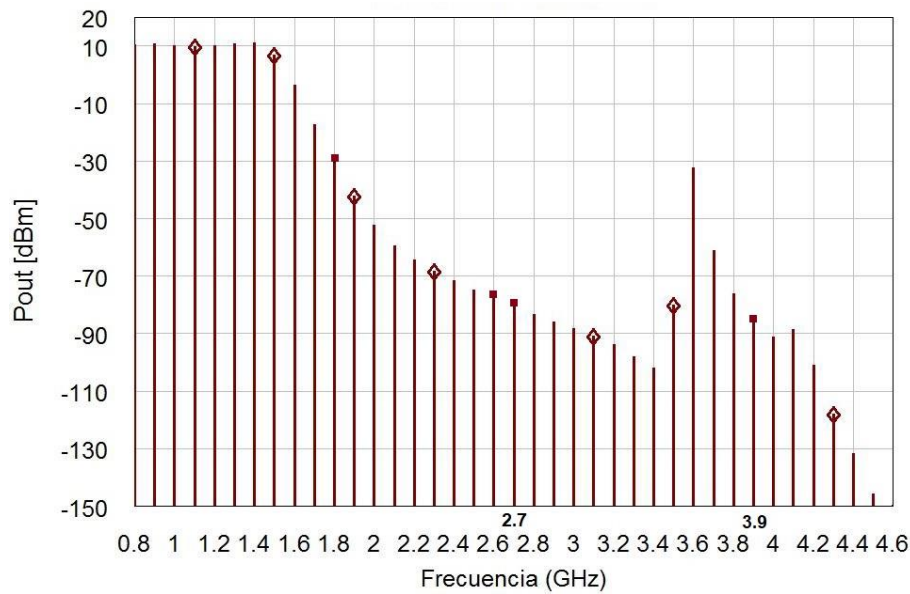


Figura 11

Potencia de Armónicos.

En la Figura 12 se muestra las formas de onda de la tensión y la corriente de drenador del AP Clase-E. En la Figura 1 aparecen representadas estas formas de onda con un comportamiento ideal y comparándolas con el resultado obtenido se ajustan a la teoría de como el amplificador de potencia Clase-E es un circuito resonante en modo conmutado.

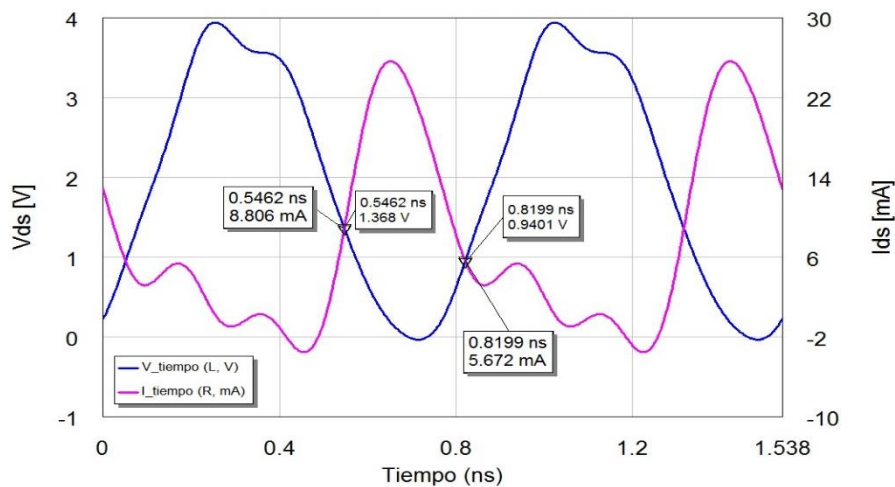


Figura 12

Formas de onda de Vds y Ids.

6. -CONCLUSIONES

El logro fundamental de la investigación realizada es el establecimiento de un método para el diseño y optimización de un amplificador de potencia que opera en Clase-E con una respuesta de banda ancha. El método está limitado a que se cuente con el modelo no lineal del elemento activo. El enfoque de diseño que se muestra facilita considerablemente una disminución del tiempo para desarrollar un AP Clase-E y garantiza que las impedancias de la fuente y la carga determinadas brinden una relación óptima entre la ganancia y la eficiencia de potencia añadida. Se realizó un amplificador de potencia Clase-E operando dentro de la banda de frecuencias de 0.8 GHz a 1.5 GHz lo cual garantiza el empleo de estándares de comunicaciones como GPS, GSM, EDGE, UMTS y LTE. Se empleó la síntesis de filtro pasa-bajos en las redes de adaptación logrando niveles de eficiencia de 74 % y ganancia de 10 dB sobre un ancho de banda del 60%.

