

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**Amplificador de Alta Eficiencia a GaN
HEMT para Operación en Carga Variable**

**(GaN HEMT High Efficiency Amplifier for
Operation under Varying Load Condition)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Soledad Calvo Ureta

Septiembre - 2017

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Soledad Calvo Ureta

Director del PFC: José Ángel García García

Título: “Amplificador de Alta Eficiencia a GaN HEMT para Operación en Carga Variable”

Title: “GaN HEMT High Efficiency Amplifier for Operation under Varying Load Condition”

Presentado a examen el día: 28 de Septiembre de 2017

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Antonio Tazón Puente

Secretario (Apellidos, Nombre): José Ángel García García

Vocal (Apellidos, Nombre): M^a Nieves Ruiz Lavín

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC
(sólo si es distinto del Secretario)

V^o B^o del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera N^o
(a asignar por Secretaría)

Este Proyecto Fin de Carrera ha estado financiado en parte por el Proyecto del Plan Nacional de I+D+i TEC2014-58341-C4-1-R, Soluciones Hardware de Potencia y Radiofrecuencia para Sistemas de Comunicaciones Sostenibles de Próxima Generación y Aplicaciones Derivadas, cofinanciado con fondos FEDER.

Agradecimientos

A mi director de proyecto, José Ángel García, por todo el tiempo que me ha dedicado en este proyecto, por su interés en enseñar y por todo lo que he aprendido junto a él.

Agradecer a Nieves y David su inestimable ayuda recibida a lo largo de todos los meses que ha durado este proyecto.

Sin todos ellos este proyecto no habría sido posible.

ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Importancia del compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisión Inalámbrica.....	2
1.2 Objetivos	3
1.3 Estructura de la Memoria	4
1.4 Referencias	5
2. FUNDAMENTOS DE TRANSMISORES	5
2.1 Transmisor Cartesiano	6
2.2 Transmisor Polar.....	7
2.2.1 Arquitectura del Transmisor Polar	7
2.2.2 Características no lineales del Transmisor Polar	8
2.3 Transmisor Outphasing.....	9
2.3.1. Fundamentos de la modulación Outphasing	10
2.4. Combinador Chireix	11
2.5 Referencias	13
3. FUNDAMENTOS DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA.....	14
3.1 Características de los amplificadores de potencia.....	15
3.1.1 Introducción a los Amplificadores de Potencia.....	15
3.1.1.1 Parámetros significativos de los Amplificadores de Potencia	15
3.1.1.2 Comportamiento No Lineal del Amplificador.....	19
3.2 Clasificación de los amplificadores de potencia	20

3.2.1. Modo Fuente de Corriente Dependiente.....	20
3.2.2. Modo conmutado	23
3.3 Amplificador Clase E	27
3.3.1 Análisis del Circuito Clase E Original	29
3.3.2 Circuito Clase E con Elementos Discretos L-Serie/C-Paralelo	37
3.3.3 Circuito Clase E con Líneas de Transmisión.....	38
3.3.4 Amplificador Clase E Basado en un Dispositivo GaN HEMT	41
3.4 Referencias	43
4. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE ALTA EFICIENCIA OPERACIÓN EN CARGA VARIABLE	44
4.1 Elección, caracterización y simulación del modelo del transistor	45
4.2 Diseño de las redes de entrada y salida del Amplificador	51
4.2.1 Diseño de la red de salida	52
4.2.2 Diseño de la red de adaptación a la entrada	54
4.3 Simulación del Amplificador con la salida adaptada	56
5. IMPLEMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR DE ALTA EFICIENCIA OPERACIÓN EN CARGA VARIABLE.....	59
5.1 Implementación de la red de salida	60
5.2 Implementación de la Red de Entrada	61
5.3 Medidas y caracterización del amplificador	61
5.3.1 Implementación final del amplificador	61
5.3.2 Montaje en el laboratorio	63
5.3.3 Rendimiento en condiciones de carga 50 Ω	63
5.3.4 Rendimiento en condiciones de carga variable	70

6. CONCLUSIONES	74
6.1 Conclusiones.....	75
6.2 Líneas Futuras.....	77
6.3 Referencias	77
ANEXO I.....	78

1. Introducción

1.1 Importancia del compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisión Inalámbrica

El desarrollo de las telecomunicaciones y el crecimiento exponencial del tráfico en redes de comunicaciones móviles que continuará en los próximos años, crea la necesidad de disponer de tasas de transmisión de información cada vez más altas.

Esta necesidad no puede ser cubierta con mayores anchos de banda indefinidamente ya que el espectro radioeléctrico es finito. Esto ha generado el desarrollo de nuevas tecnologías de transmisión como LTE (Long Term Evolution) y su evolución LTE Advanced, identificado comúnmente como 4G. Esta tecnología se caracteriza por una elevada tasa de datos, la utilización de OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), técnicas de MIMO (multiantena) o CoMP (Coordinated Multipoint)

En formatos de mayor eficiencia de ancho de banda, en la modulación lineal, se utilizan amplificadores lineales que permitan la recuperación del mensaje.

Habitualmente se venían utilizando amplificadores Clase A por su linealidad pero cada vez más es necesaria una amplificación mucho más eficiente, necesidad que no puede cubrirse con este tipo de amplificadores. También está tomando gran importancia la eficiencia en potencia, no sólo por el abaratamiento de costes, sino también por movimientos como el denominado "Green Network" que aboga por una mayor eficiencia energética de las redes LTE y un compromiso con la reducción de emisiones de CO₂.

Todas estas necesidades hacen que se enfoquen esfuerzos en la búsqueda y diseño de sistemas de transmisión con el mejor compromiso linealidad – eficiencia posible.

Con arquitecturas basadas en el Transmisor Cartesiano se ha llegado un techo en dicho compromiso, por lo que se están desarrollando arquitecturas basadas en el Transmisor Polar que ofrece resultados mejores en cuanto a este compromiso linealidad – eficiencia.

1.2 Objetivos

El transmisor según la topología outphasing o Chireix constituye una alternativa atractiva para la transmisión inalámbrica de formatos de modulación complejos. Permite satisfacer los estrictos requisitos de linealidad que imponen los estándares modernos de comunicación sin deteriorar necesariamente su eficiencia en el uso de la potencia. Implementado con etapas de amplificación clase E, usualmente muy sensibles a la variación de la carga, se requiere modificar la topología de la red de salida de modo a conseguir la conmutación del dispositivo a tensión cero (ZVS) al variar la misma.

En este proyecto se propone como objetivo el diseño en la banda de 915 MHz de un amplificador capaz de aproximar la condición de conmutación ZVS bajo condición de carga variable, de modo a que permita conseguir un buen perfil de eficiencia en condiciones importantes de back-off en potencia. Dicho amplificador serviría además para el diseño de etapas de rectificación y convertidores DC/DC invariantes a la carga.

El diseño se realizará sobre un transistor GaN HEMT empaquetado, incorporando bobinas y condensadores de alto factor de calidad. El amplificador fabricado será caracterizado en condiciones de carga resistiva variable usando un sintetizador de impedancias de modo a demostrar las bondades de la topología para su uso en esquemas de transmisión de tipo outphasing.

1.3 Estructura de la Memoria

Esta memoria está estructurada en distintos capítulos. En el primero de ellos se hace una presentación de los objetivos de este trabajo, así como una introducción a la situación tecnológica actual por la que se ha pensado en desarrollar el diseño que ocupa este proyecto.

En el segundo capítulo se da una visión general de presentan los conceptos teóricos y tecnologías en cuanto a transmisores.

En el tercer capítulo se describen distintas clases de amplificadores de potencia así como sus principales características haciendo especial mención a los amplificadores Clase E basados en tecnología GaN HEMT.

El cuarto capítulo se centra en el diseño y simulación del amplificador, y en los resultados obtenidos.

En el quinto capítulo se describe la implementación de las redes de entrada y salida, se presentan las medidas realizadas para la caracterización del

amplificador y se presentan los resultados obtenidos de las medidas realizadas a dicho amplificador en condiciones de carga variable.

Por último el sexto capítulo se ocupa en las conclusiones obtenidas de este trabajo, las posibles líneas futuras y la bibliografía utilizada como referencia en todo el proceso.

1.4 Referencias

- J. A. García, J. de Mingo, G. Montoro, L. Cabria, R. Marante, P. García, C. Sánchez, E. Beltran y P. L. Gilabert. "Emerging Wireless Transmitter Architectures". TARGET-2007-11-27-WP232-D-D.2-3.0. November 2007.
- L. R. Kahn. "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration". Proc. IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Julio 1952.
- H. Chireix. "High Power Outphasing Modulation". Proc. IRE, Vol. 23, nº 11, pp. 1370-1392, November 1935.
- Felipe Moreno Díaz, "Amplificador Clase E de Alta Eficiencia en Condiciones de Carga Variable", Trabajo Fin de Grado, Universidad de Cantabria
- Paula Rodríguez Fernández, "Gestión Avanzada de Recursos en Redes LTE: Técnicas CoMP", Trabajo Fin de Grado, Universidad de Cantabr

2. Fundamentos de Transmisores

2.1 Transmisor Cartesiano

En los sistemas de radiocomunicación se emplea la transmisión paso banda para transmitir determinadas frecuencias. Una representación banda base de las señales paso banda es la cartesiana, con componentes en fase y cuadratura, que se utiliza tradicionalmente para transmitir en radiofrecuencia. Este esquema de transmisión que se muestra en la siguiente figura. Tenemos dos señales moduladas, la señal mensaje y la portadora, que se combinan formando la señal a transmitir.

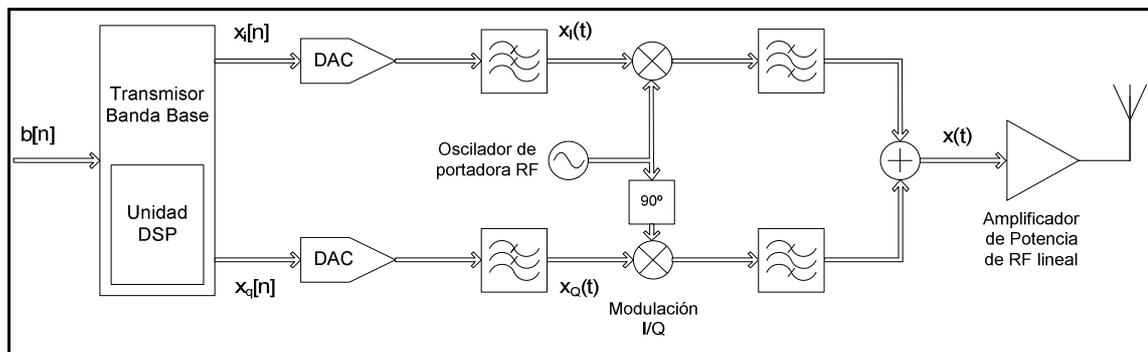


Figura 2.1.1: Arquitectura del transmisor cartesiano

La señal de salida se representa en función de sus componentes en fase y en cuadratura como se indica en la siguiente expresión:

$$x(t) = x_i(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) - x_q(t) \cdot \text{sen}(\omega_c \cdot t)$$

El compromiso linealidad – eficiencia que actualmente es necesario en los sistemas actuales no es lo suficientemente bueno, por lo que para obtener una mejora en este compromiso se desarrollan nuevas implementaciones como la del transmisor polar.

2.2 Transmisor Polar

Las arquitecturas basadas en transmisor polar ofrecen un mejor compromiso linealidad – eficiencia que las arquitecturas basadas en transmisores cartesianos.

2.2.1 Arquitectura del Transmisor Polar

En la siguiente figura vemos el diseño de un transmisor polar basado en la tecnología (EER) Eliminación y Restauración de Envolvente propuesto por Kahn en 1952 integrando mejoras en muestreo de señal.

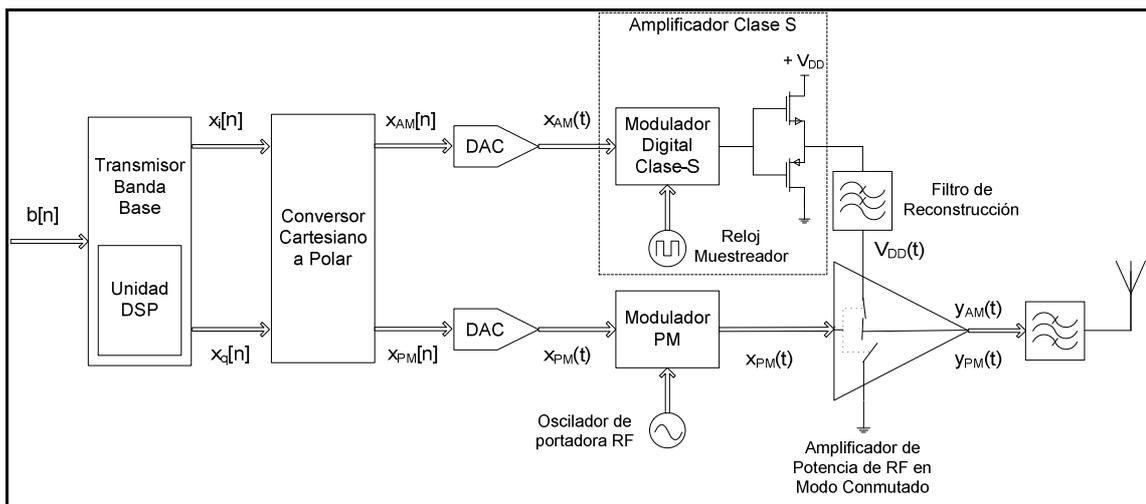


Figura 2.2.1.1: Arquitectura del transmisor polar

La diferencia fundamental respecto a la arquitectura cartesiana es que la señal se modula en función de sus componentes de fase y amplitud. Esto se define en la siguiente ecuación de onda:

$$x(t) = x_{AM}(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + x_{PM}(t))$$

La idea del transmisor polar es sustituir el modulador I/Q del transmisor cartesiano tradicional, por un modulador AM/PM polar. De este modo, se tratan

de forma independiente las componentes de amplitud y fase, $x_{AM}(t)$ y $x_{PM}(t)$, de la envolvente compleja de la señal de comunicaciones, hasta que son combinadas en el amplificador de potencia de RF.

Este amplificador es un dispositivo de conmutación que opera en modo altamente eficiente, como un clase E. Para asegurar un uso óptimo de la potencia, la rama encargada de la modulación AM debe realizar también una amplificación conmutada, como es la clase S, por ejemplo.

La componente de fase se transforma en una señal de envolvente constante $x_{PM}(t)$, que, al no tener variaciones de amplitud, puede servir de excitación del amplificador de potencia de alta eficiencia.

La componente de amplitud $x_{AM}(t)$ atraviesa un amplificador clase S y un filtro de reconstrucción, que la da un cierto retraso, y después modula dinámicamente la tensión de polarización en drenador del amplificador clase E.

La señal de salida contiene entonces información de amplitud y de fase.

2.2.2 Características no lineales del Transmisor Polar

Idealmente, el transmisor polar sería capaz de ofrecer una eficiencia en potencia del 100% estando libre de distorsión pero esta eficiencia se ve reducida por las características no lineales del Transmisor.

Conversión $V_{DD}(t)$ - $y_{AM}(t)$ no lineal.

Modulación parásita $V_{DD}(t)$ - $y_{PM}(t)$.

La distorsión causada en la etapa de modulación es debida a las no linealidades de las características VDD-AM y VDD-PM del amplificador de potencia.

Un amplificador de potencia en modo conmutado tiene una conversión VDD(t)-yAM(t) no lineal, denotada por una ligera compresión de la característica VDD(t)-yAM(t) en niveles altos de VDD.

Además, en niveles bajos de VDD, presenta un fenómeno denominado feedthrough, que se caracteriza por la presencia de nivel de salida de RF cuando la tensión de polarización es nula. Este fenómeno también provoca una modulación parásita VDD(t)-yPM(t).

2.3 Transmisor Outphasing

Se trata también de una arquitectura alternativa al transmisor cartesiano que permite el uso de amplificadores de alta eficiencia.

La técnica del transmisor Outphasing fue propuesta por H. Chireix (4) en 1935, con el fin de mejorar las condiciones de eficiencia y linealidad de los transmisores AM. Posteriormente fue incluido de nuevo en el mundo de la amplificación de potencia para RF con el nombre de LINC (5) (linear amplification using non-linear components), debido a su capacidad de obtener una amplificación lineal utilizando para ello, elementos no lineales.

El concepto original presentado por Chireix, está basado en la codificación de una señal modulada compleja mediante dos señales de envolvente constante, cuya variación de fase, teniendo en cuenta la fase de cada señal y el desfase

entre ambas, contiene la información de amplitud y fase de la señal original, siendo la variación de fase un término común en ambas.

La combinación de las dos señales da como resultado una copia exacta amplificada de la envolvente de la señal original.

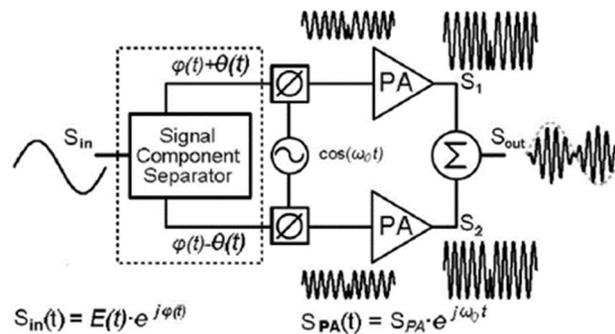


Figura 2.2.1.1: Arquitectura del transmisor polar

2.3.1. Fundamentos de la modulación Outphasing

El principio de modulación outphasing se basa en las siguientes ecuaciones:

$$S_{in}(t) = E(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

$$S_1(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi(t) - \theta(t))$$

$$S_2(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \theta(t))$$

Según este principio, a la frecuencia de portadora ω_0 , la señal de entrada $S_{in}(t)$, con envolvente y fase $E(t)$ y $\varphi(t)$ respectivamente, es proporcional a la suma vectorial de dos señales de amplitud constante ($S_1(t)$ y $S_2(t)$).

Con lo que se obtiene una réplica amplificada S_{out} de la envolvente de la señal original.

$$S_{out}(t) = G \cdot |S_1(t) + S_2(t)| \propto S_{in}$$

Donde G es la ganancia total del transmisor y $S_1(t)$ y $S_2(t)$ las señales moduladas en fase y normalizadas a la salida de cada una de las ramas del transmisor. El ángulo de outphasing se define como:

$$\theta(t) = \arccos(\overline{E(t)}).$$

Indica la variación de fase relativa entre las dos señales.

2.4. Combinador Chireix

En la topología propuesta por Chireix (10), la carga es modulada mediante el control de la fase de las señales a la salida de ambos dispositivos activos.

En un amplificador outphasing con combinadores no aislados, la fase de las componentes de tensión y corriente en la carga está influenciada por ambos dispositivos. Esto implica que las formas de onda de corriente y/o voltaje en los amplificadores de cada rama no estén sujetas a una relación ortogonal, resultando en un deterioro de la eficiencia total del outphasing.

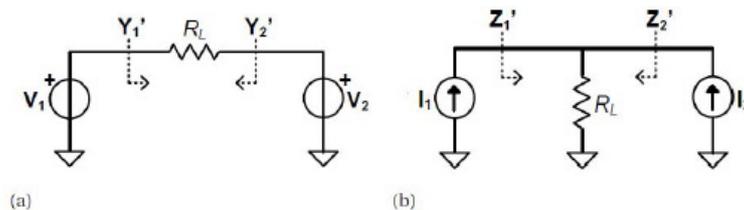


Figura 2.4.1: Combinador Chireix aproximando los amplificadores como fuentes de tensión (a) o de corriente (b)

La solución, que procede del trabajo desarrollado por Chireix, consiste en seleccionar un punto de operación de máxima eficiencia para ambos amplificadores y añadir al combinador dos reactancias de compensación para optimizar la impedancia de carga vista por ambos dispositivos.

En la siguiente figura se representa el combinador Chireix con elementos de compensación para una representación de los amplificadores como fuentes de tensión (a) y como fuentes de corriente (b).

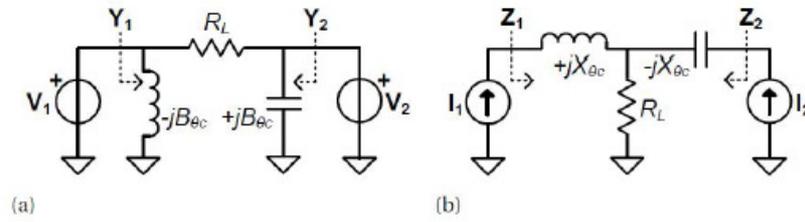


Figura 2.4.2: Representación de un combinador Chireix con elementos de compensación

2.5 Referencias

- L. R. Kahn. "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration". Proc. IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Julio 1952.
- G. Hernández. "Design of RF inverters and DC/DC converters using GAN HEMT"
- I. Kim, J. Kim, J. Moon, J. Kim, B. Kim. "Hybrid EER Transmitter using Highly Efficient Saturated Power Amplifier for 802.16e Mobile WiMAX Application". IEEE MTT-S Microwave Symp. Dig., Boston, USA, pp. 1385-1388, June 2009.
- H. Chireix. "High Power Outphasing Modulation". Proc. IRE, Vol. 23, nº 11, pp. 1370-1392, November 1935.
- D. C. Cox. "Linear Amplification with Nonlinear Components". IEEE Trans. Commun, Vol. COM-23, pp. 1942-1945, December 1974.
- A. L. Benito. "Outphasing transmitter with parallel class E Amplifiers"
- D. C. Cox. "Linear Amplification with Nonlinear Components". IEEE Trans. Commun, Vol. COM-23, pp. 1942-1945, December 1974.
- P. A. Godor, D. J. Perreault y J. L. Dawson. "Outphasing Energy Recovery Amplifier With Resistance Compression for Improved Efficiency". Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 57.
- K. Y. Jheng, Y. J. Chen y A. Y. Wu. "Multilevel linc system designs for power efficiency enhancement of transmitters".
- H. Chireix. "High Power Outphasing Modulation". Proc. IRE, Vol. 23, nº 11, pp. 1370-1392, November 1935.
- Felipe Moreno Díaz, "Amplificador Clase E de Alta Eficiencia en Condiciones de Carga Variable", Trabajo Fin de Grado, Universidad de Cantabria

3. Fundamentos de Amplificadores de Potencia

3.1 Características de los amplificadores de potencia

3.1.1 Introducción a los Amplificadores de Potencia

En la etapa de modulación de un transmisor polar es necesario utilizar un amplificador de potencia de alta eficiencia.

Los amplificadores de potencia proporcionan ganancia tanto en tensión como en corriente. Su principal función es convertir la potencia de DC en potencia de RF y amplificar la señal de RF de entrada, como se muestra en la siguiente figura.

