

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**Diseño de Amplificador Clase E sobre un
GaN HEMT en Die
(Class E Amplifier Design over GaN HEMT
Die)**

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: David San Miguel García

Mayo-2013

- Puede variarse el ancho del lomo con sólo aumentar o disminuir el tamaño de letra. En la muestra el tamaño de letra es Univers 10.

TÍTULO				
AUTOR				
DIRECTOR				
TITULACIÓN	GRADUADO EN INGENIERIA DE TECNOLOGIAS DE TELECOMUNICACIÓN	FECHA	MES-AÑO	TOMO I DE I

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: David San Miguel García

Director del TFG: José Angel García García

Título: “Diseño de Amplificador Clase E sobre un GaN HEMT en Die”

Title: “Class E Amplifier Design over GaN HEMT Die “

Presentado a examen el día: 28 de mayo de 2013.

para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Antonio Tazón Puente

Secretario (Apellidos, Nombre): José Angel García García

Vocal (Apellidos, Nombre): Juan Pablo Pascual Gutiérrez

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

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

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado N°
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos.

En primer lugar me gustaría agradecer a mi familia, a mis padres y a mi hermana. Por soportarme, y sobre todo en época de exámenes. Gracias.

A todos los compañeros y algún amigo que he hecho durante la carrera. Por todos esos días que nos tocaba comer en la facultad. Gracias.

A José Angel, mi director de proyecto, que a pesar de estar siempre con mil cosas, lograba encontrar un hueco para echar una mano. Por esas ganas y esa maestría al enseñar. Gracias.

A Nieves, Reynel, Leysi y María, quienes te ayudan en todo momento, sin pedir nada a cambio, facilitándote así las cosas. Gracias.

Y por último a Sandra, ya que sin su ayuda no hubiera sido posible la realización de este proyecto. Gracias.

I.	Introducción.	7
I.1.	Importancia del Compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisión Inalámbrica.....	8
I.2.	Objetivos.	9
I.3.	Estructura de la Memoria.	10
I.4.	Referencias.	10
II.	Tipos de transmisores y amplificadores de potencia.	11
II.1.	Transmisor Cartesiano.....	12
II.2.	Transmisor Polar	13
II.3.	Transmisor Outphasing (LINC).....	14
II.4.	Amplificadores de Potencia.....	15
II.4.1.	Parámetros Significativos de los Amplificadores de Potencia.....	15
II.4.2.	Comportamiento No Lineal del Amplificador.....	18
II.4.3.	Clases de Amplificadores de Potencia	19
II.5.	Referencias.	24
III.	Amplificador de potencia clase E.	25
III.1	Análisis del Circuito Clase E Original	26
III.1.1.	Circuito Clase E con Elementos Discretos L-Serie/C-Paralelo_	34
III.1.2.	Circuito Clase E con Líneas de Transmisión	36
III.1.3	Amplificador Clase E Basado en un Dispositivo GaN HEMT ____	49
III.2.	Referencias	49
IV.	Simulación y diseño del amplificador Clase E sobre GaN HEMT	51
IV.1	Objetivos	52
IV.2.	Caracterización Transistor CHG60060.....	52
IV.3	Simulaciones.	54
IV.4	Layout y montaje.	57
IV.4.1	Red de adaptación a la salida.....	58
IV.4.2	Realización del layout.	60
IV.4.3	Red de adaptación a la salida sobre el layout.	61
IV.4.4	Red de adaptación a la entrada.....	63
IV.4.5.	Red de polarización.....	64
IV.5.	Referencias	67

V. Medidas y comprobación del funcionamiento del amplificador.	68
V.1 Montaje	69
Tabla equivalencia de potencias	69
V.2 Medidas realizadas	70
V.2.1 Medidas de eficiencia y PAE	71
Tabla equivalencia de potencias	76
VI. Conclusiones y líneas futuras.	79
VI.1. Conclusiones	80
VI.2. Líneas futuras de trabajo	81
VI.3. Referencias	81

I. Introducción.

I.1. Importancia del Compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisión Inalámbrica.

El ritmo actual de desarrollo de las Telecomunicaciones está imponiendo la necesidad de tasas de transmisión de información cada vez más altas.

Dado que el espectro radioeléctrico es finito, esta necesidad no puede satisfacerse mediante el incremento del ancho de banda, lo que conduce al uso cada vez más frecuente de formatos de modulación digital multinivel, espectralmente más eficientes, como es el caso de los formatos WCDM y OFDM.

Por otra parte, estos formatos de mayor eficiencia de ancho de banda, los denominados esquemas de modulación lineal, requieren de amplificación lineal para lograr una correcta recuperación del mensaje en el receptor.

Habitualmente se utilizan amplificadores Clase A para obtener amplificación lineal pero, las altas relaciones *valor pico – valor medio* de los formatos de modulación mencionados requieren una amplificación mucho más eficiente que la que se puede obtener con amplificadores lineales.

Por otro lado, la eficiencia en potencia es un factor sumamente importante en transmisión inalámbrica, por ejemplo en terminales móviles, donde la autonomía de las baterías es crucial, o en estaciones base, donde una alta disipación de potencia supone un gran incremento en el gasto económico.

Ambas exigencias, elevada eficiencia de potencia y elevada linealidad son, comúnmente, difíciles de conciliar.

En los sistemas transmisores de RF, son los amplificadores de potencia los que consumen la mayor parte de la potencia, alrededor de un 70%, por eso es importante que la amplificación de RF se realice de la forma más eficiente posible.