REFERENCIAS

1. Rizo LS. Contribuciones a la Implementación de Arquitecturas Emergentes de Transmisión Basadas en Conceptos de Amplificación de Alta Eficiencia. Tesis de Doctorado. Telecomunicaciones y Telemática. La Habana: ISPJAE 2013. Disponible en <http://tesis.cujae.edu.cu:8080/handle/123456789/6286>.
2. Silva-Pereira M, Caldinhas JV. A Single-Ended Modified Class-E PA with HD2 Rejection for Low-Power RF Applications. IEEE Solid-State Circuits Letters. 2018; 1(1): 22–25. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8283687>.
3. Ren J, Dai R, He J, Xiao J, Kong W, Zou S. A Novel Stacked Class-E-like Power Amplifier with Dual Drain Output Power Technique in 0.18 μ m RFSOI CMOS Technology. IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). China: 2018 p. 1-4. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8400844>.
4. Armas DO. Diseño y análisis de redes de acoplamiento de carga multiarmónica para amplificadores Clase-E. Tesis de Maestría. La Habana: ISPJAE 2016. Disponible en <http://www.biblioteca.cujae.edu.cu>.
5. Aflaki P, Sharma T, Helaoui M, Ghannouchi FM. Broadband Class-E Power Amplifier with High Cold Output Impedance Suitable for Load modulated Dual Branch Amplifiers. IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference. 2016 Jun [citado 2016 Dec 12]; 978(1): [3 p.]. Disponible en <https://ieeexplore.ieee.org/document/7851242>.
6. Li P, Xia Q, Chen Z, Geng L. High efficiency triple-stacked class-E power amplifier with novel dynamic biasing network. IEEE Conference Publication; China: 2018; p. 1-4. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8400843>.
7. Narendra K, Yew Kok T. Optimised high-efficiency Class E radio frequency power amplifier for wide bandwidth and high harmonics suppression. IET Circuits, Devices & Systems; 2014; 8(2): 82 – 89. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6766061>.
8. Shukla S, Kitchen J. GaN-on-Si Switched Mode RF Power Amplifiers for Non-Constant Envelope Signals. IEEE Conference Publication; USA: 2017. PAWR; p. 88-91. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7875581>.
9. Hayati M, Roshani S, Kazimierzczuk MK, Sekiya H. A Class E Power Amplifier Design Considering MOSFET Nonlinear Drain-to-source and Nonlinear Gate-to-drain Capacitances at Any Grading Coefficient. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016; 31(11): 7770-7779. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7368212>.
10. Khansalee E, Nuanyai K, Zhao Y. Design and Implementation of Class E Power Amplifier with Parallel Circuit for Wireless Power Transfer Systems. IEEE 5th International Electrical Engineering Congress. Pattaya, Thailand: 2017; p. 1-4. Disponible en <https://ieeexplore.ieee.org/document/8075912/>.
11. Dai Z, He S, You F, Peng J, Chen P, Dong L. A New Distributed Parameter Broadband Matching Method for Power Amplifier via Real Frequency Technique. IEEE Journals & Magazine. 2014; 63(2): 449 - 458. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7001681>.
12. Rizo L, Vegas D, Nieves RM, Marante R, Cabria L, García JA. Class-E Amplifier and Rectifier for a Wireless Link with Secure Signal and Simultaneous Power Transmission. IEEE Conference Publication. España: 2016; p. 1-3. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7498820>.
13. Liu X, Pan T, Zhong G. Design of Three-phase Class E Power Amplifier Based on Wireless Power Transmission System. IEEE Conference Publication; 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. China: 2018; p. 2573- 2577. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8398145>.
14. Lotfi A, Ershadi A, Medi A, Hayati M, Kazimierzczuk Marian K, Sekiya H, et al. Outside Nominal Operation Analysis and Design Considerations of Inverse-Class-E Power Amplifier. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. 2018; 6(1): 165 – 174. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8039172>.

15. Sokal N, Sokal A. Class E -A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1975; 10(3):168-176. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1050582>.
16. Popović Z, García JA. Microwave Class-E Power Amplifiers. IEEE Microwave Magazine. 2018; 19(5): 54-66. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8371329>.
17. Chen P, Yang K, Zhang T Maksimović RWEaD. Analysis of Class-E Power Amplifier with Shunt Filter for Any Duty Ratio. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2017; 64(8): 857-861. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7589976>.
18. Liu S, Liu M, Fu M, Ma C, Zhu X. A High-Efficiency Class-E Power Amplifier with Wide-Range Load in WPT Systems. IEEE Conference Publication. China: 2015; p. 1-3. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7140140>.
19. Pozar DM. Microwave Engineering. 4th ed: John Wiley and Sons; 2012. Disponible en: https://radfiz.org.ua/share/s8_DEK/SECONDARY/%E4%C5%D2%D6/%E4%C5%D2%D6/%CE%D7%DE%20%D4%C5%C8%CE%A6%CB%C1/%CC%A6%D4/Pozar.%20Microwave%20Engineering.pdf.
20. Dehqan AR, Toofan S, Floating Bulk Cascode Class-E Power Amplifier. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2018; 66(4): 537 – 541. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8445636>.
21. Beltran RA. Broadband Class-E Power Amplifier Designed by Lumped-element Network Transforms and GaN FETs. 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA: 2015. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7166784>.
22. Tamjid F, Ghahremani A, Richardson M, Fathy AE. A Novel Approach to the Design of a Broadband High Efficiency Class-E Power Amplifier with Over 87% Bandwidth. . IEEE Conference Publication. USA: 2017. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7875564>.
23. Matthaei GL. Tables of Chebyshev Impedance-Transforming Networks of Low-Pass Filter. IEEE. Proceedings of the IEEE. 1964; 52(8) p. 939-963. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1445115>
24. NE3210S01. NEC's SUPER LOW NOISE HJ FET. California (EEUU): California Eastern Laboratories; 2004 Disponible en: <http://www.cel.com/pdf/datasheets/ne3210s1.pdf>.

CONFLICTO DE INTERESES

No existe conflicto de intereses entre el autor, ni con ninguna institución afiliada, ni con ninguna otra institución.

Las opiniones expresadas aquí son únicamente responsabilidad del autor y no representan la posición de la Institución afiliada.

AUTOR

Leonardo Herrera del Cueto, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, ETECSA., La Habana, Cuba. E-mail: lhdelcueto@gmail.com. ORCID: 0000-0003-3284-8818. Los principales temas de investigación están enfocados a la transmisión-recepción eficiente de la energía en las comunicaciones inalámbricas.



Esta revista se publica bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-No Comercial-Sin Derivar 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)