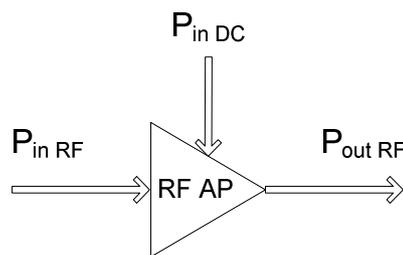


Figura 3.1.1.1: Potencias en un amplificador de potencia de RF

3.1.1.1 Parámetros significativos de los Amplificadores de Potencia

Eficiencia:

- *Eficiencia de drenador (η_D):* La eficiencia en drenador, también conocida como eficiencia de conversión DC-RF, representa en qué medida la potencia de DC se convierte en potencia de salida de RF. Se puede obtener con la siguiente expresión:

$$\eta_D = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}}$$

- *Eficiencia de potencia añadida (PAE)*: Considera además la ganancia del amplificador, definiendo la eficiencia como la diferencia de potencia de RF entre la salida y la entrada dividida entre la potencia de DC:

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{P_{inDC}} = \frac{P_{outRF} \cdot \left(1 - \frac{P_{inRF}}{P_{outRF}}\right)}{P_{inDC}} = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right)$$

$$= \eta_D \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right)$$

Si la ganancia es elevada $PAE \cong \eta$.

Si la ganancia es pequeña, la PAE sería bastante inferior a η .

En condiciones de operación con $G < 1$, la PAE < 0 .

Según el principio de conservación de la energía, la diferencia ($P_{DC} + P_{IN}$) - P_{OUT} tiene que aparecer como potencia eléctrica entregada a la carga en los armónicos o potencia disipada en forma de calor.

$$P_{inRF} + P_{inDC} = P_{outRF} + P_{dis}$$

Según esta ecuación:

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{P_{inDC}} = \frac{P_{inDC} - P_{dis}}{P_{inDC}} = 1 - \frac{P_{dis}}{P_{inDC}}$$

Para maximizar la PAE debemos reducir la potencia disipada. Con ello, la mejora en la eficiencia del amplificador se traduce no solo en disminución del consumo sino también en la relajación de los requisitos de ventilación.

- *Eficiencia total (η)*: Relaciona la potencia total recibida por el amplificador (RF+DC) con la potencia total entregada a la salida. Se expresa de la siguiente manera:

$$\eta = \frac{P_{outRF}}{P_{inRF} + P_{inDC}} = \frac{\eta_D}{\frac{\eta_D}{G} + 1}$$

Linealidad

La linealidad de un amplificador da una idea de la capacidad del dispositivo para reproducir correctamente en la salida la amplitud y la fase de la señal de entrada.

Es decir, el dispositivo es lineal a la frecuencia de trabajo si la amplitud de la señal de salida varía linealmente con la amplitud de la señal de entrada, y además, la diferencia entre la fase de la señal de salida y la de la señal de entrada permanece constante.

Cuando el dispositivo es no lineal, la señal de salida aparece distorsionada: la amplitud de salida se comprime y la fase deja de ser constante.

La linealidad es función de la porción de tiempo que el amplificador permanece en la región de funcionamiento lineal, mostrada en la siguiente figura:

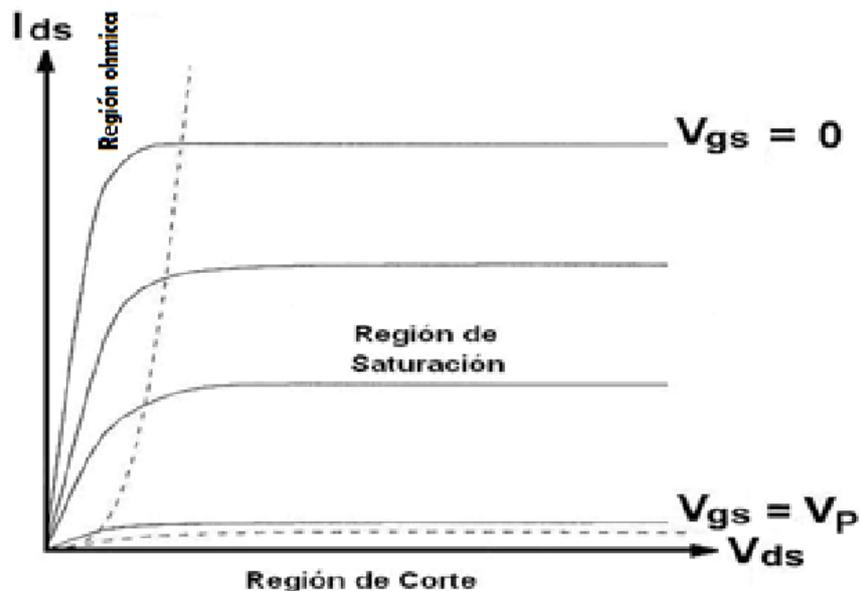


Figura 31.1.1.1: Curvas características I-V de un transistor FET

El funcionamiento lineal del transistor se da operando en la región de saturación. La no linealidad de la amplitud suele provocar mayor distorsión que la variación de fase. El comportamiento no lineal provocado por la compresión de la ganancia se da cuando la amplitud de la señal de entrada al amplificador

es tan grande que satura al dispositivo. La variación de la fase de la señal de salida también es función del grado de saturación. Por lo tanto, la distorsión de la señal es más significativa a medida que el amplificador se aproxima a la zona de funcionamiento en saturación.

En la figura podemos observar la variación de la ganancia de compresión y de la fase en función de la potencia de entrada:

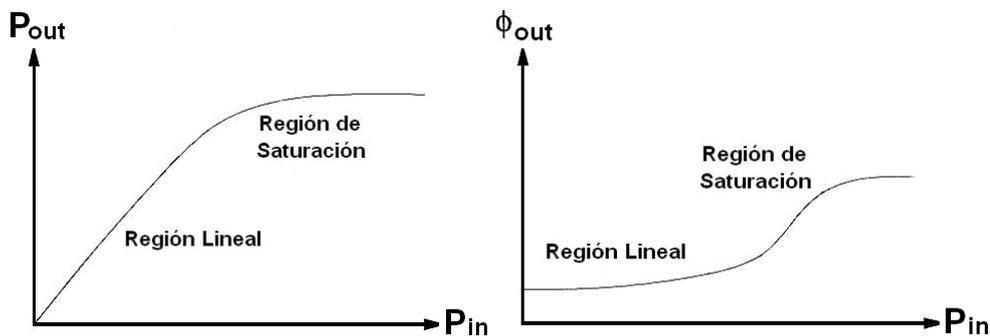


Figura 3.1.1.1.2: *Ganancia de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia*

Para obtener una amplificación lineal, el nivel pico de potencia debe mantenerse dentro de la región lineal del amplificador, y evitar así los efectos no deseados debido a las no linealidades. En consecuencia si se pretende una amplificación lineal, la opción más común consiste en trabajar lejos del punto de compresión y en consecuencia la eficiencia del amplificador de potencia disminuye.

Cuando amplificamos señales de amplitud constante no nos influye la no linealidad del amplificador de potencia. Esto es debido a que la saturación del amplificador es función de la amplitud de la señal de entrada, por lo que, si ésta

se mantiene constante, la saturación también se produce a un nivel constante y la ganancia del amplificador no varía.

3.1.1.2 Comportamiento No Lineal del Amplificador

El amplificador de potencia cuando trabaja en zonas de alta eficiencia energética, es decir, cerca del punto de compresión, se comporta como un dispositivo altamente no lineal. La no linealidad del amplificador de potencia provoca distorsión en la señal de salida.

Un modelo simplificado del amplificador de potencia, sin tener en cuenta efectos de memoria, relaciona la señal de salida con la de entrada a través de un polinomio de grado N como muestra la ecuación siguiente:

$$V_{out}(t) = G_V \cdot V_{in}(t) + k_2 \cdot V_{in}^2 + k_3 \cdot V_{in}^3 + \dots + k_N \cdot V_{in}^N(t)$$

Si consideramos únicamente los tres primeros términos, el primero corresponde al término lineal de ganancia por la entrada. El segundo término es proporcional al cuadrado de la tensión de entrada y provoca la distorsión armónica de segundo orden. El tercer término, que es proporcional al cubo de la tensión de entrada, es la causa de la distorsión de intermodulación o de tercer orden.

En la señal de salida tendremos armónicos y productos de intermodulación no deseados debidos, por ejemplo, a los efectos no lineales de los términos segundo y tercer orden del polinomio. Pueden identificarse componentes en banda y fuera de la banda de frecuencias de la señal original, como la distorsión armónica de 2º y 3º orden y la distorsión de intermodulación de 2º y 3º orden.

La distorsión armónica puede eliminarse mediante filtrado, pero no ocurre así con la distorsión producida por los productos de intermodulación en banda, ya que las frecuencias aparecen demasiado cerca de las frecuencias de la señal.

3.2 Clasificación de los amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia se clasifican en dos modos de operación, atendiendo a cómo se hace operar al dispositivo activo.

- Modo fuente de corriente dependiente: dentro de este modo se encuentran los amplificadores de clase A, B, AB y C
- Modo conmutado: clase D, E y F

3.2.1. Modo Fuente de Corriente Dependiente

Clase A ($2\theta = 360^\circ$)

El transistor se encuentra siempre polarizado en la región de saturación, debido a una inyección de corriente continua en drenador, este actúa como una fuente de corriente controlada por la tensión de entrada.

La señal mantiene al transistor conduciendo durante los 360º del ciclo y las corriente y tensiones presentes en el circuito de salida son una réplica de las señales de entrada.

La ventaja de esta clase, es que proporciona una amplificación más lineal y un mayor factor de ganancia de los amplificadores. Esto se consigue con una tensión V_{GS} por encima de la tensión de threshold del transistor, V_t . Todo esto

permite además su utilización a frecuencias próximas a la máxima de operación del transistor, debido a que no hay armónicos en el proceso de amplificación.

Polarizar el transistor en la zona de saturación tiene como inconveniente, la baja eficiencia debido a una elevada disipación de potencia, incluso sin señal de entrada. En un amplificador de potencia de clase A ideal, la eficiencia máxima que se consigue es del 50%.

Clase B ($2\theta = 180^\circ$)

El transistor se encuentra polarizado en el límite entre la región de saturación y la región de corte. El transistor actúa como una fuente de corriente cuando se le aplica una señal a la entrada.

En esta clase, el transistor conduce durante 1/2 ciclo de señal, es decir, el transistor sólo está conduciendo durante 180°. Cuando no hay excitación a la entrada, no se disipa potencia, a pesar de que opera en condiciones de pequeña señal tal y como lo hace el de clase A. La clase B se consigue con una V_{GS} igual a V_p . Por este motivo, el perfil $i_{DS}(V_{GS})$ tiene una linealidad a tramos.

A diferencia del amplificador clase A, la corriente de polarización es cero cuando no hay conducción, es decir, no hay problema de disipación de energía cuando no hay señal. Además, el amplificador clase B, a diferencia del amplificador clase A, tiene una corriente media de drenador creciente con el aumento de potencia, que a su vez es proporcional a la amplitud de la señal de entrada, por lo cual, la clase B presenta un comportamiento bastante lineal.

En cuanto a las prestaciones, la clase B tiene un pico de eficiencia ideal del 78.5%, pero la ganancia máxima cae 6dB respecto a la clase A.

Un amplificador clase B obtiene valores promedio de eficiencia mucho más altos que el de clase A con señales de comunicaciones con envolvente variable, ya que la eficiencia se degrada de una forma mucho más suave en condiciones de back-off.

Clase AB ($180^\circ < 2\theta < 360^\circ$)

Se trata de un compromiso entre la clase A y la clase B, tanto desde el punto de vista de eficiencia como de ganancia en potencia y linealidad.

Esta clase de amplificador trata de corregir la distorsión de cruce (crossover distorsión), recurriendo al montaje en contrafase mediante el uso de diodos. En este caso el punto de trabajo se encuentra entre algo más de 180° y bastante menos de 360° . Esta situación se da cuando el punto de polarización se encuentra en la zona de saturación, pero, bastante más cerca del de corte, que de la zona lineal. Para esta clase, se tiene una V_{GS} ligeramente mayor que V_t y el punto de polarización se obtiene a una I_{DS} ligeramente mayor que 0.

Tiene un peor rendimiento en comparación a la clase B, debido a que se consume la potencia necesaria para la polarización en reposo. En este caso si se aplica a la entrada una señal sinusoidal, la señal de salida será cero en un intervalo de tiempo inferior a medio período.

Su comportamiento en distorsión es diferente y algo peor que el de clase A, por eso, esta clase de amplificación se utiliza en amplificadores lineales en los que las exigencias de linealidad no son tan duras como las que se requieren en la clase A pura.

Clase C ($2\theta < 180^\circ$)

El dispositivo se polariza por debajo del corte, acoplándose la carga mediante un circuito LC paralelo, sintonizándose a la frecuencia de la señal de entrada. De esta forma, el dispositivo se encuentra en estado de corte la mayor parte del período de dicha señal y amplifica sólo durante pequeños intervalos, por lo que se puede decir que funciona de forma similar a un conmutador.

En esta clase de amplificador la corriente en el punto de polarización es igual a cero, de tal forma que $V_{GS} < V_p$ y conduce durante menos de medio período. Como la clase AB, se trata de amplificadores no lineales, incluso para la frecuencia fundamental, pero esto lleva a una mayor eficiencia, que se sitúa en torno al 90% idealmente, a medida que el ángulo de conducción se aproxima a cero. Esto produce que la ganancia vaya disminuyendo, por lo que la potencia de excitación va aumentando.

3.2.2. Modo conmutado

En el modo fuente de corriente dependiente, explicado en el anterior apartado, el solapamiento entre las formas de onda de corriente y tensión, limita en gran medida la eficiencia. Para conseguir unas mejores prestaciones, en el modo conmutado el dispositivo trabaja en dos estados, estado ON y estado OFF.

Cuando el dispositivo entra en el estado ON, la tensión entre drenador y fuente, $V_{DS}(t)$, se aproxima mucho a cero y la corriente, $i_{DS}(t)$ es elevada. Es entonces cuando aparece la resistencia de conducción R_{ON} , con un valor muy pequeño, por lo que se puede considerar que el transistor se comporta como un cortocircuito, de manera ideal.

En el estado OFF $i_{DS}(t)=0$, mientras que $v_{DS}(t)$ depende de la red conectada entre el drenador y la fuente, así, las formas de onda entre la tensión y la corriente, no se solapan, haciendo que la potencia disipada sea mínima y la eficiencia máxima. Pero la corriente y tensión de drenador y fuente son independientes de la tensión $v_{GS}(t)$, lo que conlleva a una pérdida de la linealidad

La eficiencia teórica de este tipo de amplificadores es del 100%, aunque en la práctica, este valor resulta inalcanzable debido a las pérdidas provocadas por los elementos parásitos y el valor, no ideal y distinto de cero, de la resistencia R_{ON} .

Clase D

En un amplificador clase D, se utilizan dos o más transistores enfrentados en régimen de conmutación actuando idealmente, como un interruptor bipolar. El resultado teórico es una onda cuadrada de tensión, de la cual se selecciona su componente fundamental mediante filtrado.

La señal de entrada es una senoide lo suficientemente fuerte como para provocar la conmutación de un estado a otro.

Las formas de onda de tensión y corriente están completamente desfasadas, de tal forma que sólo circula corriente cuando la tensión en el transistor es nula, y viceversa. Este es el principio básico de funcionamiento en modo conmutado y permitiría, idealmente, conseguir que no existan pérdidas de potencia en el transistor.

Esta clase de amplificador, puede verse como uno de clase B modificado, que opera en gran señal, donde la energía que debía disiparse en el transistor, se almacena en una capacidad y es entregada al circuito de salida.

Los tiempos de conmutación finitos y el valor real distinto de cero de la resistencia en estado ON, hace que las formas de onda se solapen y no se alcance la eficiencia ideal del 100%, aunque se consiguen muy buenos resultados.

Los amplificadores de esta clase, se utilizan generalmente para aplicaciones de audio y en ocasiones en el rango de las microondas.

Dentro de la clase D, se puede distinguir entre Clase D con conmutación en tensión, la original y la descrita hasta ahora, y la Clase D con conmutación de corriente, también denominada Clase D-1. Se trata de una topología dual a la clase D original. Surge por los problemas que tienen los amplificadores clase D originales que hace difícil su fabricación, especialmente a altas frecuencias, como la disponibilidad limitada de los mecanismos adecuados para excitar el conmutador superior o las pérdidas causadas por la capacidad drenador-fuente y la inductancia.

De manera conceptual la clase D-1 es el inverso del amplificador clase D, puesto que las formas de onda de corriente y tensión están cambiadas, de tal forma que la señal de corriente es rectangular y la señal de tensión es media senoide.

En cuanto a prestaciones, alcanza la misma eficiencia teórica que uno de clase D y con una realización más sencilla alcanzando, además, mayor potencia de salida.

Clase E

Surge como solución a los problemas relacionados con la operación e implementación en altas frecuencias de los amplificadores clase D.

Se trata de un circuito resonante en modo conmutado en el que el producto de la tensión y la corriente en el dispositivo conmutador es idealmente nulo en todo momento.

Los amplificadores de esta clase pueden tener una eficiencia que supera el 90% y de manera ideal puede llegar al 100%. Esto se debe a que operan como un conmutador, como ya se ha explicado anteriormente, que evita las pérdidas de potencia mediante la carga y descarga del condensador del que dispone.

El alto valor de eficiencia que consigue, hace que sean ideales para la amplificación de señales RF.

En la siguiente sección se realizará una descripción más detallada de este tipo de amplificador, objeto de este trabajo.

Clase F

Se trata de una clase de amplificador propuesta, en un principio para mejorar la eficiencia de los amplificadores no lineales. Esta topología planteaba el uso de resonadores múltiples a los distintos armónicos, para conformar la tensión $v_{DS}(t)$ y mejorar de esta forma la eficiencia.

En la clase F original, $v_{DS}(t)$ está constituido únicamente por los armónicos impares y el fundamental, presentando una forma de onda cuadrada. Por otra parte $i_{DS}(t)$ sólo tiene los armónicos pares y el fundamental y presenta una forma de onda semi-sinusoidal.

Si fuese posible controlar un número infinito de armónicos, la clase F podría alcanzar una eficiencia teórica del 100%, pero resulta complicado hacer un control de los armónicos superiores al quinto, debido a que introducen pérdidas en los circuitos resonadores y su efecto negativo en la eficiencia del amplificador. Además, como utiliza circuitos resonantes, no está integrada en la red de salida la capacidad de salida del transistor, por este motivo, resulta necesario incorporar una inductancia en paralelo para generar la resonancia.

3.3 Amplificador Clase E

Un amplificador clase E tiene un transistor conmutado conectado a una red de carga pasiva.

En general, todos los amplificadores que trabajan en régimen de saturación, como el clase E, son extremadamente no lineales, y los armónicos generados aparecen en su salida, donde deben ser convenientemente filtrados. En contra partida, el rendimiento de estos amplificadores es muy alto, pudiendo superar el 90%, y en condiciones ideales, un 100%.

Su alta eficiencia se debe a que funciona como un interruptor (conectado a una fuente de corriente constante) que evita las pérdidas de potencia mediante la carga y descarga del condensador del que dispone, alcanzando así mejores valores de eficiencia en alta frecuencia que un clase D.

Actualmente, las topologías clase E están consideradas como la mejor opción en amplificadores de potencia para sistemas inalámbricos.

El descubrimiento del amplificador clase E es relativamente reciente (N.O. Sokal y A.D. Sokal, 1975), pero quedó relegado, hasta que, alrededor de los años 90, el despliegue de la telefonía móvil requirió de amplificadores de altísima eficiencia para economizar batería. Se caracteriza por el empleo de un único dispositivo activo.

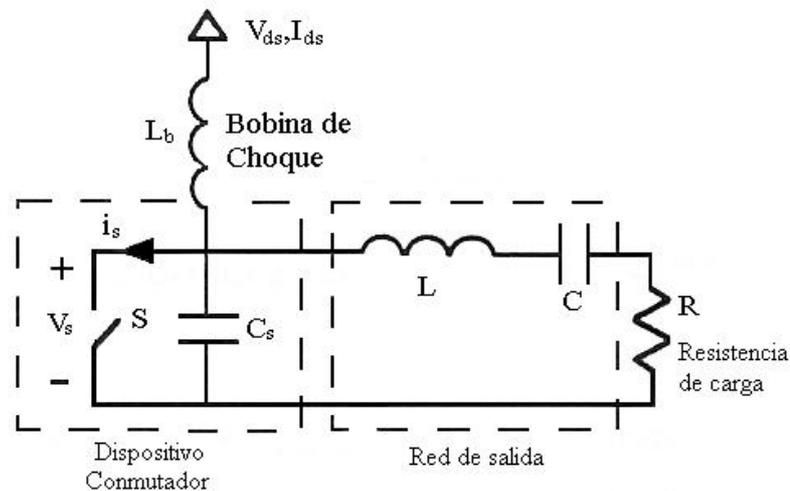


Figura 3.3.1: Circuito de alta eficiencia clase E original

L_b se comportará como una inductancia infinita con el fin de considerar la rama del dispositivo de carga como una fuente de corriente continua.

La red resonante de salida incluía, como principal innovación, una capacidad en paralelo con el dispositivo. Esta capacidad será aportada de manera externa, o bien estará constituida, en parte o completamente por la capacidad parásita de salida del dispositivo. En los amplificadores de clase E la eficiencia teórica alcanzable es del 100%.

Sus ventajas principales son, además de su mayor eficiencia, la mayor fiabilidad, la reducción del tamaño y del peso de los equipos y sobre todo, su diseño predecible y consistente gracias a la existencia de procesos de diseño claros y definidos. Han sido utilizados en algunas estaciones transmisoras y aplicaciones satelitales donde la eficiencia es un aspecto fundamental. Hoy en día se van incorporando con frecuencia a los esquemas transmisores condicionados por la eficiencia.

3.3.1 Análisis del Circuito Clase E Original

Un amplificador de potencia que trabaja con una eficiencia del 75% puede entregar tres veces más potencia que otro que lo haga con un 50% de eficiencia utilizando el mismo dispositivo, si la potencia de salida está limitada por la disipación térmica en los transistores.

El amplificador clase E es un circuito resonante en modo conmutado en el cual el producto de la tensión y la corriente en el dispositivo conmutador es idealmente nulo en todo momento. El transistor actúa como un interruptor, y el circuito que lo acompaña ha de ser debidamente diseñado para procurar un funcionamiento clase E.

En bajas frecuencias, estos circuitos han conseguido eficiencias de hasta el 96%. Idealmente, la eficiencia sólo está limitada por la resistencia de saturación drenador-fuente del transistor, y por las propiedades de sus elementos parásitos. Las reactancias parásitas del elemento activo están incluidas en el diseño del circuito sintonizado por lo que no degradan las prestaciones del amplificador. La capacidad C_s en el circuito mostrado a continuación puede representar la

capacidad de salida intrínseca del transistor, mientras que parte de la inductancia L estaría relacionada con el efecto del empaquetado del transistor.

Para analizar el circuito clase E se realizan varias suposiciones:

El “duty cycle” usado en este análisis es del 50%, por lo que el conmutador está en estado ON durante medio periodo y en estado OFF durante el otro medio. Este valor es el que produce un funcionamiento óptimo.

El dispositivo conmutador tiene una resistencia en estado ON, R_{ON} que idealmente será nula, e infinita en estado OFF, R_{OFF} . En la práctica se debe asegurar que la resistencia ofrecida por el dispositivo cuando se encuentra en abierto sea lo suficientemente alta, y que la resistencia parásita que ofrece cuando se encuentra en corto sea lo más pequeña posible. El condensador C_s , para un diseño de frecuencia máxima, consiste únicamente en la capacidad parásita de salida del transistor, la cual se asumirá como lineal en este análisis. En la práctica, la capacidad C_s es a menudo no lineal, y cambia en función del voltaje aplicado.

La corriente que circula a través de la carga será idealmente sinusoidal a la frecuencia fundamental de trabajo, y la corriente que fluye por la bobina de choque L_b se asume constante (I_{ds}). Se aplica, por tanto, una corriente equivalente a través de la capacidad de conmutación, que se compone de un nivel constante (DC) más una senoide (RF).

La solución exacta de este circuito en el dominio del tiempo, aun asumiendo elementos ideales y C_s lineal, requiere la solución de un sistema de ecuaciones

diferenciales de tercer orden variante en el tiempo pero, con las aproximaciones supuestas anteriormente, se reduce a un sistema de primer orden variante en el tiempo, como muestra la Figura:

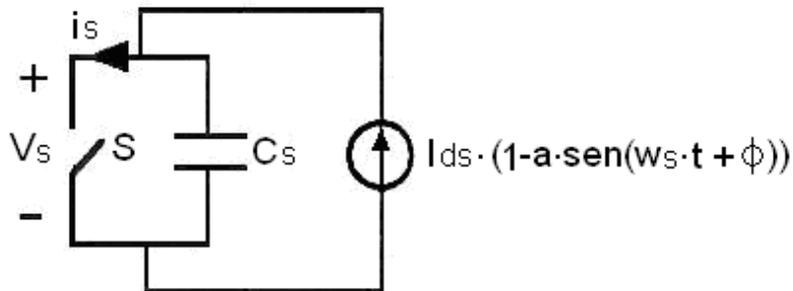


Figura 3.3.1.1: Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga

El conmutador puede estar en estado ON (Cerrado) o en OFF (Abierto). A continuación se analizan los estados que tiene el conmutador:

- *Conmutación de ON (Cerrado) a OFF (Abierto):*

En el instante en que el conmutador pasa a estado ON, la corriente que lo atraviesa es cero, pero en el instante en que conmuta a estado OFF se produce un salto o discontinuidad de la corriente que circula por el conmutador al transferirse la corriente del interruptor a la capacidad en paralelo.

Este salto de intensidad causará pérdidas que aparecerán en cualquier inductancia parásita entre el conmutador y el condensador. En el caso aquí presentado, donde C_s es la capacidad parásita interna de un transistor, esta inductancia está minimizada. Si se utiliza alguna capacidad externa, como es el caso habitual, entonces, cualquier inductancia parásita entre el transistor y la capacidad provoca una pérdida de energía de:

$$Perdidas = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2$$

Que se produce cada periodo de conmutación en la inductancia parásita.

- *Estado ON (Cerrado):*

Cuando el interruptor está cerrado (ON) y suponiendo que la resistencia en conducción R_{ON} es ideal ($R_{ON}=0$), no hay tensión entre sus terminales y una corriente sinusoidal (más una componente de continua) fluye por él.

Por otro lado, suponiendo que su resistencia no es ideal sino que se trata de unas décimas de ohmio tenemos unas pérdidas debido a la disipación de potencia en la resistencia. A estas pérdidas se las denomina pérdidas de conducción.

$$Pérdidas_{conducción} = \frac{1}{2} \cdot I_{DS}^2 \cdot R_{ON}$$

- *Estado OFF (Abierto):*

Cuando el conmutador está en OFF, la corriente sinusoidal continúa circulando, pero ahora lo hace a través de la capacidad en paralelo al interruptor.

$$C_s \cdot \frac{\partial V_s}{\partial t} = I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \sin(\omega_s \cdot t' + \varphi))$$

$$V_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot \int_0^t (1 - a \cdot \sin(\omega_s \cdot t' + \varphi)) \cdot dt'$$

$$V_s(t) = \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a \cdot (\cos(w_s \cdot t + \varphi) - \cos \varphi))$$

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1.862 \tag{3.12}$$

$$\varphi = -\tan^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) \cong -32.48^\circ \tag{3.13}$$

Es necesario recordar que estas constantes son válidas para cualquier circuito clase E de elevado factor de calidad, con una capacidad en paralelo con el conmutador. Ya se saben, por tanto, las tensiones y corrientes en el conmutador:

$$v_s(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s} \cdot ((w_s t - \pi) + a \cdot (\cos(w_s t + \phi) + \cos(\phi))) & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2\pi \end{cases}$$

$$i_s(t) = \begin{cases} I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(w_s t + \phi)) & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2\pi \end{cases}$$

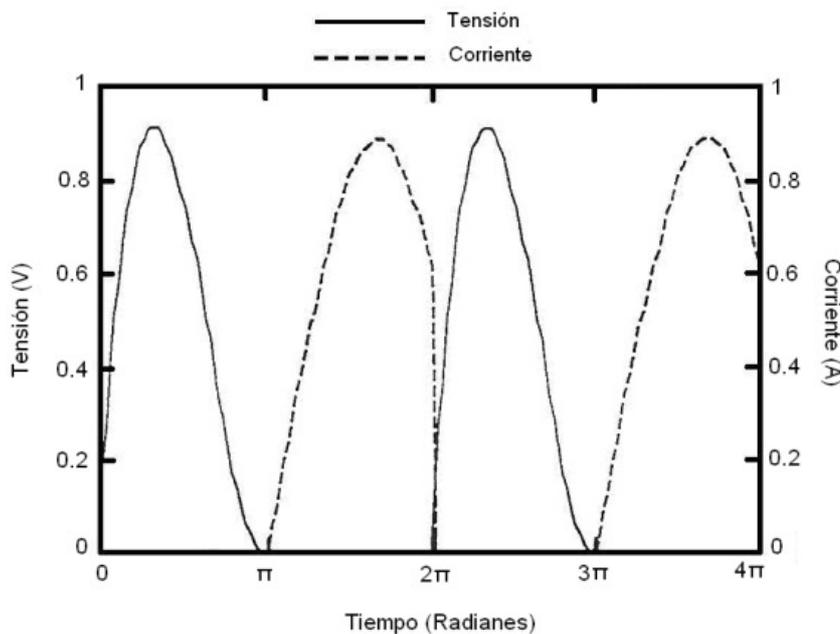


Figura 3.3.1.2: Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E

- *Conmutación de OFF (Abierto) a ON (Cerrado):*

Cuando el conmutador está abierto el condensador se carga y en el momento en que pasa de estado OFF a ON la energía almacenada en el condensador se disipa por la resistencia R_{ON} . Estas pérdidas se denominan pérdidas de conmutación que ocurren siempre que se cierra el circuito, esto ocurre durante un pequeño instante en cada periodo.

$$Pérdidas_{conmutación} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot C_{OUT} \cdot V_{DD}^2$$

Para garantizar un modo de operación clase E es necesario imponer ciertas condiciones de contorno sobre $v_s(t)$, como que el condensador C_s permanezca descargado en los cambios de estado del conmutador, de ON a OFF y viceversa, y procurar transiciones suaves en la forma de onda de la señal.

Estas condiciones para el clase E son:

ZVS (Zero Voltage Switching) [Conmutación a tensión cero]:

$$V_{DS}(t = t_{ON}) = 0$$

ZDS (Zero Derivate Switching) [Conmutación de derivada cero]:

$$\left. \frac{\partial V_{DS}(t)}{\partial t} \right|_{t = t_{ON}} = 0$$

La primera de las dos condiciones evita que el condensador se cortocircuite en los cambios de estado del conmutador y la segunda asegura transiciones suaves en dichos cambios de estado.

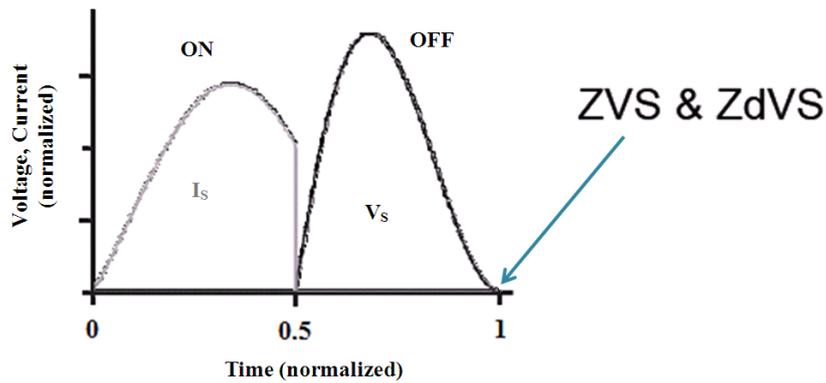


Figura 3.3.1.3: Formas de onda

La forma de onda de la corriente en el estado ON es aproximadamente sinusoidal. Esto se consigue si el factor de calidad del circuito resonante es alto ($Q_L \geq 2.5$).

En cuanto a la tensión en estado OFF queda determinada por la caída en el condensador. Es precisamente con esta capacidad que se consiguen las condiciones de ZVS y ZDS.

Para asegurar un funcionamiento clase E, todo lo que se necesita es obtener una impedancia a la frecuencia fundamental igual a Z_{net1} , y condiciones de circuito abierto a todos los armónicos superiores.

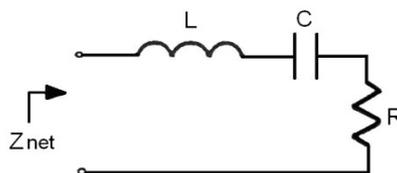


Figura 3.3.1.4: Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF

Esta red satisface la condición de alta impedancia a todas las frecuencias de armónicos superiores a la fundamental, por lo que sólo importa que la impedancia de la red sea la impedancia anterior a la frecuencia fundamental. Es decir, que:

$$Z_{net1} = Z_{net} = j \cdot \omega_s \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} + R$$

Si se iguala esta expresión a la obtenida anteriormente para Z_{net1} , se obtiene una ecuación compleja con dos incógnitas, C_s y C .

$$j \cdot \omega_s \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} + R = \frac{0.28015}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j49.0524^\circ}$$

Igualando las partes reales e imaginarias de ambas expresiones se obtiene:

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot 5.447}$$

$$C = C_s \cdot \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \left(\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}\right)} \right) \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153} \right)$$

Donde Q_L se define como:

$$Q_L = \frac{\omega_s \cdot L}{R}$$

Estas ecuaciones de C_s y C son expuestas de esta forma y comparadas con las ecuaciones originales. La expresión para C_s obtenida aquí es idéntica a la original, mientras que la expresión dada por Sokal para C es:

$$C \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08} \right)$$

Los resultados experimentales son a menudo obtenidos con un valor pequeño de Q_L .

Para diseñar un amplificador clase E utilizando esta topología se deben establecer inicialmente ω_s , L y R . Estos parámetros determinan Q_L . Entonces C_s y C son evaluados utilizando las expresiones anteriores.

Sin embargo, esta topología tiene una utilidad limitada para circuitos de microondas, ya que la frecuencia, la impedancia de carga y la capacidad del conmutador no pueden ser establecidas de forma independiente.

Para un amplificador de microondas saturado, la impedancia de carga es a menudo de 50Ω , y frecuentemente, al iniciar un diseño, ya se parte con un determinado transistor en mente, con una cierta capacidad de salida C_s .

Entonces la frecuencia de operación ω_s queda ya establecida. Para solucionar el problema de no poder establecer estos tres parámetros de forma independiente, se expone a continuación una nueva topología, propuesta para su uso en circuitos de microondas clase E.

3.3.2 Circuito Clase E con Elementos Discretos L-Serie/C-Paralelo

El circuito clase E con elementos discretos L-serie/C-paralelo se muestra a continuación en la Figura:

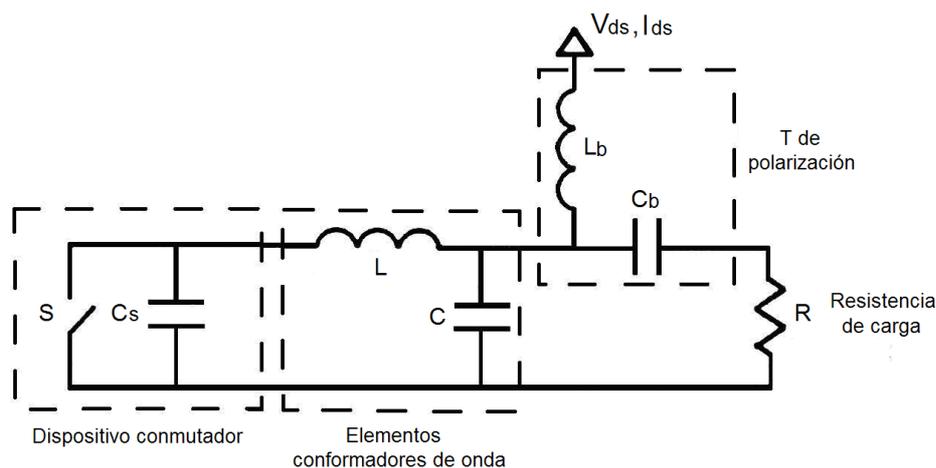


Figura 3.3.2.1: Circuito clase E con elementos discretos L-serie/C-paralelo

L_b y C_b actúan como T de polarización, pero se asume que no afectan al comportamiento del circuito en RF de forma apreciable. A la frecuencia de conmutación, sólo L, C y R contribuyen a la impedancia, Z_{net} , de RF vista por el condensador conmutado, como se ve en la Figura:

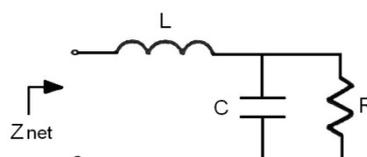


Figura 3.3.2.2: Red de carga externa del circuito clase E vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de operación

$$Z_{net1} = Z_{net} = j \cdot \omega_s \cdot L + \frac{R}{1 + j \cdot \omega_s \cdot C \cdot R}$$

Además, la impedancia de la red de carga deseada a la frecuencia de conmutación viene dada por la expresión:

$$Z_{net1} = \frac{K_0}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j\theta_0}$$

$$K_0 = \omega_s \cdot C_s \cdot \frac{a_0}{a} \cong 0.28015$$

$$\theta_0 = \varphi_0 - \varphi \cong 49.0524^\circ$$

Si se igualan las expresiones de Z_{net1} se obtiene una ecuación compleja con dos incógnitas, L y C. Igualando partes reales e imaginarias se obtienen sus valores:

$$L = \frac{K_0}{\omega_s^2 \cdot C_s} \cdot \left(\sin(\theta_0) + \cos(\theta_0) \cdot \sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos(\theta_0)} - 1} \right)$$

$$C = \frac{1}{\omega_s \cdot R} \cdot \sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos(\theta_0)} - 1}$$

En esta topología, la resistencia de carga, la frecuencia de operación y la capacidad del conmutador pueden ser establecidas de forma independiente, a diferencia del circuito original clase E analizado anteriormente.

Sin embargo, en frecuencias milimétricas y de microondas, las líneas de transmisión son preferidas a menudo frente a los elementos discretos, debido a que estos últimos tienen mayores pérdidas y son más difíciles de fabricar.

3.3.3 Circuito Clase E con Líneas de Transmisión

Se propone una topología del circuito clase E con líneas de transmisión serie/paralelo, tal y como se muestra en la Figura.

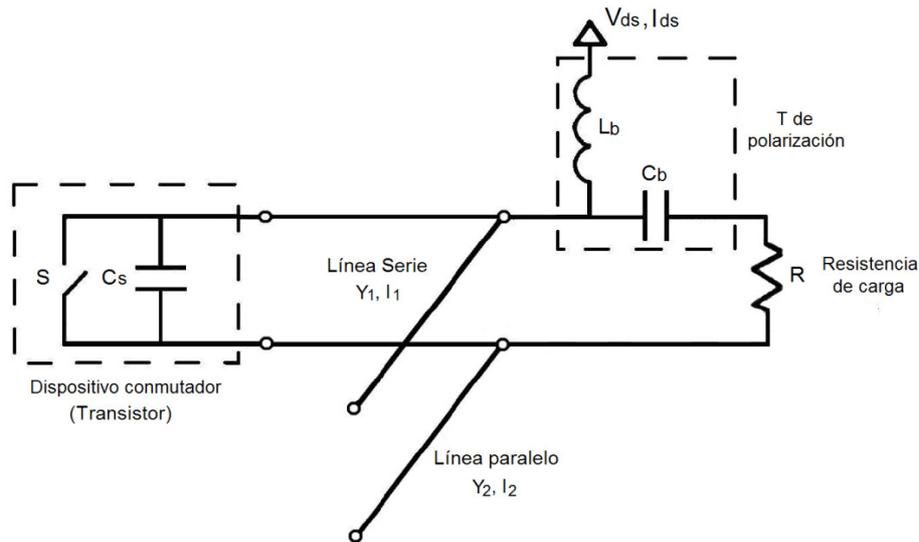


Figura 3.3.3.1: Circuito clase E con líneas de transmisión serie/paralelo

Como anteriormente, L_b y C_b actúan como una T de polarización, pero se asumirá que no afectan al comportamiento del circuito en RF de forma significativa.

Las líneas de transmisión pueden ser microstrip, guía de onda coplanar o cualquier otro medio guiado. El funcionamiento de este circuito es similar al equivalente con elementos discretos presentado anteriormente. Se asume que los tramos de línea tienen longitudes comprendidas entre 0° y 90° , por lo tanto, la línea acabada en circuito abierto colocada en paralelo actúa como un condensador a la frecuencia de conmutación, mientras que el tramo en serie se comporta de forma inductiva.

$$|Z_{net1}| \ll R$$

$$\frac{0.281}{\omega_s \cdot C_s} \ll R$$

Mediante un análisis de primer orden se tratará de que las líneas de transmisión serie/paralelo transformen la impedancia de salida del transistor en gran señal en R (generalmente 50Ω). Sin embargo, para conseguir la máxima eficiencia, se aplicarán las condiciones de la clase E (se utilizarán admitancias por simplicidad):

$$Y_{net1} = \frac{\omega_s \cdot C_s}{K_0} \cdot e^{-j\theta_0}$$

Donde K_0 y θ_0 fueron obtenidas anteriormente.

Una vez más, a frecuencias de RF, la T de polarización no contribuye a la impedancia de la red de carga. La sección en paralelo de línea de transmisión se comporta de forma capacitiva a la frecuencia de conmutación, y puede ser reemplazada por una capacidad equivalente C (su longitud es menor de 90°). El circuito modificado se muestra en la Figura:

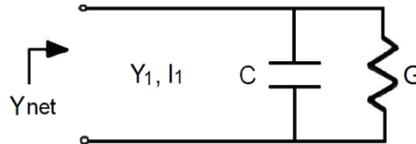


Figura 3.3.3.2: Red de carga para el circuito clase E con líneas de transmisión serie/paralelo, a la frecuencia de trabajo

A la frecuencia de trabajo:

$$Y_{net1} = Y_1 \cdot \frac{G + j \cdot \omega_s \cdot C \cdot j \cdot Y_1 \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)}{Y_1 - \omega_s \cdot C \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1) + j \cdot G \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)}$$

Igualando las partes reales e imaginarias de las dos expresiones para Y_{net1} , se obtienen dos ecuaciones para las dos incógnitas C y $\text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)$:

Parte real:

$$\omega_s \cdot C_s \cdot \cos(\theta_0) \cdot [(Y_1 - \omega_s \cdot C \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1))^2 + (G \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1))^2] - K_0 \cdot Y_1 \cdot [G \cdot (Y_1 - \omega_s \cdot C \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)) + G \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1) \cdot (\omega_s \cdot C + Y_1 \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1))] = 0$$

Parte imaginaria:

$$\omega_s \cdot C_s \cdot \text{sen}(\theta_0) \cdot [(Y_1 - \omega_s \cdot C \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1))^2 + (G \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1))^2] + K_0 \cdot Y_1 \cdot [(\omega_s \cdot C + Y_1 \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)) \cdot (Y_1 - \omega_s \cdot C \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)) - G^2 \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)] = 0$$

Estas dos ecuaciones deben ser resueltas numéricamente. Para realizar el cálculo se toman como valores iniciales:

$$C = C_s$$

$$\text{tg}(\beta_1 \cdot l_1) = 1$$

Ya que C y C_s son del mismo orden de magnitud, y la línea de transmisión serie está entre los 0° y 90° de longitud y, tomando $\text{tg}(\beta_1 \cdot l_1) = 1$, se parte de una longitud inicial de 45° .

Tras obtener C y $\text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)$, la longitud eléctrica de las líneas de transmisión puede ser determinada:

$$0^\circ < \beta_1 \cdot l_1 < 90^\circ$$

$$\beta_1 \cdot l_1 = \text{tg}^{-1}(\text{tg}(\beta_1 \cdot l_1))$$

$$0^\circ < \beta_2 \cdot l_2 < 90^\circ$$

$$\beta_2 \cdot l_2 = \text{tg}^{-1}(\text{tg}(\beta_2 \cdot l_2))$$

Las líneas de transmisión l_1 y l_2 son determinadas usualmente utilizando técnicas experimentales o simulaciones de balance armónico. Las fórmulas de diseño aquí presentadas proporcionan una máxima eficiencia de salida con un análisis de primer orden para un transistor de microondas, y conducen al modo de operación de alta eficiencia en amplificación de microondas.

Para la mayoría de los casos prácticos, cuando l_1 y l_2 están razonablemente cerca de 45° , la impedancia de la red de carga es elevada a la frecuencia del segundo armónico.

También es posible ajustar las impedancias características de las líneas de transmisión para que sus longitudes sean exactamente de 45° a la frecuencia fundamental de operación.

3.3.4 Amplificador Clase E Basado en un Dispositivo GaN HEMT

Los transistores de Nitruro de Galio (GaN) se caracterizan por la combinación de un GAP alto, un campo eléctrico crítico mayor, una constante dieléctrica baja, una alta movilidad de electrones y una alta conductividad térmica. Estas características garantizan obtener frecuencias de operación más altas, un buen comportamiento del sistema a alta potencia, alcanzar tensiones de rupturas más altas y una mejor disipación del calor.

En concreto, el transistor utilizado es el modelo CGH35030 de CREE. Este fabricante es el principal proveedor de dispositivos y obleas de carburo de silicio (SiC) y de Nitruro de Galio (GaN) para comunicaciones inalámbricas. Las aplicaciones típicas de estos materiales incluyen:

- Amplificadores de banda ancha
- Infraestructura celular
- Amplificadores clase A, clase AB. Conveniente con OFDM, WCDMA

Los dispositivos inalámbricos CREE son especialmente recomendables para comunicaciones de alta potencia por el material que utiliza el fabricante (SiC).

3.4 Referencias

- S. C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 2^aed.
- N. O. Sokal y A. D. Sokal. "Class E, A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers". IEEE J. Solid-State Circ, Vol. Sc-10, n^o 16, pp.168-176, June 1975.
- M. Kazimierczuk y X. T. BUI. "Class-E Amplifier with an Inductive Impedance Inverter". IEEE Transactions On Industrial Electronics. Vol. 37. N^o 2. April 1990.
- M. Acar, A. J. Annema y B. Nauta. "Generalized Design Equations for Class-E Power Amplifiers with Finite DC Feed Inductance". Microwave Conferense, 2006. 36tg European, pp.2706-2717, December 2007.
- A. A. M. Acar y B. Nauta. "Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers". Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, Vol.54, n^o 12, pp. 2706-2717, December 2007.
- Felipe Moreno Díaz, "Amplificador Clase E de Alta Eficiencia en Condiciones de Carga Variable", Trabajo Fin de Grado, Universidad de Cantabria

4. Diseño del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

Teniendo en cuenta la teoría referente a los amplificadores de potencia, realizamos el diseño del Amplificador de Alta Eficiencia para Operación en Carga Variable.

Para ello utilizamos el modelo del transistor CGH35030 de Nitruro de Galio (GaN HEMT) del proveedor Wolfspeed (Cree). Llevamos a cabo varias simulaciones con el software AWR.

4.1 Elección, caracterización y simulación del modelo del transistor

Para la realización del diseño y la simulación del mismo, es necesario aproximar el comportamiento del transistor mediante un modelo sencillo, con el que se obtienen las condiciones de trabajo óptimas del mismo para poder conseguir su rendimiento máximo y de esta manera realizar un estudio lo más cercano a la realidad.

En este caso, se ha utilizado el modelo facilitado por el fabricante. Como se ha indicado anteriormente se ha utilizado el modelo CGH35030 de Cree

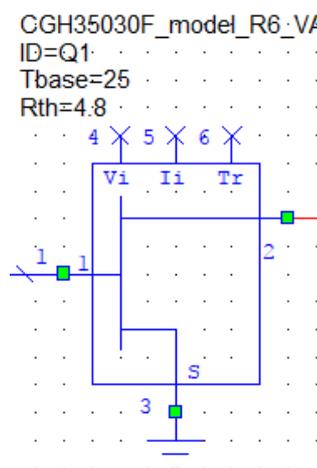


Figura 4.1.1: Taransistor modelo CGH35030 de Cree

Los parámetros definidos para el transistor son:

$$\text{Frec}=\{0.902\text{e}9,0.915\text{e}9,0.928\text{e}9\}$$

$$w=2*_PI*\text{Frec}$$

$$\text{Bout} = \text{S22_OFF_915MHz:Im(YIN(2))}$$

$$\text{Cout}=\text{Bout}/w$$

$$\text{Znom}=0.1836/(w*\text{Cout})+j*0.2116/(w*\text{Cout})$$

$$\text{CRnom}=(\text{Znom}-50)/(\text{Znom}+50)$$

Ecuaciones del Amplificador:

Clase Eo Teórico

$$\text{VDD} = \text{Eo_Teo_LP.AP_HB:Re(Vcomp(DCVS.V1,0))}$$

$$\text{IDD} = \text{Eo_Teo_LP.AP_HB:Re(Icomp(I_METER.AMP1,0))}$$

$$\text{PDC}=\text{VDD}*\text{IDD}$$

$$\text{RDC}=\text{VDD}/\text{IDD}$$

$$\text{Pout} = \text{Eo_Teo_LP.AP_HB:|Pcomp(PORT_2,1)|}$$

$$\text{PoutdBm}=10*\log_{10}(\text{Pout})+30$$

$$\text{Eff}=100*\text{Pout}/\text{PDC}$$

Clase Eo Red Salida

$$\text{VDD_RS} = \text{Eo_RedSalida.AP_HB:Re(Vcomp(DCVS.V1,0))}[T,X]$$

$$\text{IDD_RS} = \text{Eo_RedSalida.AP_HB:Re(Icomp(I_METER.AMP1,0))}[T,X]$$

$$\text{PDC_RS}=\text{VDD_RS}*\text{IDD_RS}$$

$$\text{RDC_RS}=\text{VDD_RS}/\text{IDD_RS}$$

$$\text{Pout_RS} = \text{Eo_RedSalida.AP_HB:|Pcomp(PORT_2,1)|}[T,X]$$

$$\text{PoutdBm_RS}=10*\log_{10}(\text{Pout_RS})+30$$

$$\text{PoutdBmmax_RS}=\text{amax}(\text{PoutdBm_RS})$$

$$\text{BOdB_RS}=\text{PoutdBmmax_RS}-\text{PoutdBm_RS}$$

$$\text{Eff_RS}=100*\text{Pout_RS}/\text{PDC_RS}$$

$$\text{Eff_BO_RS}=\text{plot_vs}(\text{Eff_RS},\text{BOdB_RS})$$

Obtenemos las curvas IV del transistor:

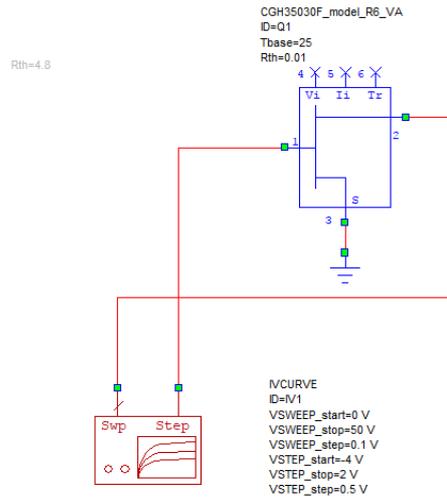


Figura 4.1.2: Circuito para obtener las curvas IV del transistor

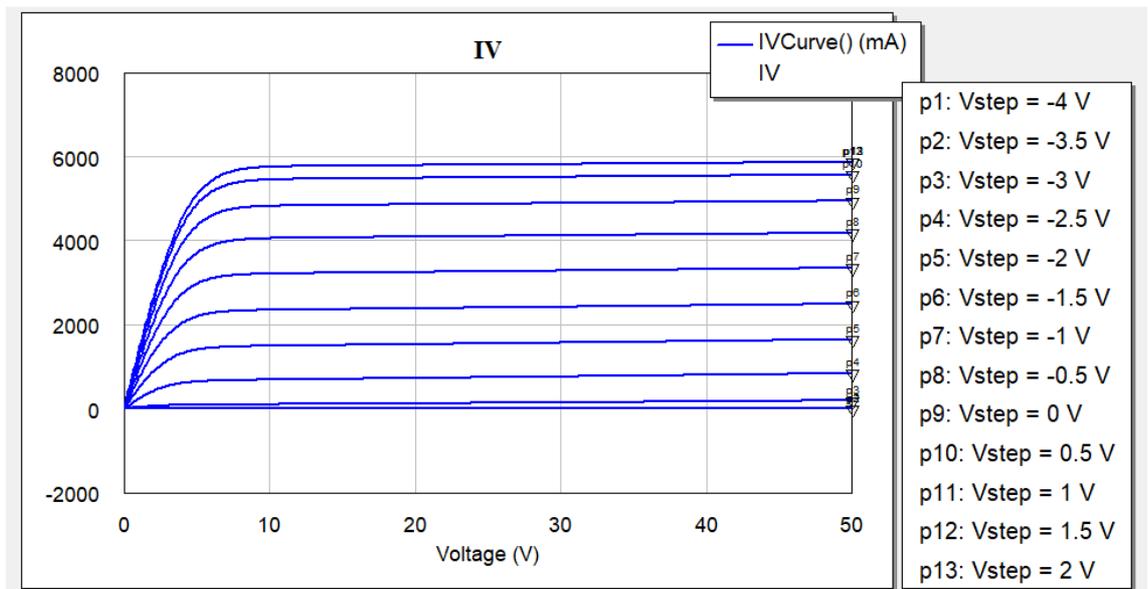


Figura 4.1.3: Curvas IV del transistor

Para extraer la R_{off} y el C_{out} se configura el transistor a estado OFF (abierto), es decir, $V_{ds} = 28$ V y V_{gs} tiene que ser lo más alta posible antes de tener un incremento de la conductancia de salida.

4. Diseño del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

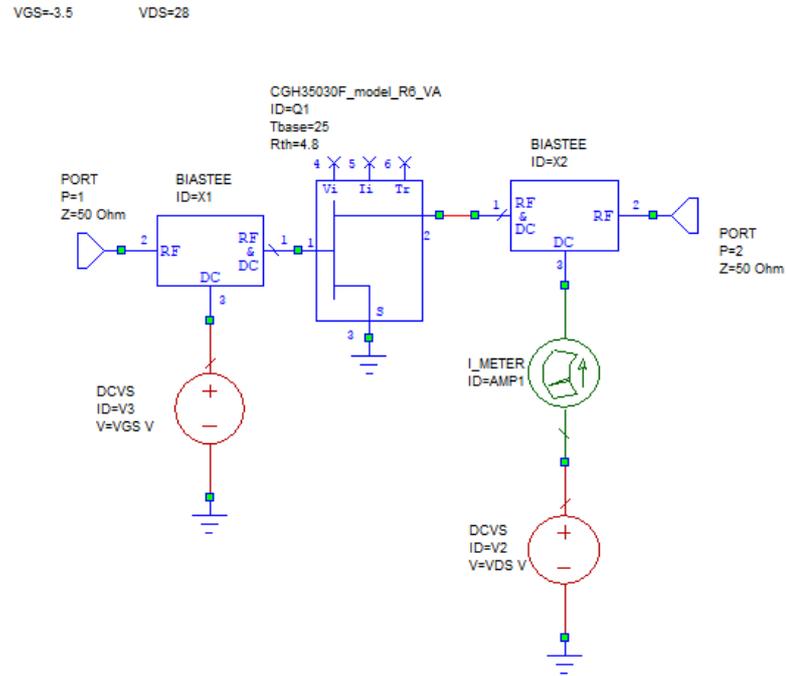


Figura 4.1.4: Circuito simulado para obtener S22

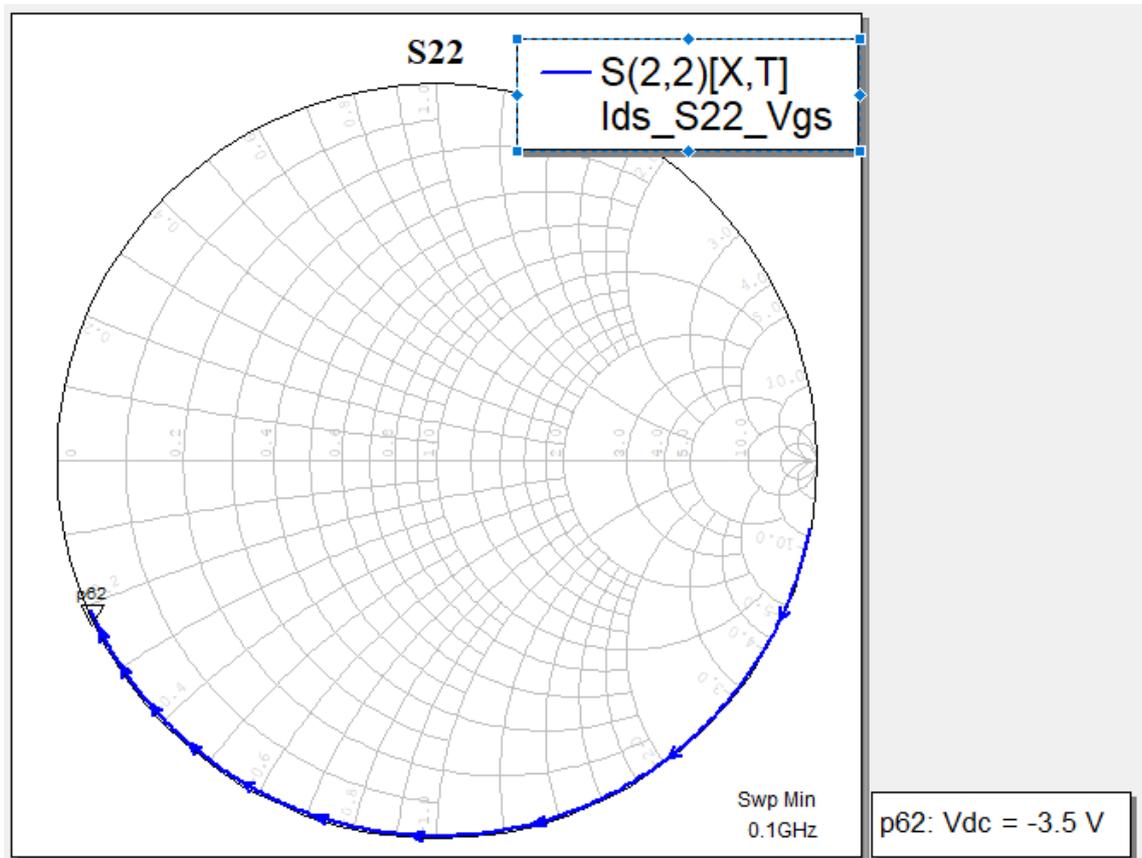


Figura 4.1.5: Parámetro S22 obtenido

Debemos escoger la tensión de polarización VGS. Se necesita la tensión más alta posible a la que el transistor no conduce por lo que el valor que se selecciona según las simulaciones en el modelo del transistor es de -3,5 V. A partir de este valor en la gráfica anterior se observa como la traza azul se desvía hacia el interior del gráfico. Con esto conseguimos conmutar el transistor a ON con la mínima potencia posible.

Con S22 tenemos la admitancia. A partir de ésta calculamos los valores de Cout y de la Roff.

$$S22 \rightarrow Y_{out}$$

$$B_{out} = \text{Im}ag(Y_{out}) \rightarrow C_{out} = \frac{B_{out}}{2\pi f}$$

$$G_{out} = \text{Re}al(Y_{out}) \rightarrow R_{off} = \frac{1}{G_{out}}$$

Puede obtenerse la Zopt de la siguiente ecuación:

$$Z_{opt}(w) = 0,28/(\omega \cdot C_{out}) \cdot e^{(j \cdot 49^\circ)}$$

Para calcular Ron podemos hacer 2 estimaciones:

1 - S22 para Vgs y Vds iguales a cero.

Con S22 tenemos la impedancia de salida, cuya parte real es Ron.

$$S22 \rightarrow Z_{out}$$

$$R_{on} = \text{Re}al(Z_{out})$$

2 - La pendiente ($m=1/R_{on}$) de las curvas I/V del transistor a tensiones Vds próximas a cero, es decir, en la zona lineal y valores altos de Vgs.

4. Diseño del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

En el siguiente cuadro vemos los valores obtenidos en la simulación:

Frequency (GHz)	Re(Eqn(Cout)) Parámetros_Transistor	Eqn(Znom) Parámetros_Transistor Unitless data (Real)	Eqn(Znom) Parámetros_Transistor Unitless data (Imag)	Eqn(CRnom) Parámetros_Transistor	Ang(Eqn(CRnom)) (Deg) Parámetros_Transistor
0.902	2.9937e-012	10.821	12.472	0.66223	150.75
0.915	2.997e-012	10.656	12.281	0.666	151.22
0.928	3.0004e-012	10.495	12.095	0.66971	151.67

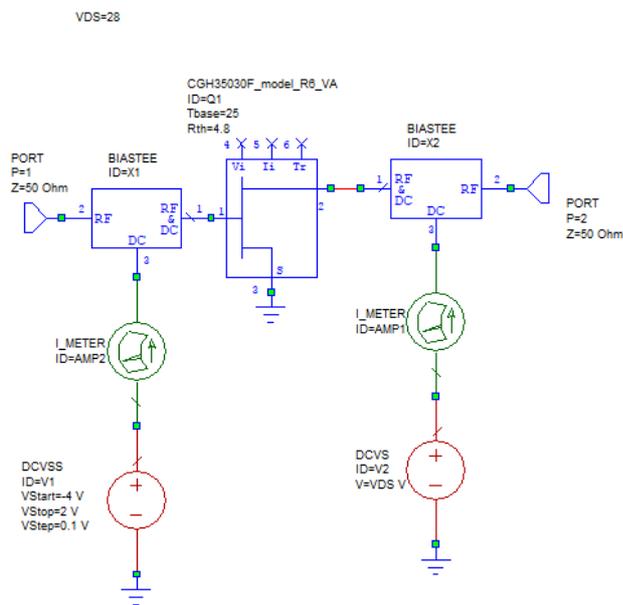


Figura 4.1.6: Esquema para la obtención de Ids_Vgs

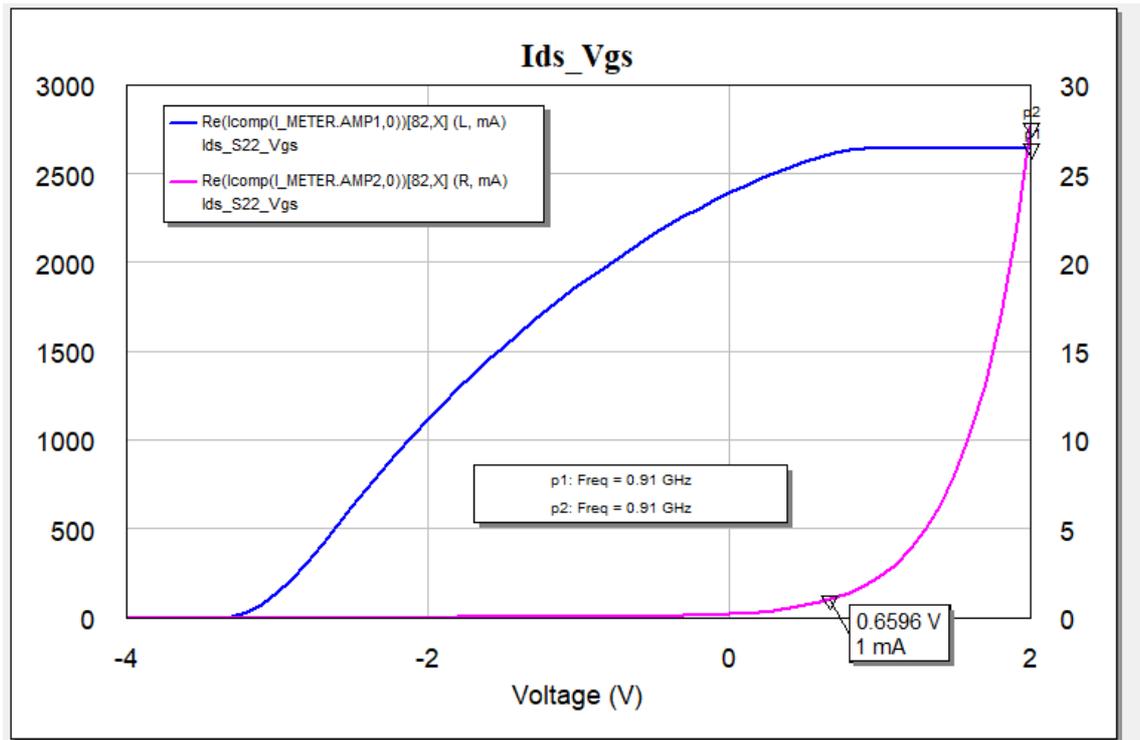


Figura 4.1.7: I_{DS} vs V_{GS} a 915MHz

4.2 Diseño de las redes de entrada y salida del Amplificador

Una vez caracterizado el transistor que se va a emplear, nos disponemos a realizar el diseño del amplificador clase E. Es necesario diseñar las redes de entrada y salida que simularemos antes de la implementación.

Las redes que se obtengan de estas simulaciones pueden variar en la implementación física para ajustar más aún los resultados a los deseados.

Los valores de tensión se van a realizar las simulaciones son los siguientes:

Se desea un valor de V_{DD} lo más alto posible sin que V_{DS} supere la tensión de ruptura del transistor que es de 120V. A partir de la siguiente ecuación

$$V_{DS(máx)} = 3,562 \cdot V_{DS}$$

Se obtiene un valor de aproximadamente unos 35 V. La tensión de drenador no puede superar este valor, por lo que se toman $V_{DS} = 28V$

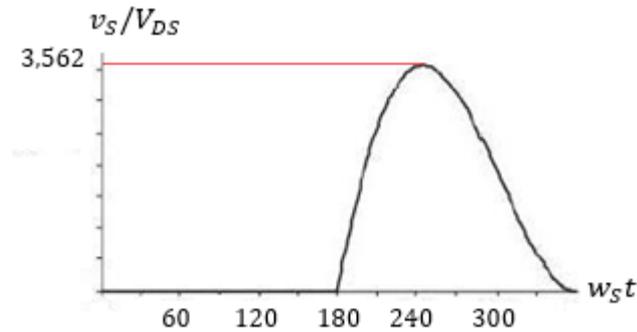


Figura 4.2.1: Forma de onda de tensión durante un período completo

4.2.1 Diseño de la red de salida

El diseño de la red de salida tiene como finalidad obtener una impedancia lo más próxima posible a la impedancia nominal a la frecuencia de diseño, en nuestro caso 915 MHz, armónico fundamental. A su vez debe cumplir que en condiciones de carga variable se obtenga una potencia de salida que varíe lo más linealmente posible y con máxima eficiencia. También se necesita obtener el segundo y tercer armónico cerca de circuito abierto.

4. Diseño del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

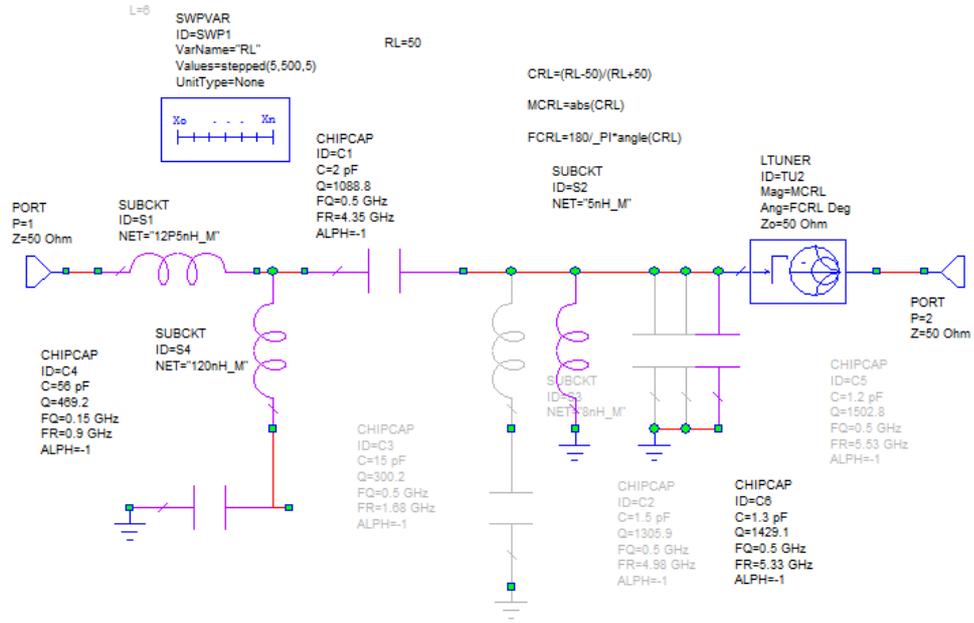
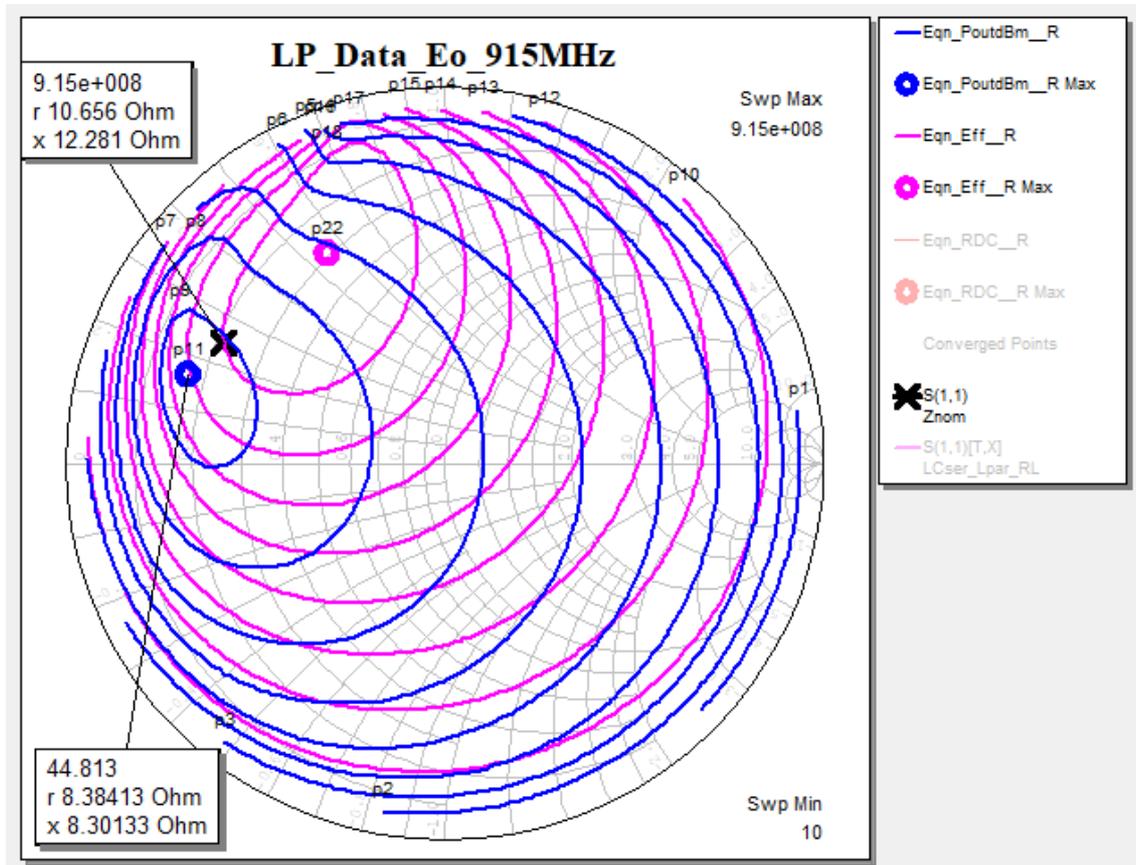


Figura 4.2.1.1: Esquema de la red de salida

A continuación realizamos la simulación load pull:



p1: Eqn_PoutdBm__R = 28
p2: Eqn_PoutdBm__R = 30
p3: Eqn_PoutdBm__R = 32
p4: Eqn_PoutdBm__R = 34
p5: Eqn_PoutdBm__R = 36
p6: Eqn_PoutdBm__R = 38
p7: Eqn_PoutdBm__R = 40
p8: Eqn_PoutdBm__R = 42
p9: Eqn_PoutdBm__R = 44
p10: Eqn_Eff__R = 10
p12: Eqn_Eff__R = 20
p13: Eqn_Eff__R = 30
p14: Eqn_Eff__R = 40
p15: Eqn_Eff__R = 50
p16: Eqn_Eff__R = 60
p17: Eqn_Eff__R = 70
p18: Eqn_Eff__R = 80
p11: Eqn_PoutdBm__R = 44.813
p22: Eqn_Eff__R = 89.658

Figura 4.2.1.2: Resultados load pull

En azul podemos ver las curvas de la potencia de salida y rosa los círculos de eficiencia. Vemos la variación de la eficiencia en función de la impedancia.

También obtenemos la impedancia nominal Z_{nom} a la frecuencia de 915 MHz. El valor es el siguiente: $Z_{nom}=10.656+j\cdot 12.281 \Omega$

4.2.2 Diseño de la red de adaptación a la entrada

El siguiente paso es diseñar la red de entrada del amplificador con lo que se pretende obtener una mayor transferencia de potencia y por lo tanto un mayor PAE. La mayor transferencia de potencia y por lo tanto la adaptación a la entrada se consigue siendo la impedancia a la salida de la fuente y la impedancia de entrada de la carga complejas conjugadas. Se diseña un circuito con la topología

mostrada en la siguiente figura, pero no se simulará en este momento. La entrada se adaptará en la fase de implementación del amplificador.

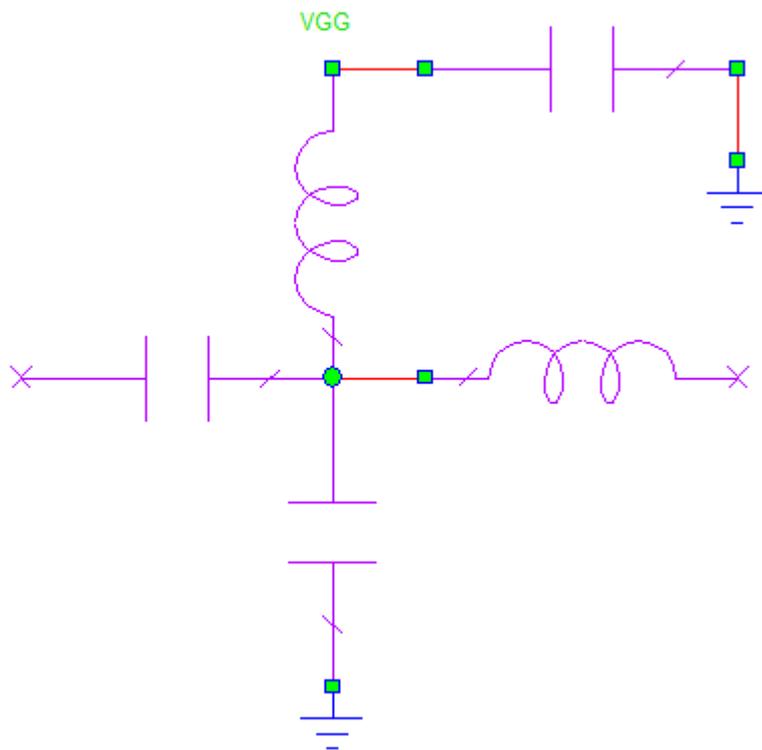


Figura 4.2.2.1: Esquema de la red de adaptación a la entrada

4.3 Simulación del Amplificador con la salida adaptada

A continuación se realiza la simulación del amplificador topología que incluye la adaptación a la salida.

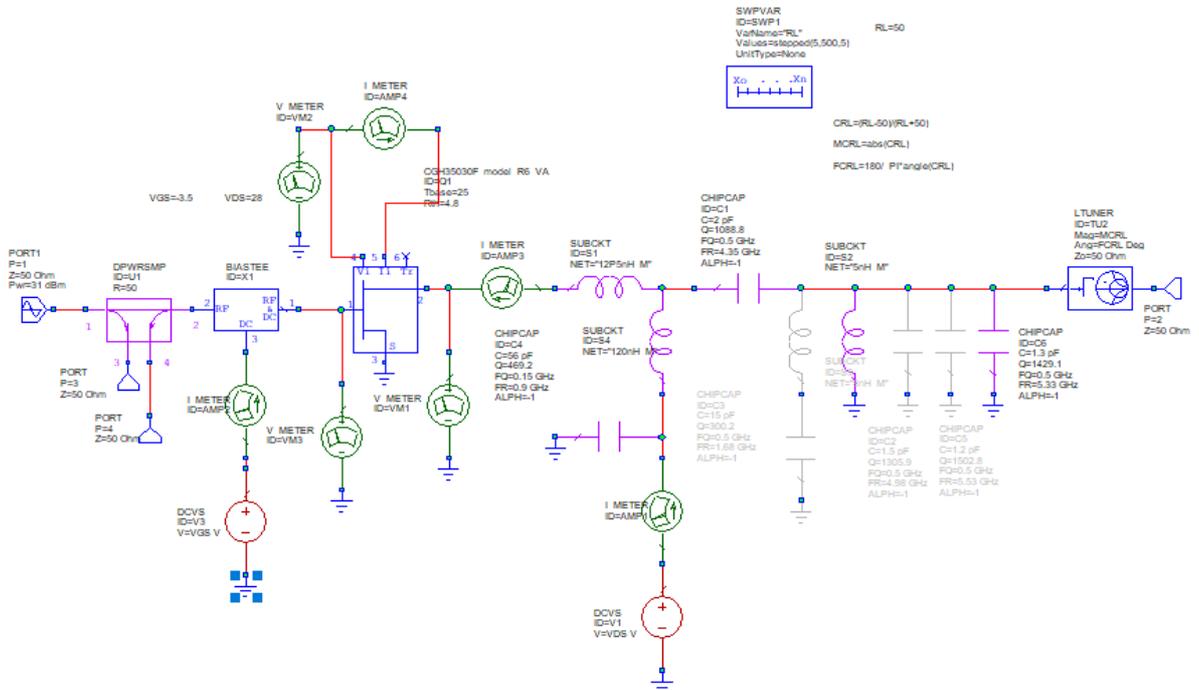


Figura 4.3.1: Esquema para la simulación del amplificador adaptado a la salida.

4. Diseño del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

Estos son los resultados obtenidos:

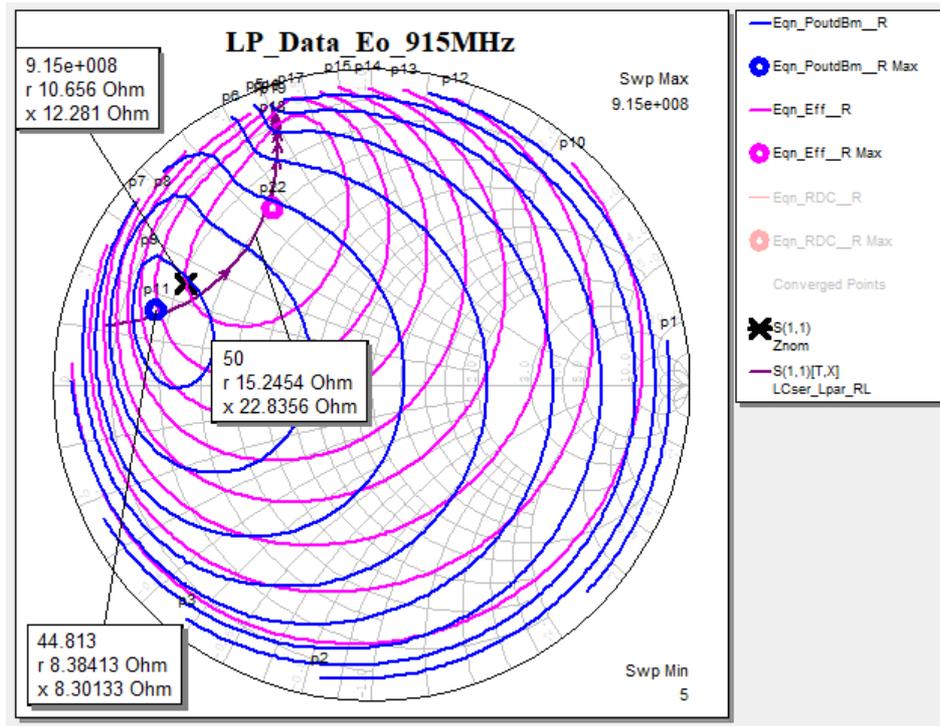


Figura 4.3.2: Resultados de la simulación de la red de salida

En los resultados de la figura podemos ver en morado la evolución con la resistencia de carga para la red de salida.

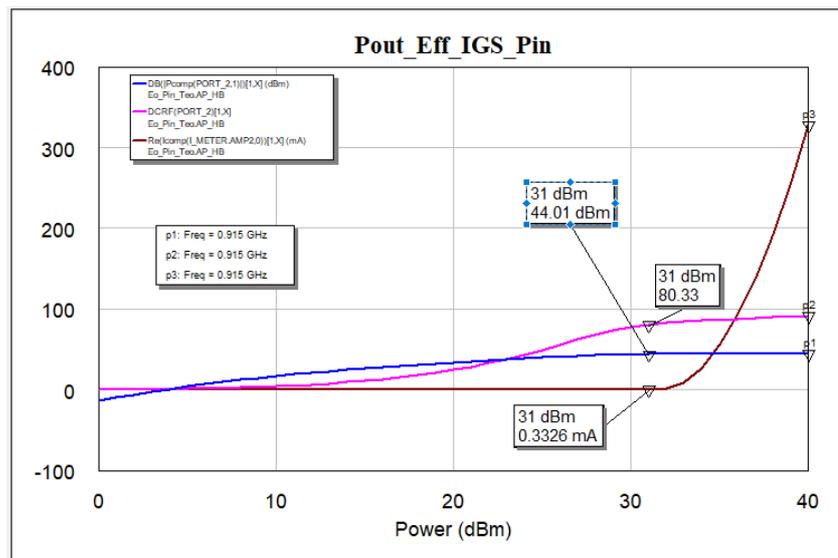


Figura 4.3.3: Curvas de Eficiencia y Potencia de Salida en función de la potencia de entrada

4. Diseño del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

En la gráfica anterior vemos representadas la eficiencia, la potencia de salida y la corriente de DC en puerta lgs en función de la potencia de entrada a la frecuencia de diseño de 915MHz.

Las simulaciones se han realizado con una potencia de entrada de RF de 31 dBm. Se han marcado los valores obtenidos a dicha potencia ya que son los que nos interesan en este caso. En la siguiente tabla vemos los datos obtenidos:

	Load-pull	Adaptación
Eficiencia (%)	89.658	80.33
Potencia de salida (dBm)	44.813	44.01

En la gráfica siguiente vemos la potencia de salida y la eficiencia en función de la carga.

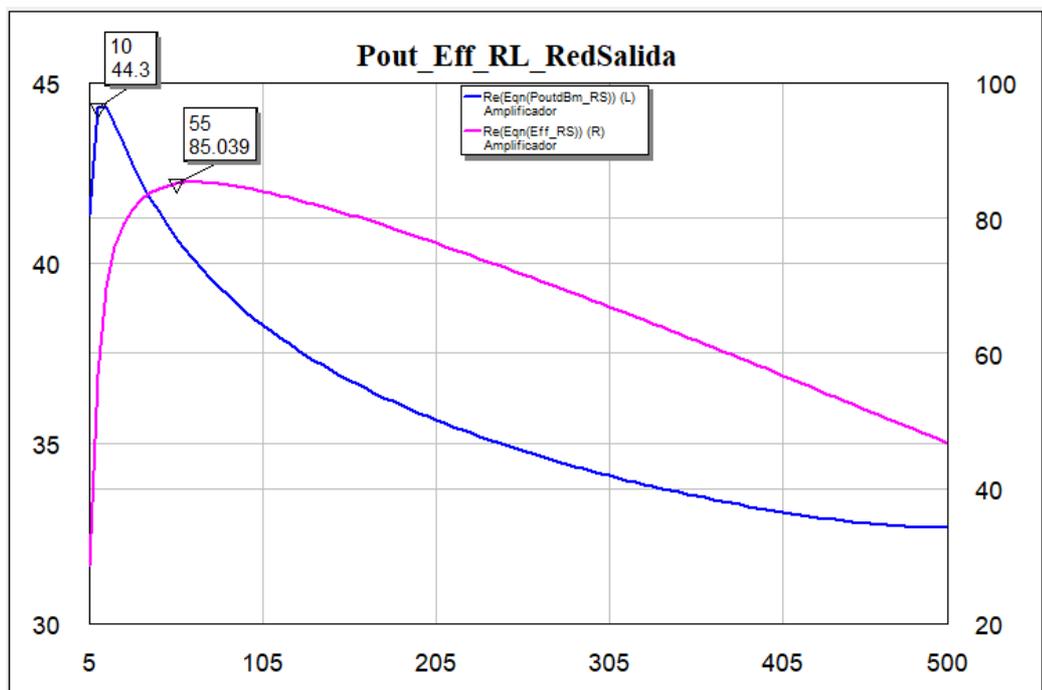


Figura 4.3.4: Curvas de Eficiencia y Potencia de Salida en función de la carga

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

A continuación se procede a la implementación de los circuitos simulados. Éstos pueden variarse en función de los resultados que se vayan obteniendo para optimizar el funcionamiento del amplificador.

Para realizar las medidas a realizar es necesario calibrar el analizador de redes y tener en cuenta el retardo de los conectores y cables a utilizar.

5.1 Implementación de la red de salida

Para la implementación del a red se colocan los conectores en la placa, necesarios para conectar el diseño de la placa con los aparatos de medida. Se coloca también un disipador bajo la placa para evitar daños por calor en el transistor y medidas erróneas. Se comprueba que todas las conexiones con correctas con la ayuda de un polímetro. Debemos obtener circuito abierto a salida de RF con la conexión de drenador del transistor y también en la salida de RF con la conexión de la tensión de drenador V_{DS} .

En la siguiente imagen vemos la red de salida implementada.

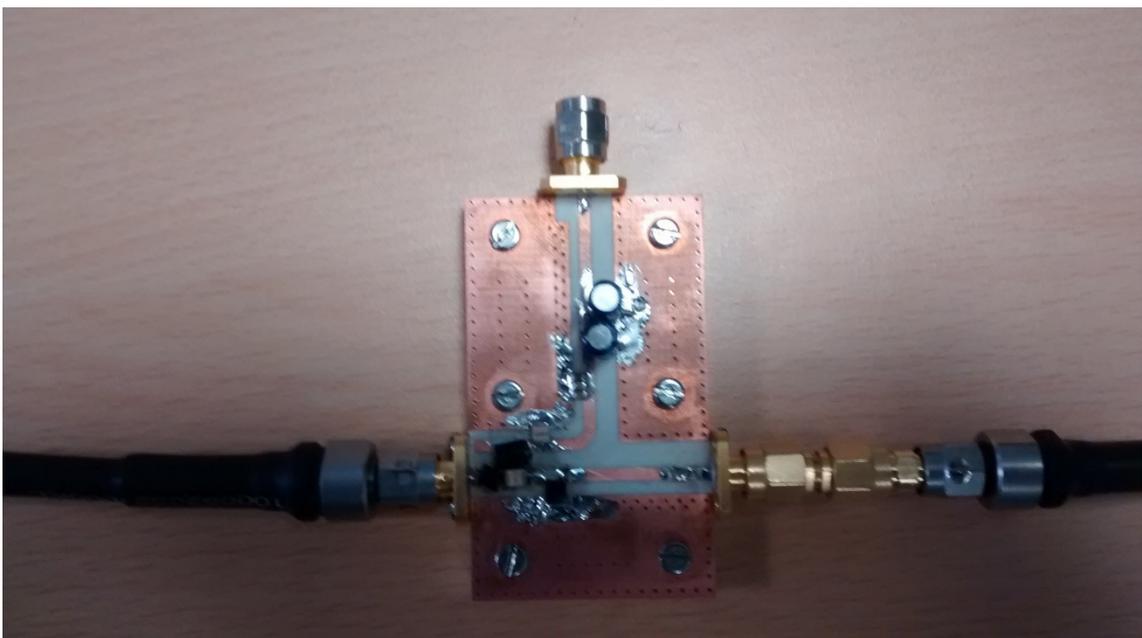


Figura 5.1.1: Red de salida implementada

5.2 Implementación de la Red de Entrada

En la siguiente imagen vemos la red de entrada implementada.

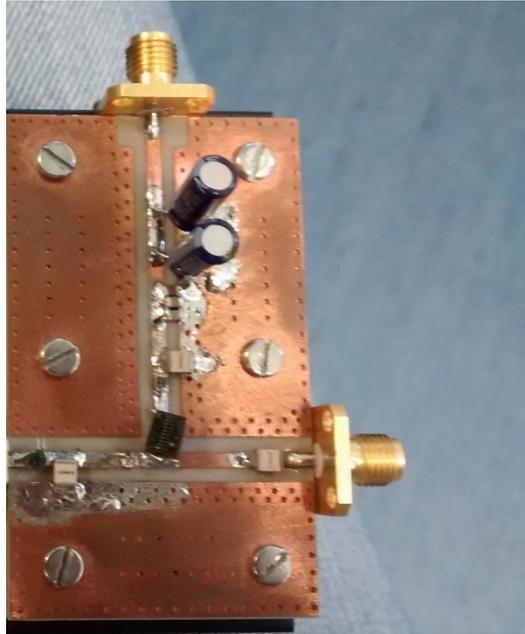


Figura 5.2.1: Red de entrada implementada

Esta primera implementación no será la definitiva, ya que se irá variando para adaptar la entrada al amplificador

5.3 Medidas y caracterización del amplificador

5.3.1 Implementación final del amplificador

En la implementación final del circuito y para optimizar los resultados, se optó por sustituir una de las bobinas de la red de adaptación a la entrada por un tramo de línea acercando el condensador a la otra bobina.

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

A continuación vemos un esquema de cómo queda la arquitectura del amplificador completo:

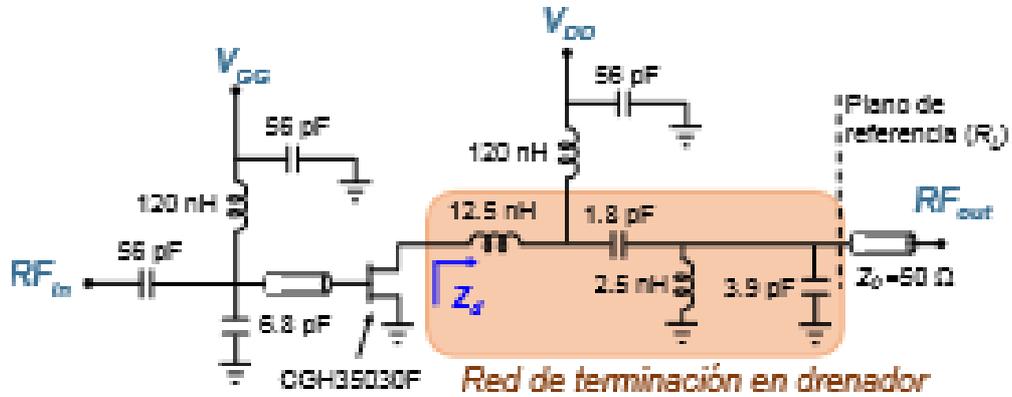


Figura 5.3.1: Red de entrada implementada

También se incluye un banco de condensadores cuya función es evitar variaciones en la tensión de polarización y aportar una mayor estabilidad al cuito.

En la siguiente imagen vemos el circuito completo implementado.

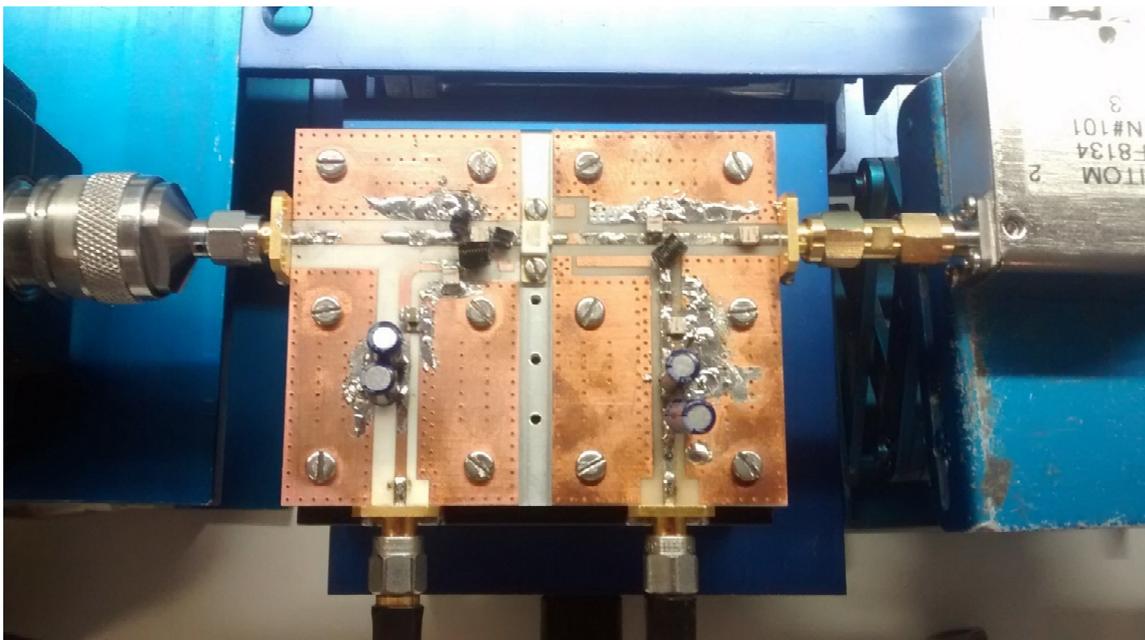


Figura 5.3.1.2: Circuito implementado

5.3.2 Montaje en el laboratorio

Aquí vemos el montaje en el laboratorio para las medidas del Amplificador completo.

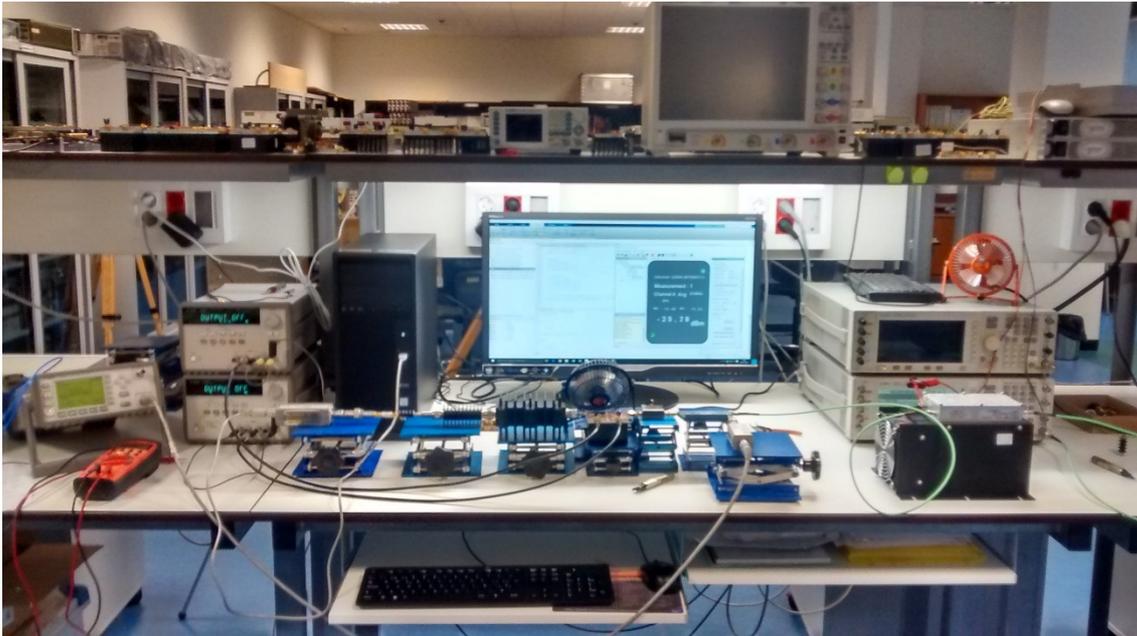


Figura 5.3.2.1: Circuito implementado

5.3.3 Rendimiento en condiciones de carga 50 Ω

A continuación se muestran los datos obtenidos del barrido en frecuencia con filtro realizado en Matlab.

Frecuencia	Eff	PAE	VDD	Pout	IDD	Pin	Gain
830000000	65,455864	64,6387755	28,01353	25,6425474	1,398443	0,32009707	19,0367947
835000000	67,5356864	66,6818059	28,01364	25,2983813	1,33718	0,31985749	18,981362
840000000	69,6829954	68,7754218	28,01303	24,7269534	1,266729	0,32205175	18,8524495
845000000	71,8038921	70,8362346	28,01356	23,9466606	1,190498	0,32271464	18,7042629
850000000	74,4395912	73,4034634	28,01359	23,2370148	1,114314	0,32343701	18,5639063
855000000	76,1691327	75,0606624	28,01316	22,0323395	1,03257	0,32063109	18,3705499
860000000	77,2185005	76,0284916	28,01322	20,5806286	0,9514243	0,31716662	18,1217116
865000000	78,0563938	76,7893476	28,01324	19,1294001	0,8748418	0,31051696	17,8961603
870000000	78,8530771	77,5006307	28,01303	17,7559589	0,8038322	0,30454083	17,656986
875000000	79,5736253	78,1340732	28,01342	16,4662355	0,7386846	0,29788771	17,4254174
880000000	80,2675815	78,7211808	28,01359	15,2783218	0,6794644	0,29434559	17,1521812
885000000	80,8449836	79,1737622	28,01348	14,177743	0,6260182	0,29308123	16,8461909
890000000	81,3712768	79,5665157	28,01322	13,1895964	0,5786252	0,29253652	16,5405141

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

895000000	81,7569164	79,7995929	28,01369	12,2983986	0,5369746	0,29443313	16,2086188
900000000	82,0135766	79,9079606	28,01364	11,5000315	0,5005457	0,29525173	15,9050658
905000000	82,0523754	79,7952782	28,01364	10,7775443	0,4688772	0,29646875	15,6054089
910000000	81,8219627	79,4369977	28,01369	10,1177227	0,4414104	0,29491366	15,3538789
915000000	81,4286378	78,9319774	28,01372	9,5238614	0,4175083	0,29200842	15,134177
920000000	80,8249615	78,21824	28,01369	8,9799768	0,3966061	0,2896172	14,9145087
925000000	80,0605724	77,3597621	28,01332	8,48259178	0,3782207	0,28615672	14,7192461
930000000	79,0548216	76,2566507	28,01313	8,01474784	0,3619094	0,28368458	14,5105413
935000000	77,9812202	75,067272	28,01297	7,58621381	0,3472769	0,28347638	14,275082
940000000	76,741485	73,7185697	28,01332	7,17704239	0,3338495	0,28271008	14,0460422
945000000	75,3443857	72,2063918	28,01329	6,79820322	0,3220914	0,28313617	13,8039879
950000000	73,9597827	70,7307774	28,01308	6,44658396	0,3111524	0,28145099	13,5992686
955000000	72,5309658	69,2275978	28,01367	6,11597751	0,3010041	0,27854757	13,415665
960000000	70,9514426	67,5650198	28,01377	5,80835866	0,2922272	0,27722563	13,2122005
965000000	69,2380805	65,7899566	28,01369	5,51609964	0,2843916	0,27470714	13,0276215
970000000	67,3917609	63,8835596	28,0138	5,23922643	0,2775162	0,27273751	12,8352229
975000000	65,6263575	62,0604037	28,01364	4,97860935	0,2708072	0,2705238	12,6490258
980000000	63,8874673	60,2544035	28,01377	4,74264892	0,2649926	0,26969838	12,4514264
985000000	62,2109179	58,5258602	28,0138	4,51932047	0,2593191	0,26770151	12,2742231
990000000	60,6307792	56,8835794	28,01367	4,31571525	0,2540912	0,26672669	12,0898631
995000000	59,1876278	55,3877152	28,01369	4,10992247	0,2478748	0,26386167	11,9245732
1000000000	57,8434563	53,9945579	28,01369	3,94153224	0,2432431	0,2622692	11,7691779

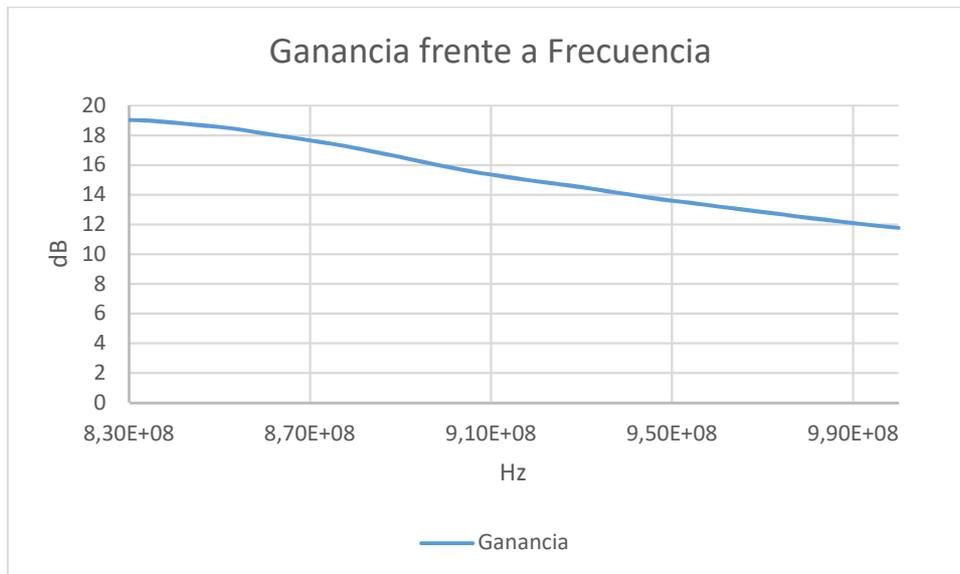


Figura 5.3.3.1: Ganancia

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

En la gráfica anterior podemos ver que la ganancia representada en dB disminuye a medida que aumenta la frecuencia. A la frecuencia de operación de nuestro circuito obtenemos una ganancia de 15 dB aproximadamente.

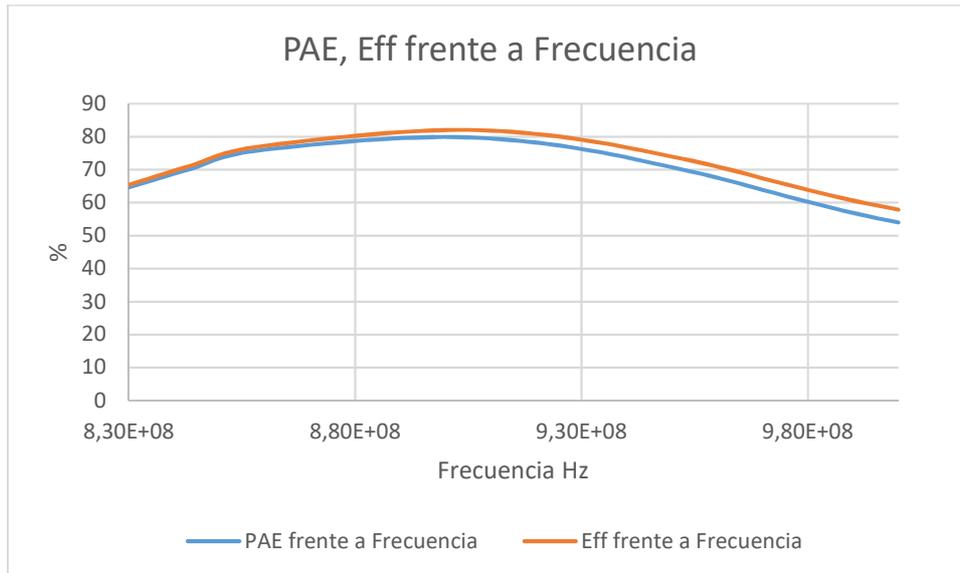


Figura 5.3.3.2: PAE, Eff y Pout frente a Frecuencia

PAE y Eff se comportan de manera similar teniendo su valor máximo en torno a los 915 MHz, nuestra frecuencia de diseño.

A continuación se muestran los datos obtenidos del barrido de VDD realizado en Matlab.

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

VDD	Ids	Pin	Pout	Pdc	PAE	Vout
0,00248016	0,02685041	0,29304369	0,00972781	6,65932E-05	-425442,62	0,36229645
0,2018149	0,03141305	0,29301939	0,01042127	0,006339622	-4457,64958	0,33174983
0,4020565	0,03579055	0,29289357	0,01210597	0,014389823	-1951,29284	0,33824496
0,602138	0,04009274	0,29284686	0,01480368	0,024141362	-1151,72945	0,36923604
0,8015259	0,04418154	0,29271269	0,01847951	0,035412649	-774,393311	0,41826314
1,001634	0,0482013	0,29276976	0,02315089	0,048280061	-558,447647	0,48029602
1,201795	0,05210497	0,29275857	0,02880065	0,062619492	-421,526757	0,55274291
1,401343	0,05587056	0,29265023	0,03543451	0,078293818	-328,526225	0,63422501
1,60169	0,05960476	0,29258697	0,04304469	0,095468348	-261,387445	0,72216873
1,802092	0,06322601	0,29249082	0,05165759	0,113939087	-211,370155	0,81703071
2,002332	0,06680333	0,29247158	0,06183226	0,133762445	-172,424565	0,92558654
2,201453	0,07027707	0,2924531	0,07244284	0,154711667	-142,206641	1,03081759
2,40252	0,07370062	0,292407	0,08405337	0,177067214	-117,669229	1,14047036
2,602387	0,07707711	0,2923242	0,09664046	0,200584469	-97,5567758	1,25381528
2,801694	0,08033434	0,29230062	0,11013524	0,225072238	-80,9364066	1,37096089
3,002068	0,08359158	0,29217633	0,12469374	0,250947607	-66,7400637	1,49170217
4,001749	0,09893635	0,29202938	0,21187092	0,39591844	-20,2462073	2,14148708
5,002548	0,1132644	0,29190148	0,32345154	0,566610598	5,56820948	2,85572115
6,002517	0,1268645	0,29176267	0,44730619	0,761506318	20,4257691	3,52585785
7,003951	0,1400848	0,29172045	0,60471496	0,981147075	31,9008754	4,31677781
8,003676	0,1528031	0,29161824	0,78564335	1,222986504	40,3949763	5,14154062
9,004173	0,1652986	0,29160323	0,98920061	1,488377191	46,8696638	5,9843254
10,00448	0,1776089	0,29163985	1,22905419	1,776884688	52,7560593	6,92000339
11,00569	0,1898471	0,2916593	1,4694556	2,08939833	56,370118	7,74020567
12,00552	0,2020696	0,29166915	1,74959633	2,425950624	60,0971496	8,65838469
13,00552	0,2143391	0,29166948	2,05222019	2,787591452	63,1566979	9,57464219
14,00657	0,2266965	0,29163009	2,37519992	3,175240396	65,6192784	10,4774442
15,00641	0,2392077	0,29171888	2,72852697	3,589648821	67,8843033	11,4065181
16,00732	0,2518946	0,29170812	3,10662041	4,032157468	69,8115665	12,3330171
17,00705	0,2647698	0,29170061	3,51549571	4,502953227	71,5929067	13,2775555
18,0079	0,2778426	0,29172994	3,9469356	5,003361757	73,0549945	14,2056531
19,0083	0,2911258	0,29179474	4,40248681	5,533806544	74,283263	15,1222833
20,00911	0,3046567	0,2918269	4,88386406	6,095909423	75,3298129	16,0307128
21,00932	0,3183509	0,29184946	5,39176931	6,68833593	76,2509525	16,9365606
22,01005	0,3322397	0,29184878	5,92485055	7,312612409	77,0313187	17,8330601
23,01057	0,3462916	0,2919376	6,48651542	7,968367102	77,739614	18,7313681
24,01047	0,3604941	0,29188834	7,06575114	8,655632773	78,2595909	19,6001852
25,01136	0,3748724	0,29193858	7,67645288	9,37606855	78,7591756	20,4775088
26,00926	0,3890655	0,29200881	8,30618804	10,11930575	79,1969274	21,3490737
27,0099	0,403676	0,29195094	8,96347984	10,90324839	79,5316092	22,204639
28,01014	0,41839	0,29203023	9,64537719	11,71916247	79,8124182	23,0535557
29,01113	0,4331543	0,29204142	10,3576206	12,56629571	80,0998116	23,9120808
30,01102	0,4480315	0,29211532	11,0872556	13,44588231	80,2858454	24,7465984
31,01179	0,4629401	0,29211474	11,8402631	14,35660116	80,4378991	25,5762314
32,01181	0,4779491	0,29217507	12,6149419	15,30001578	80,5408766	26,3939024
33,0117	0,4930585	0,29221049	13,4226506	16,27669928	80,6701647	27,2232415
34,01235	0,5083186	0,29223488	14,2463126	17,28911013	80,7102136	28,0263453
35,01204	0,5236351	0,29227754	15,1008559	18,33353307	80,7731838	28,8385097

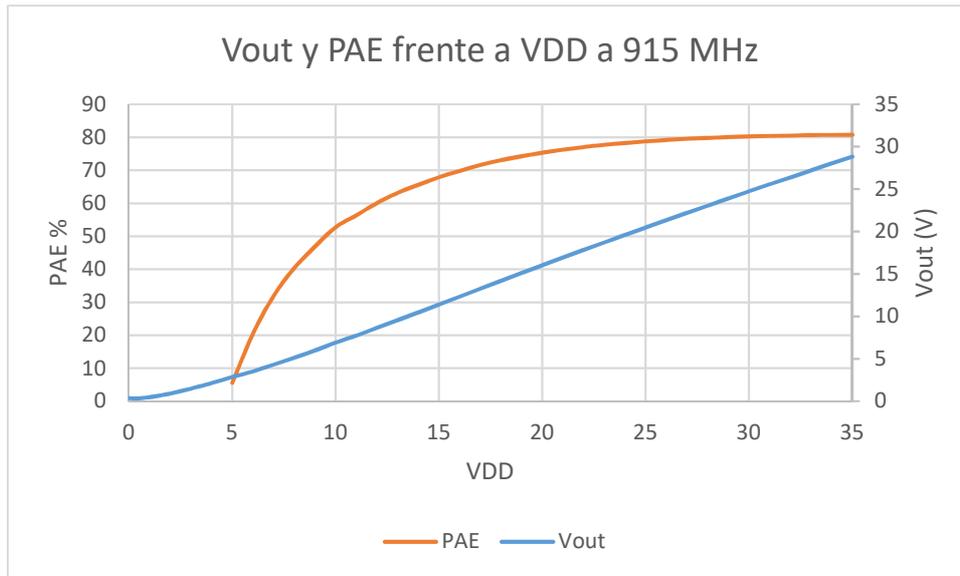


Figura 5.3.3.3: Vout y PAE frente VDD

En esta gráfica podemos ver que la variación de la potencia a la salida tiene un comportamiento cercano a la linealidad respecto a la VDD, por lo que podemos considerar que obtenemos un buen compromiso linealidad – eficiencia.

Cómo se ha explicado previamente, uno de los objetivos principales en el diseño de un amplificador es mantener el compromiso linealidad-eficiencia. Por este motivo, se ha querido representar el comportamiento de la linealidad. Tal y cómo se ve, la tensión de salida del amplificador V_{OUT} crece de forma proporcional a los valores de la tensión V_{DD} , formando una línea casi perfecta, es decir, la tensión de salida crece linealmente con el aumento de la tensión V_{DD} .

A continuación se muestran los datos obtenidos del barrido de Pin realizado en Matlab.

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

Pin	Ids	Pout	Pout dBm	VDD	PAE	Eff	IDD	Gain dB	Pin dBm
0,00117937	0,00068583	NaN	NaN	28,01236	64,4990141	65,3267366	1,381068	NaN	NaN
0,00148106	0,00149857	NaN	NaN	28,01233	66,6359695	67,5020329	1,319071	NaN	NaN
0,00186496	0,00380186	0,0012969	1,12905703	28,01279	68,8307697	69,7518161	1,248742	-1,57764868	2,70670572
0,00234937	0,01297107	0,01354894	11,3190527	28,01276	71,0075579	71,9894959	1,17339	7,60952952	3,70952323
0,00299558	0,06967144	0,32908533	25,1730853	28,01271	73,6183018	74,6705403	1,097708	20,4082689	4,76481639
0,00376317	0,1101578	0,75100744	28,7564424	28,01273	75,3229848	76,4483193	1,017416	23,0008996	5,75554275
0,0047268	0,144023	1,23398144	30,9130863	28,0122	76,428948	77,6360733	0,938342	24,1674183	6,74566798
0,00593083	0,1732408	1,74272183	32,4122807	28,01268	77,3510357	78,6348537	0,8636925	24,6811233	7,73115739
0,00742602	0,1990948	2,26294011	33,5467306	28,01263	78,1486806	79,5176513	0,794456	24,8391691	8,70756151
0,00919229	0,2232196	2,818178	34,4996842	28,01265	78,9036241	80,3590487	0,7309243	24,8654482	9,63423603
0,01149872	0,2459136	3,38804088	35,2994864	28,01284	79,5823864	81,1446891	0,673088	24,6929896	10,6064968
0,01442494	0,267481	3,99588368	36,0161284	28,01223	80,213199	81,898612	0,6210821	24,4249881	11,5911403
0,01817893	0,2881572	4,63052419	36,6563016	28,01281	80,6703514	82,4875747	0,5748784	24,0606174	12,5956842
0,0229528	0,3086734	5,30545595	37,2472271	28,01287	81,0270903	82,9951473	0,5342101	23,6388709	13,6083563
0,02884896	0,3280975	5,9980486	37,7800998	28,01289	81,1784481	83,2932347	0,4986786	23,1787977	14,6013021
0,03642831	0,3469568	6,71435302	38,2700417	28,01273	81,1972227	83,4611116	0,4677035	22,6556515	15,6143902
0,04573526	0,3624303	7,34598339	38,6604994	28,01255	80,9523716	83,3422475	0,4407765	22,0579882	16,6025112
0,05763025	0,373498	7,83850074	38,94233	28,01287	80,531819	83,0304542	0,4172447	21,3358252	17,6065048
0,07302382	0,3817854	8,23564664	39,156977	28,01276	79,9429258	82,5491613	0,3966689	20,5223316	18,6346455
0,09186578	0,3882559	8,55296732	39,3211681	28,01276	79,0751936	81,774839	0,3784905	19,6896304	19,6315377
0,1162042	0,3943625	8,8283386	39,4587898	28,01239	78,1083754	80,9038989	0,3623017	18,8065715	20,6522183
0,14619846	0,4005349	9,07127217	39,576682	28,01281	76,9645937	79,8754339	0,3478292	17,9272539	21,6494281
0,18488705	0,4071404	9,29249598	39,6813238	28,01276	75,7036211	78,7216561	0,3344582	17,012259	22,6690649
0,23386143	0,4138243	9,49570918	39,7752741	28,01276	74,2656205	77,3989818	0,3227033	16,0856881	23,6895859
0,29424334	0,418412	9,63494492	39,8384924	28,01284	72,8611263	76,0857981	0,3117423	15,151426	24,6870664

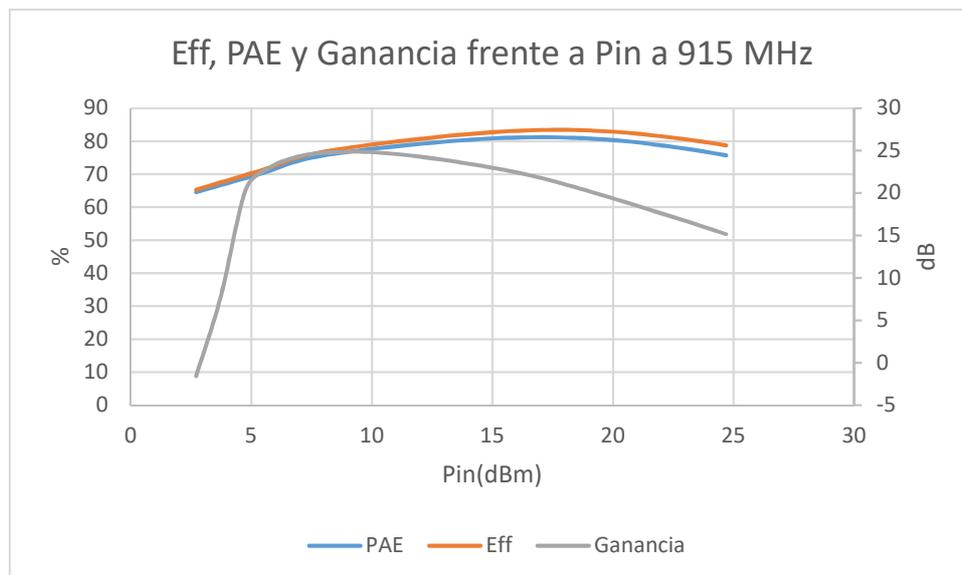


Figura 5.3.3: PAE, Eff y ganancia frente a Pin

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

En esta gráfica se ha representado la ganancia en función de la potencia de entrada. Podemos ver que se mantiene más o menos constante en el intervalo de 6 a 10 dBm de potencia de entrada. También vemos como la eficiencia y la PAE siguen teniendo un comportamiento similar.

5.3.4 Rendimiento en condiciones de carga variable

En las siguientes imágenes vemos el montaje en el laboratorio con los stub de carga variable.

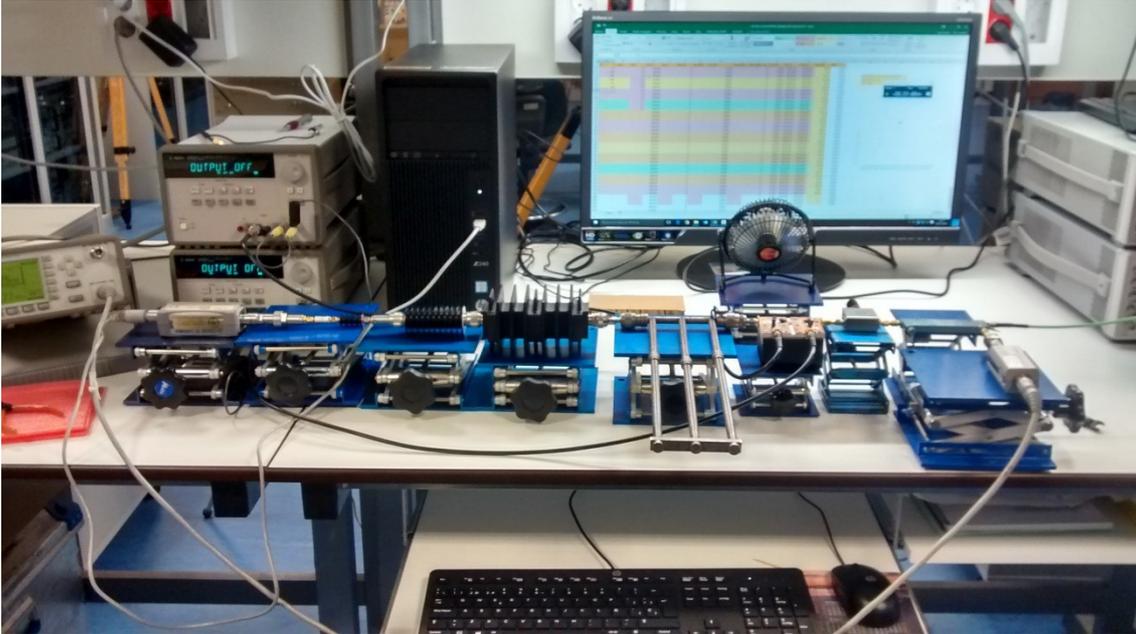


Figura 5.3.4.1: Montaje en el laboratorio con carga variable

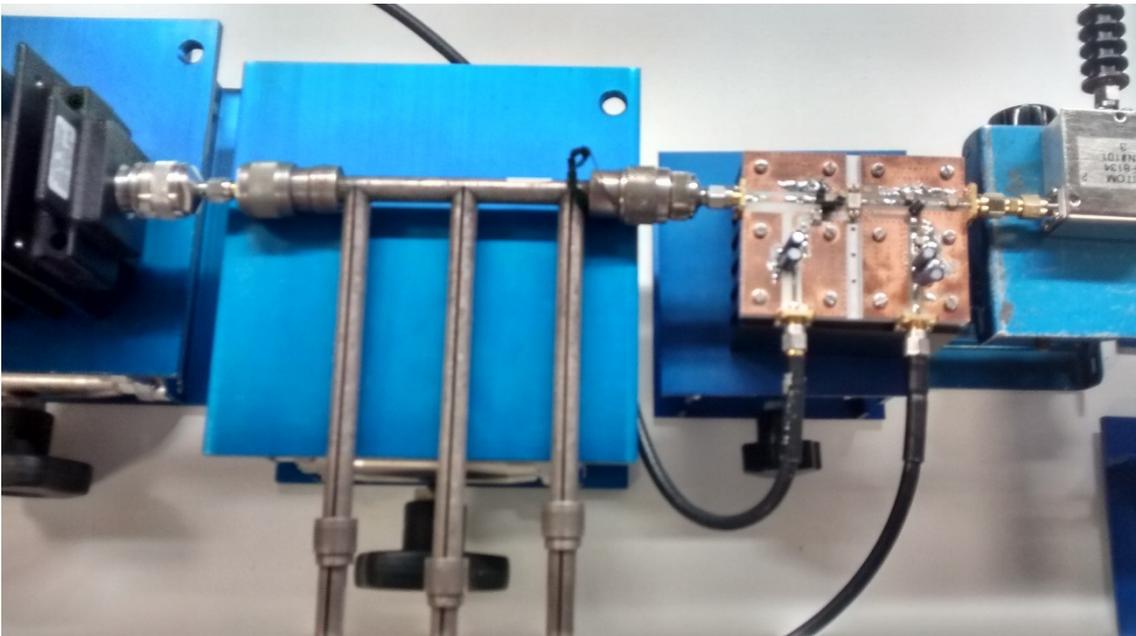


Figura 5.3.4.2: Stub variable

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

Este Stub de longitudes variables nos permite elegir el valor de carga deseado a la salida teniendo así la situación de funcionamiento en carga variable para lo que se ha diseñado este circuito.

A continuación se muestran los datos obtenidos de las medidas en función de la variación de la carga:

RL	L_stub	VGS	Vds_V	Ids_A	Pdc_W	Pin_dBm	Pin_W
10	0,5282	-3,7	28,014	1,03	28,85442	20,33	0,10789467
15	0,3752	-3,7	28,014	0,919	25,744866	24,67	0,29308932
22	0,2043	-3,7	28,014	0,77	21,57078	24,67	0,29308932
22	0,2043	-3,7	28,014	0,767	21,486738	23,59	0,22855988
30	0,227	-3,7	28,014	0,612	17,144568	24,67	0,29308932
50		-3,7	28,014	0,4	11,2056	24,67	0,29308932
100	0,164	-3,7	28,014	0,228	6,387192	24,67	0,29308932
160	0,2418	-3,7	28,014	0,168	4,706352	24,67	0,29308932
210	0,2927	-3,7	28,014	0,14	3,92196	24,67	0,29308932
220	0,2397	-3,7	28,014	0,137	3,837918	24,67	0,29308932
415	0,4983	-3,7	28,014	0,091	2,549274	24,67	0,29308932

Pout_dBm	Pout_dBm_corr	Pout_W	Eff_%	PAE_%	BO_dB	Pdis
42,49	43,0182	20,0364142	69,4396704	69,0657427	0,16	8,81800585
42,65	43,0252	20,0687351	77,9523773	76,8139393	0	5,67613092
42,24	42,4443	17,556179	81,3887073	80,0299742	0,41	4,01460101
42,21	42,4143	17,4353231	81,1445791	80,0808537	0,44	4,05141489
41,37	41,597	14,4444164	84,2506875	82,5411704	1,28	2,70015159
39,49	39,49	8,89201118	79,3532803	76,7377191	3,16	2,31358882
36,7	36,864	4,85735673	76,0483908	71,459687	5,95	1,52983527
34,8	35,0418	3,19286091	67,8415238	61,6139971	7,85	1,51349109
33,66	33,9527	2,48467734	63,3529497	55,8799177	8,99	1,43728266
33,57	33,8097	2,40419672	62,6432539	55,0065789	9,08	1,43372128
30,29	30,7883	1,19902986	47,0341699	35,5371976	12,36	1,35024414

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

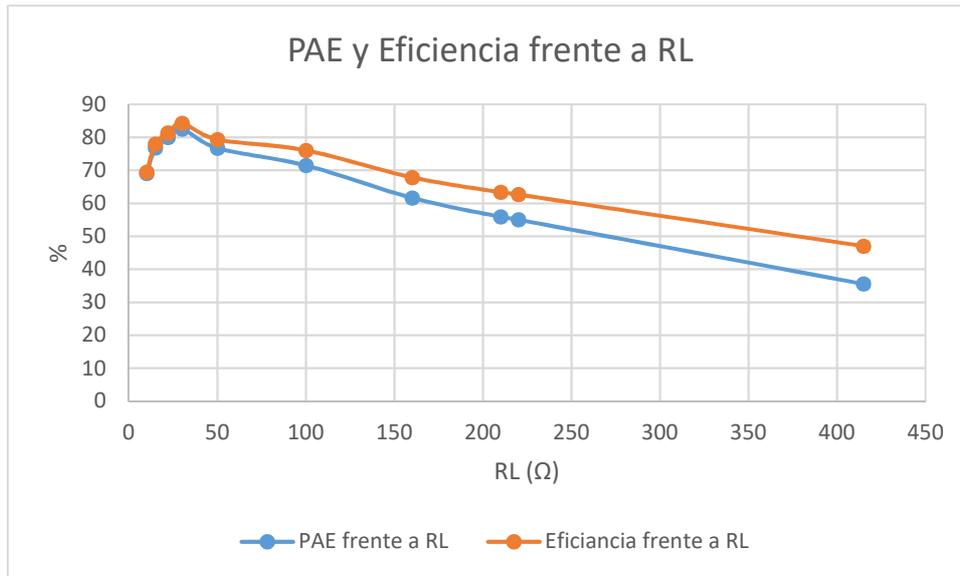


Figura 5.3.4.3: Eficiencia y PAE frente a carga

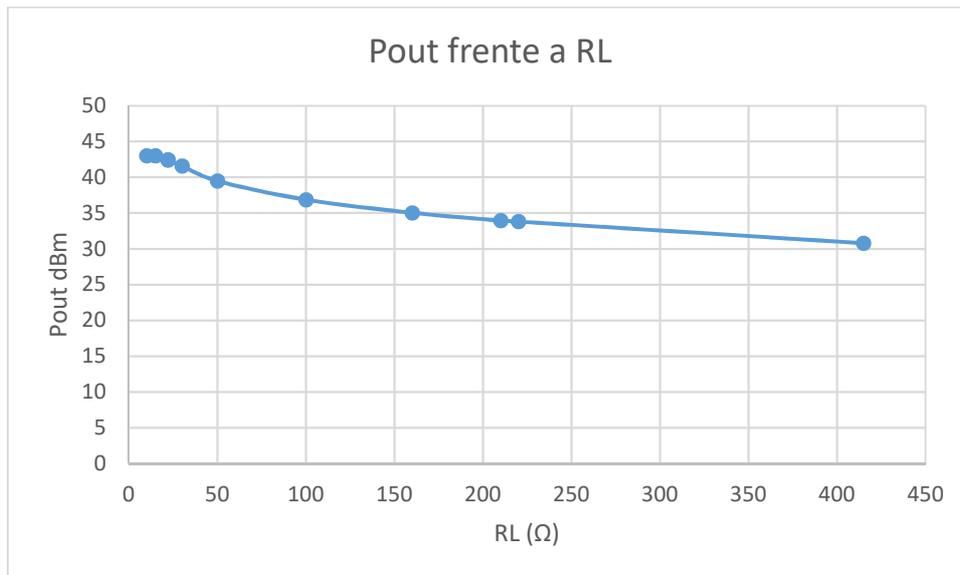


Figura 5.3.4.4: Pout frente a RL

En estas dos gráficas vemos la variación de la eficiencia y la PAE respecto a la carga, manteniendo valores por encima del 70% hasta los 100 ohmios en el caso de la PAE y los 140 ohmios en el de la eficiencia. La potencia de salida también se mantiene alta hasta valores de carga de unos 140 ohmios aproximadamente.

5. Implementación del Amplificador de Alta Eficiencia Operación en Carga Variable

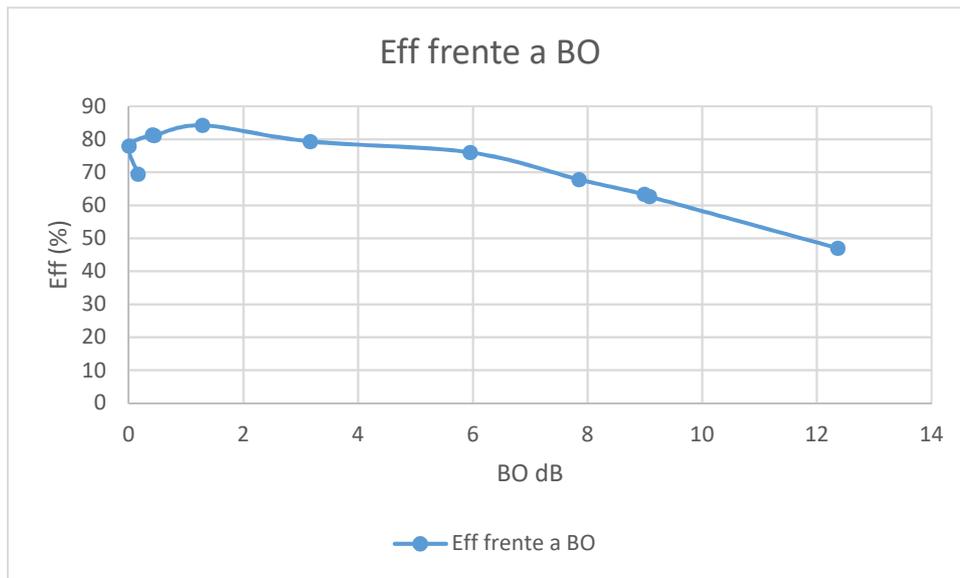


Figura 5.3.4.5: Eficiencia frente a BackOff

En esta gráfica vemos cómo va variando la eficiencia en función del back-off. Tenemos valores de eficiencia mayores del 80% en el intervalo de 0 a 3 dB y por encima del 70% hasta los 7 dB.

6. Conclusiones

6.1 Conclusiones

En este proyecto se ha diseñado en la banda de 915 MHz de un amplificador capaz de aproximar la condición de conmutación ZVS bajo condición de carga variable, de modo a que permite conseguir un buen perfil de eficiencia en condiciones importantes de back-off en potencia.

El diseño se ha realizado sobre un transistor GaN HEMT empaquetado, incorporando bobinas y condensadores de alto factor de calidad. El amplificador fabricado se ha caracterizado en condiciones de carga resistiva variable usando un sintetizador de impedancias demostrando las bondades de la topología para su uso en esquemas de transmisión de tipo outphasing.

Se han obtenido buenos valores de eficiencia en la banda objeto del estudio centrada en 915 MHz con valores superiores al 70%. Se han obtenido también valores de eficiencia mayores del 80% en el intervalo de 0 a 3 dB de BO y por encima del 70% hasta los 7 dB.

A continuación vemos una comparativa entre valores de eficiencia obtenidos mediante distintos tipos de amplificadores de potencia, tecnologías y frecuencias de funcionamiento incluyendo los resultados obtenidos en este trabajo.

6. Conclusiones y líneas futuras

Freq	P_{out}	Techn.	η_{max}	$\eta_{6dB BO}$	$\eta_{10dB BO}$	Type	Ref.
6.78 MHz	16 W	MOSFET	>90%	≈90%	≈85%	Class-E PA	[1]
27.12 MHz	25 W	GaN HEMT	>90%	>75%	≈60%	Class-E PA	[2]
27.12 MHz	25 W	MOSFET	≈90%	≈80%	≈60%	Class-E PA	[2]
915 MHz	9.5 W	GaN HEMT	83.2%	79%	≈55%	Class-E PA	Este trabajo
750 MHz	13.8 W	GaN HEMT	85%	82%	70%	Class-E PA	[3]
900 MHz	25 W	GaN HEMT	>75%	≈70%	-	Outphasing	[4]
2.25 GHz	70.6 W	GaN HEMT	>75%	>65%	>65%	Outphasing	[5]

[1] Shuangke Liu et al., IEEE Trans. Power Electronics, June 2017.

[2] Lukasz Roslaniec et al., IEEE Trans. Power Electronics, June 2015.

[3] David Vegas et al., Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-wave Circuits Workshop, April 2017.

[4] Mustafa Ozen et al., International Microwave Symposium, June 2014.

[5] David A. Calvillo-Cortes et al., IEEE Trans MTT, October 2013.

A la vista de esta comparativa podemos concluir que los objetivos han sido alcanzados con buenos valores de eficiencia bajo las condiciones de diseño.

Como resultado de este proyecto se publicó un artículo en un congreso de ámbito nacional, “Inversor Clase E en UHF para Operación sobre Carga Variable,” que se ha incluido como anexo al final de este documento.

6.2 Líneas Futuras

Como futuros trabajos a partir de este diseño destacan el diseño de etapas de rectificación y convertidores DC/DC invariantes a la carga.

6.3 Referencias

- J. A. García, J. de Mingo, G. Montoro, L. Cabria, R. Marante, P. García, C. Sánchez, E. Beltran y P. L. Gilabert. "Emerging Wireless Transmitter Architectures". TARGET-2007-11-27-WP232-D-D.2-3.0. November 2007.
- L. R. Kahn. "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration". Proc. IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Julio 1952.
- H. Chireix. "High Power Outphasing Modulation". Proc. IRE, Vol. 23, nº 11, pp. 1370-1392, November 1935.
- G. Hernández. "Design of RF inverters and DC/DC converters using GAN HEMT"
- I. Kim, J. Kim, J. Moon, J. Kim, B. Kim. "Hybrid EER Transmitter using Highly Efficient Saturated Power Amplifier for 802.16e Mobile WiMAX Application". IEEE MTT-S Microwave Symp. Dig., Boston, USA, pp. 1385-1388, June 2009.
- D. C. Cox. "Linear Amplification with Nonlinear Components". IEEE Trans. Commun, Vol. COM-23, pp. 1942-1945, December 1974.
- A. L. Benito. "Outphasing transmitter with parallel class E Amplifiers"
- P. A. Godor, D. J. Perreault y J. L. Dawson. "Outphasing Energy Recovery Amplifier With Resistance Compression for Improved Efficiency". Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 57.
- K. Y. Jheng, Y. J. Chen y A. Y. Wu. "Multilevel linc system designs for power efficiency enhancement of transmitters".
- Felipe Moreno Díaz, "Amplificador Clase E de Alta Eficiencia en Condiciones de Carga Variable", Trabajo Fin de Grado, Universidad de Cantabria
- Paula Rodríguez Fernández, "Gestión Avanzada de Recursos en Redes LTE: Técnicas CoMP", Trabajo Fin de Grado, Universidad de Cantabria

Anexo I

- D. Vegas, S. Calvo, M.N. Ruiz, M. Pampín, J.A. García, "Inversor Clase E en UHF para Operación sobre Carga Variable," Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI), Julio 2017.

Inversor Clase E en UHF para Operación sobre Carga Variable

D. Vegas, S. Calvo, M.N. Ruiz, M. Pampín, J.A. García

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, 39005 Santander, ESPAÑA

Abstract— En este artículo se propone un inversor clase-E en tecnología GaN HEMT a 915 MHz, diseñado para operar de manera eficiente bajo condición de carga variable. Basado en la topología propuesta en [1], se ha utilizado un inversor inductivo de impedancia para aproximar la condición de conmutación a tensión cero del dispositivo (ZVS) en un amplio rango de cargas resistivas. La red de terminación poliarmónica en drenador, basada en una bobina auto-resonante entre las frecuencias del segundo y tercer armónico, ha sido ajustada de modo a que su impedancia de entrada al fundamental siga una trayectoria cercana a la óptima dada por los contornos de load-pull. Una vez implementado el inversor, se ha medido una eficiencia superior al 73% para un nivel de potencia 7 dB por debajo de la máxima (20% del valor nominal), con un pico de 83.2% a 75 Ω . Además, la eficiencia se mantiene por encima del 74% a lo largo de 100 MHz de variación en la frecuencia de conmutación. Finalmente, se ha modificado el circuito de puerta del inversor diseñado, validando la posibilidad de conseguir su operación sin requerir una señal externa de RF para manejar la puerta (modo auto-oscilante).

Index Terms—Clase-E, eficiencia, GaN HEMT, inversor, modulación de la carga, transmisor, UHF.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años se viene prestando una atención cada vez mayor al desarrollo e introducción de arquitecturas eficientes de transmisión en los sistemas de comunicación inalámbrica, muy especialmente en los de telefonía móvil. Los esfuerzos en esta dirección, tanto de parte del mundo académico como fundamentalmente de la industria del sector, responden a la imperiosa necesidad de reducir los enormes costes operacionales de la red de estaciones base así como de incrementar la duración de la batería en los cada vez más versátiles terminales de usuario. De lo contrario, no sería factible la manipulación de señales moduladas según formatos digitales cada vez más complejos y robustos, capaces de ofrecer elevadas tasas binarias de transmisión por unidad de ancho de banda a expensas de variaciones muy pronunciadas en la evolución en el tiempo de su envolvente (el caso de las señales WCDMA en 3G, LTE para 4G, etc.).

No resulta ya nada extraño el uso de técnicas en las que se ajusta el consumo del amplificador de potencia (AP) de RF, responsable de hasta un 50% de los gastos energéticos del transmisor, en función de la envolvente de la señal a emitir. Dichas técnicas, con muy diversas implementaciones, se basan en dos grandes conceptos: la alimentación de tipo dinámico y la modulación de la impedancia de carga. Mientras los esquemas de control de carga fueron concebidos por Chireix [2] y Doherty [3] para la radiodifusión AM de muy alta

potencia tan temprano como en los años 30 del siglo pasado, los de polarización dinámica, derivados de la modulación por placa de inicios de la radio, se fundamentan en las técnicas de Eliminación y Restauración ó de Seguimiento de la Envolvente (EER ó ET, también de sus siglas en Inglés) [4, 5]. Tanto unos como otros, con sus pros y contras, han demostrado ser válidos para la transmisión eficiente de señales modernas de comunicación inalámbrica, caracterizadas por valores elevados de la relación potencia pico a potencia promedio (PAPR).

En un transmisor outphasing (básicamente un inversor con control de fase), cada uno de los APs o celdas inversoras que le componen es modulado en impedancia de carga gracias al desfase entre sus excitaciones de envolvente constante, lo cual le hace atractivo para la introducción de amplificadores clase-E o en general de modo conmutado. Aunque su topología original en [6] es realmente muy sensible al valor de la resistencia de carga, varios autores han abordado el diseño de configuraciones alternativas para asegurar muy buenas prestaciones de eficiencia bajo condición de carga variable [7, 8]. Este rasgo resulta además atractivo de cara a la integración de un inversor clase-E en un convertidor resonante que sea insensible a la variación de la carga o auto-regulado [9]. De hecho, el elemento más crítico en una arquitectura de transmisión ET es precisamente el modulador de envolvente, un convertidor CC/CC eficiente y de gran ancho de banda, capaz de ofrecer una tensión de alimentación variable en el tiempo a frecuencias de hasta decenas o incluso centenas de MHz. Como la carga que ofrece al convertidor el AP de RF, a polarizar de forma dinámica, varía en función de la envolvente de la señal a amplificar, el mismo debe garantizar una elevada eficiencia y mínima variación de la tensión de salida.

Considerando lo anterior, en esta comunicación se presenta el diseño de un inversor clase-E a GaN HEMT, capaz de operar eficientemente bajo condición de carga variable en la banda de UHF. Destinado para su uso en esquemas outphasing de transmisión inalámbrica, pero también como bloque constituyente de un convertidor CC/CC clase-E² [10] que haga las funciones de modulador de envolvente [11], se ha ajustado una red de terminación en drenador a parámetros concentrados de alto factor de calidad capaz de minimizar las pérdidas de potencia aproximando una operación con encendido a tensión cero (ZVS) con independencia del valor de carga.

II. DISEÑO DEL INVERSOR CLASE-E

Ya en [12], Raab propuso alternativas a la red de salida utilizada por los Sokals en [6] para forzar el encendido del transistor a tensión y derivada de la tensión (ZVDS) iguales a cero. Más recientemente, estas topologías alternativas se han

generalizado incluso con la definición de modos continuos de operación clase-E [13]. En [1], los autores introdujeron un inversor inductivo de impedancia para el caso de un transistor con diodo en antiparalelo. Se trataba de una simple variación de la topología original en [6] que permitía teóricamente que el rango de operación sin pérdidas pudiese ser extendido a resistencias de carga por encima del valor nominal, R_{opt} , evitando el salto de la tensión en el conmutador en el encendido, así como el pico de corriente asociado, pico que podría llegar incluso a destruir el transistor cuando se opera el inversor bajo una condición de mínima carga.

En el caso de amplificadores de potencia en la banda de UHF, añadir un diodo en antiparalelo puede no ser adecuado, debido a que no se dispone de diodos Schottky lo suficientemente rápidos que además manejen los altos niveles de corriente y tensión requeridos. Sin embargo, la solución propuesta en [1] puede ser adaptada para transformar una resistencia de carga variable en un lugar de valores de impedancia, vista desde el terminal de drenador de un dispositivo HEMT de RF/microondas, muy próximo al que aseguraría un buen control de potencia con un alto rendimiento o eficiencia de drenador.

A. Simulación Load-pull

Mediante la herramienta comercial AWR Microwave Office, que implementa el análisis no lineal según balance armónico se realizó una simulación load-pull (impedancia de carga variable) a la frecuencia de conmutación sobre el dispositivo CGH35030F de Wolfspeed seleccionado, utilizando el modelo no lineal proporcionado por el fabricante. Siguiendo la topología original en [6], los armónicos de orden superior se terminaron en circuito abierto. Además, de cara a evitar que el valor pico de la forma de onda de la tensión alcance la región de ruptura (superior a 120 V en este proceso), el dispositivo se polarizó a $V_{DS} = 28$ V, mientras que el valor de la tensión de puerta se seleccionó en $V_{GS} = -3.5$ V, justo antes de observar cualquier incremento de su conductancia de salida. Finalmente, se aplicó una potencia de entrada lo más alta posible como para aproximar la operación en modo conmutado bajo una excitación de onda continua (CW). Como límite superior, se utilizó la aparición de 1 mA de corriente rectificada en el terminal de puerta.

En la Fig. 1 se muestra el valor de impedancia nominal, $Z_{opt}(\omega) = 0.28 / (\omega \cdot C_{oss}) e^{j49^\circ} = 10.65 + j12.28 \Omega$ calculado a $f_0 = 915$ MHz, junto con los contornos de load-pull obtenidos para la potencia de salida en dBm y la eficiencia en drenador. Aunque no se ha representado por claridad, sería posible trazar una trayectoria óptima en términos de eficiencia sobre esos círculos, con control de la potencia de salida en más de 10 dB (10 veces). Dicha trayectoria incluiría los puntos de impedancia para máxima potencia y máxima eficiencia, estando muy próxima al valor nominal calculado previamente. Usando la Carta de Smith en admitancias, puede observarse que la susceptancia muestra sólo una pequeña variación a lo largo de todo el alcance de la trayectoria óptima de modulación de carga. Esto justificaría la elección de un inversor inductivo de impedancia, similar al propuesto en [1].

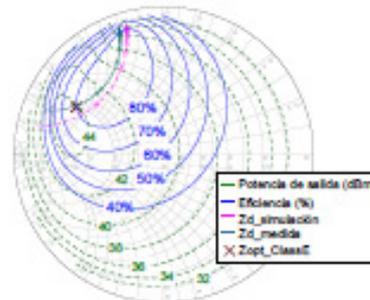


Fig. 1. Círculos de load-pull de eficiencia (—) y potencia de salida (—) obtenidos mediante simulación. Además, se han incluido las trayectorias simulada (—) y medida (---) de Z_d con R_L , así como el valor de impedancia óptima, Z_{opt} .

B. Red de Salida Optimizada para Carga Variable

La red de terminación en drenador diseñada para el inversor puede verse en el esquemático de la Fig. 2a). Dicha red está formada por un circuito LC serie, cuya frecuencia de resonancia se encuentra en torno a la frecuencia de conmutación, junto a otro LC paralelo a masa que proporciona la terminación inductiva requerida. La evolución de su impedancia de entrada, Z_d , obtenida mediante simulación, frente a la variación de R_L desde 5 a 500 Ω en el plano de referencia señalado, puede verse representada sobre los contornos de load-pull de la Fig. 1 (línea magenta discontinua).

En la implementación del inversor se han utilizado elementos de alto factor de calidad de Coilcraft y ATC (Fig. 2b). La bobina de 12.5 nH utilizada (bobina de núcleo de aire de la serie Mini) tiene una frecuencia de resonancia que se encuentra entre las correspondientes al segundo y tercer armónico, proporcionando una terminación de alta impedancia a ambos armónicos. En la Fig. 1, también se muestra la evolución con R_L para la red de terminación de salida medida (trayectoria continua turquesa), siendo ligeramente diferente de las simulaciones.

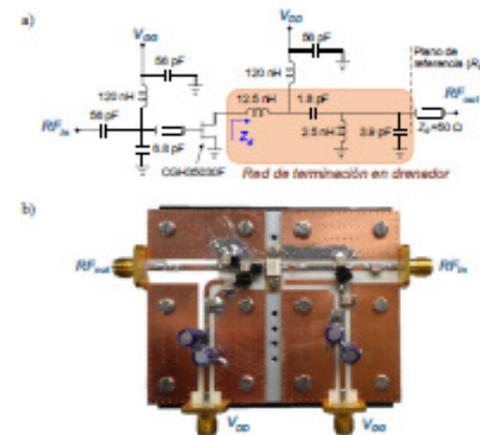


Fig. 2. a) Esquemático y b) fotografía del inversor clase-E diseñado.

El condensador en serie del circuito resonante LC se reajustó en el laboratorio para conseguir un mejor comportamiento para los valores de R_L bajos (parte superior del rango de potencia de salida). Finalmente, se completó el inversor con las redes de polarización y de entrada, siguiendo topologías ampliamente conocidas, seleccionando los elementos de choque, bypass y desacople según sus parásitos y frecuencias de resonancia.

III. CARACTERIZACIÓN COMO AMPLIFICADOR

El inversor implementado fue caracterizado en onda continua (CW) bajo condiciones de carga fija y variable.

A. Perfiles con Carga Constante

El comportamiento medido del inversor con la frecuencia, cargado con 50Ω (valor de referencia en RF/microondas) aparece representado en la Fig. 3. Los perfiles de eficiencia (η) y eficiencia de potencia añadida (PAE) se mantienen por encima del 74% y 70%, respectivamente, en un ancho de banda de 100 MHz. A la frecuencia de trabajo tiene una eficiencia del 82% y una potencia de salida de 39.8 dBm (9.5 W). Como se esperaba, el punto de máxima eficiencia aparece en una zona en que la potencia de salida decrece con la frecuencia.

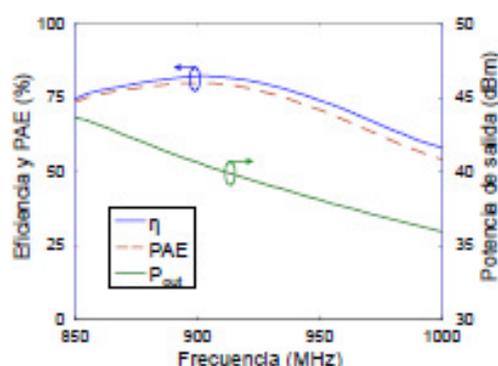


Fig. 3. Medida de los perfiles de eficiencia, PAE y potencia de salida frente a frecuencia, para el inversor clase-E propuesto.

B. Caracterización bajo Condición de Carga Variable

Para caracterizar el inversor bajo condiciones de carga resistiva variable se ha empleado el sistema de medida que se muestra en la Fig. 4.

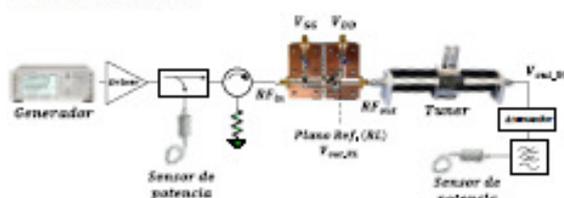


Fig. 4. Set-up utilizado para caracterizar el inversor clase-E bajo condición de carga resistiva variable.

Se ha utilizado un tuner de impedancia manual (MST981EN) de Maury Microwave para ajustar cada valor deseado de resistencia de carga en el plano de referencia (definido en la posición del condensador de 3.9 pF). A diferencia de implementaciones en frecuencias inferiores, no es posible disponer en UHF y bandas superiores de una resistencia ajustable con alta capacidad de manejo de potencia como para hacer esta caracterización. Además, se ha incluido un filtro paso bajo para evitar las contribuciones no deseadas al valor medido de la potencia de salida, debidas al contenido remanente de los armónicos de mayor orden.

Como se esperaba de las simulaciones, la evolución de eficiencia frente a R_L , mostrada en la Fig. 5, se mantiene alta para un rango amplio de control de la potencia de salida. Se han medido una eficiencia superior al 73% para una potencia 7 dB por debajo de la máxima (20% del máximo). Se ha alcanzado un pico de eficiencia de 83.2% para un valor de resistencia de carga de 75Ω .

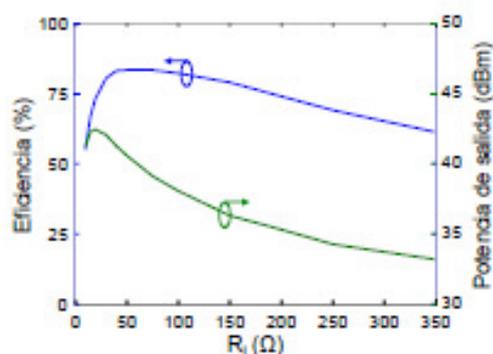


Fig. 5. Evolución de la eficiencia y la potencia de salida con la resistencia de carga R_L .

Por último, se extrajo de los resultados de medida la característica de modulación estática R_L -AM del amplificador implementado (Fig. 6). Teóricamente, la potencia de salida de un amplificador de potencia 100% eficiente debería variar con el inverso de la resistencia de carga, resultando en una amplitud de la tensión a la salida del transformador de impedancias ($V_{out,50}$ en la Fig. 4), que sigue linealmente el inverso de la raíz de R_L .

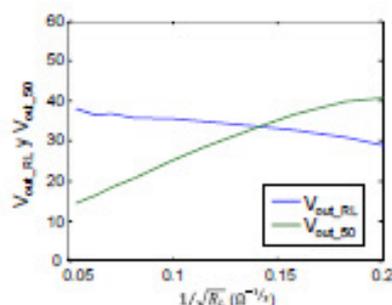


Fig. 6. Evolución de la amplitud de la tensión a la salida (en el plano de síntesis de R_L y sobre 50Ω) con el inverso de la raíz de R_L .

Este es el perfil que debe aproximarse cuando se opere este inversor como parte de un transmisor outphasing [2, 7, 8]. En dicha figura se ha representado además la evolución de la amplitud de la tensión $V_{\text{out,pt}}$ en el plano de referencia en el que se ha sintetizado la variación de la resistencia de carga (ver Fig. 4). Se puede apreciar que crece ligeramente para valores de R_L elevados, validando la sensibilidad reducida del esquema implementado para operación en condición de carga variable.

IV. CARACTERIZACIÓN COMO OSCILADOR

A partir de los resultados anteriores, y considerando la necesidad de utilizar una señal de entrada de RF para conseguir el manejo del terminal de puerta, se decidió abordar una modificación del esquema de la Fig. 2a) de modo a lograr la operación del inversor clase-E en modo auto-oscilante. Este rasgo puede ser interesante de cara a su uso, junto a un rectificador auto-sincrono, como parte de un convertidor CC/CC clase E² [10] sin entrada auxiliar de RF. Para forzar dicha operación, es necesario que la impedancia a sintetizar en el terminal de puerta del transistor corresponda con una reactancia capaz de resonar la capacidad equivalente $C_{gs} + C_{pd}$ a una frecuencia ligeramente superior a la de trabajo, de modo que se asegure la conmutación deseada. Por tanto, se diseñó una nueva red de terminación en puerta, compuesta en este caso por una capacidad serie $L_{in}=1.65$ nH y un condensador a masa $C_m=2.2$ pF. Para iniciar la oscilación es necesario aplicar una tensión de puerta superior a la tensión de pinch-off, que después es reducida hasta la tensión adecuada para su operación como clase-E ($V_{GS} = -3.5$ V), con el circuito sintonizado a 915 MHz.

A. Control del Oscilador con la Tensión de Puerta

Dado el control que permite la tensión de polarización en puerta sobre la frecuencia de oscilación, gracias a la dependencia de la capacidad de entrada del transistor con V_{GS} , el circuito inversor sin señal de RF a la entrada se caracterizó en el rango en el que se mantiene activa la oscilación. En la Fig. 7 puede verse la evolución de la eficiencia total frente a la frecuencia, la cual se mantiene por encima del 80% en casi todo el rango de oscilación (unos 50 MHz).

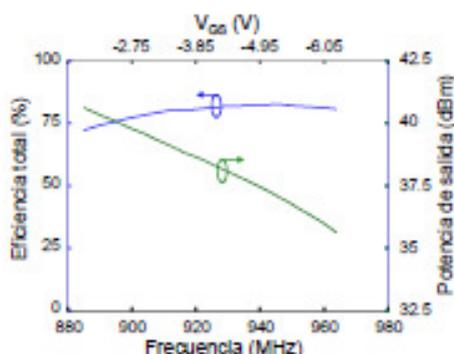


Fig. 7. Medida de la evolución de la eficiencia y la potencia de salida frente a V_{GS} (y la frecuencia de oscilación) para el inversor clase-E propuesto operando como inversor auto-oscilante.

B. Perfil del Oscilador bajo Carga Variable

Al igual que con el circuito inversor, el oscilador también se caracterizó frente a la variación de la resistencia de carga, utilizando en este caso el set-up que se muestra en la Fig. 8a), que no necesita de generación de señal de entrada. En la Fig. 8b) pueden verse que la eficiencia total medida es superior al 60% para una potencia de 6 dB por debajo de la máxima (25% del máximo), con un pico de 81.7% en 40 Ω .

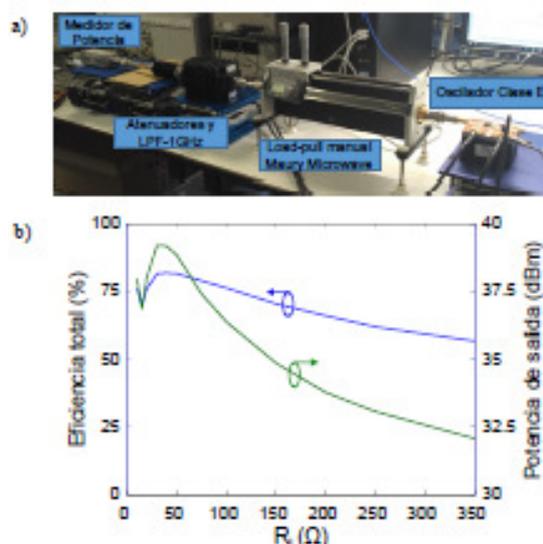


Fig. 8. a) Fotografía del set-up implementado para la medida del oscilador clase-E bajo condición de carga resistiva variable. b) Medida de los perfiles de eficiencia, PAE y potencia de salida frente a R_L , para el inversor clase-E operando como oscilador.

V. CONCLUSIÓN

Se ha diseñado un inversor clase-E en tecnología GaN HEMT para operar de manera eficiente bajo condición de carga variable en la banda de UHF. Se ha aproximado la operación ZVS para un amplio rango de cargas resistivas, obteniendo una alta eficiencia a potencias muy por debajo de la máxima. La red de adaptación en puerta se ha transformado en una red de terminación que permite forzar la operación conmutada como clase-E sin necesidad de excitar externamente con RF ese terminal. Estos resultados permiten que la topología propuesta sea adecuada para su uso en arquitecturas basadas en la modulación de la carga (transmisor outphasing) así como en convertidores resonantes CC/CC auto-regulados.

VI. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO) a través del TEC2014-58341-C4-1-R cofinanciado con fondos FEDER. David Vegas y María Pampín, agradecen también el apoyo recibido a través de los contratos predoctorales BES-2015-072203T y BES-2012-059599, respectivamente.

REFERENCIAS

- [1] M. K. Kazimierczak and X. T. Bui, "Class-E Amplifier with an Inductive Impedance Inverter," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 37, no. 2, pp. 160-166, April 1990.
- [2] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [3] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proc. IRE*, vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, Sept. 1936.
- [4] L. R. Kahn, "Single-Sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Jul. 1952.
- [5] A. A. M. Saleh and D. C. Cox, "Improving the Power-Added Efficiency of FET Amplifiers Operating with Varying-Envelope Signals," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, no. 1, pp. 51-56, Jan. 1983.
- [6] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E-A New Class of High-efficiency Tuned Single-ended Switching Power Amplifiers," *IEEE J. Solid-state Circuits*, vol. SC-10, pp. 168-176, June 1975.
- [7] R. Beltrán, F. H. Raab and A. Velazquez, "HF Outphasing Transmitter using Class-E Power Amplifiers," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2009, pp. 757-760, Boston, MA.
- [8] D. A. Calvillo-Cortes, M. P. van der Heijden, M. Acar, M. de Langen, R. Wesson, F. van Rijs, and L. C. N. de Vreede, "A Package-Integrated Chireix Outphasing RF Switch-Mode High-Power Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 61, no. 10, pp. 3721-3732, Oct. 2013.
- [9] L. Roslaniec, A. S. Jurkov, A. A. Bastami and D. J. Perreault, "Design of Single-Switch Inverters for Variable Resistance/Load Modulation Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3200-3214, June 2015.
- [10] M. K. Kazimierczak, J. Jozwik, "Resonant DC/DC Converter with Class-E Inverter and Class-E Rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 4, pp. 468-478, Nov. 1989.
- [11] W. H. Cantrell and W. A. Davis, "Amplitude Modulator Utilizing a High-Q Class-E DC-DC Converter," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2003, pp. 1721-1724, Philadelphia, PA.
- [12] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [13] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, "Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers," *IEEE Trans. Circ. & Syst.-I. Reg. Papers*, vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.