La necesidad de cumplir las restricciones anteriores ha determinado un creciente interés en la búsqueda de sistemas de transmisión que consigan un buen compromiso *linealidad – eficiencia* en los amplificadores de potencia.

Con la arquitectura del Transmisor Cartesiano parece que se llega a un límite en dicho compromiso, asociado a la necesidad de utilizar clases lineales de amplificación en la manipulación de la señal paso banda, con variaciones de las componentes de amplitud y fase.

Este límite parece ser superado en arquitecturas de transmisión emergentes, entre las que destaca el Transmisor Polar, tal y como se estudia en [1].

I.2. Objetivos.

Este proyecto está orientado al diseño de un amplificador clase E operando a 1 GHz sobre un GaN HEMT en die del fabricante Cree Inc. con 60 W de capacidad de potencia.

Dado que la impedancia óptima a sintetizar al fundamental en un dispositivo de alta potencia suele ser muy pequeña, de cara a conseguir las condiciones de conmutación a tensión y derivada de la tensión igual a cero, la implementación de la red multi-armónica de terminación en drenador puede ser realmente crítica.

Se utilizarán bobinas y condensadores de alto factor de calidad en las redes de entrada, salida y polarización de cara a conseguir altas prestaciones en eficiencia con un diseño lo más compacto posible.

El amplificador diseñado será montado, ajustado y caracterizado para su utilización como etapa de salida en un esquema de transmisión polar (EER), como una de las ramas de un transmisor outphasing o como inversor en un convertidor DC/DC resonante de alta frecuencia.

Las figuras de mérito a conseguir se esperan estén cerca del estado de la técnica en esta banda.

I.3. Estructura de la Memoria.

En el capítulo 2 se realizara una explicación de la transmisión inalámbrica así como una breve explicación de las clases de amplificadores existentes.

En el capítulo 3 se describen con mayor profundidad los fundamentos teóricos que rigen el comportamiento de los amplificadores clase-E, y que generan las ecuaciones necesarias para su posterior diseño.

En el capítulo 4 se muestra paso a paso el proceso seguido en el diseño del amplificador clase-E construido, así como montaje y caracterización.

Finalmente, en el capítulo 5 se plantean algunas conclusiones obtenidas tras la realización de este proyecto, al tiempo que proponen nuevas líneas de trabajo.

I.4. Referencias.

- [1] J. A. García, C. Fager, A. Zhu, J. C. Pedro, P. Cabral, P. Colantonio, "Emerging Wireless Transmitter Architectures", TARGET-2007-11-27-WP232-D-D.2-3.0, Noviembre 2007

II. Tipos de transmisores y amplificadores de potencia.

II.1. Transmisor Cartesiano

En los sistemas de radiocomunicación se debe transmitir a frecuencias muy determinadas, y debido a este requerimiento se emplea la transmisión paso banda.

Una representación banda base de las señales paso banda es la cartesiana (componentes en fase y cuadratura), y ésta es la arquitectura utilizada tradicionalmente para transmitir en radiofrecuencia. En este esquema de transmisión, que se muestra en la Figura II.1, las componentes en fase y cuadratura de la señal a transmitir modulan respectivamente a las componentes en fase y cuadratura de la señal portadora. Después, las dos señales moduladas se combinan formando la señal a transmitir, que es procesada por un amplificador de potencia de RF teóricamente lineal, y poco eficiente, y enviada por la antena.

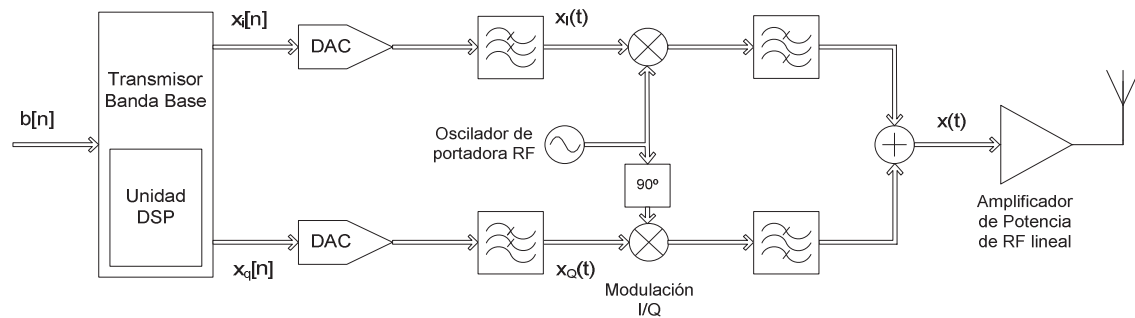


Figura II.1: Arquitectura del transmisor cartesiano

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

$$x(t) = x_i(t) \cdot \cos(w_c \cdot t) - x_q(t) \cdot \text{sen}(w_c \cdot t) \quad (\text{II.1})$$

Esta arquitectura no satisface el compromiso de linealidad con alta eficiencia de potencia, tan necesario en los sistemas inalámbricos actuales, pero para alcanzar este objetivo se pueden utilizar arquitecturas alternativas, como la del transmisor polar [1].

II.2. Transmisor Polar

El transmisor con arquitectura polar, mostrado en la Figura II.2, se basa en el concepto de Eliminación y Restauración de Envolvente (EER), propuesto por Kahn en 1952 [2], y además integra avances recientes en procesamiento digital de señal.

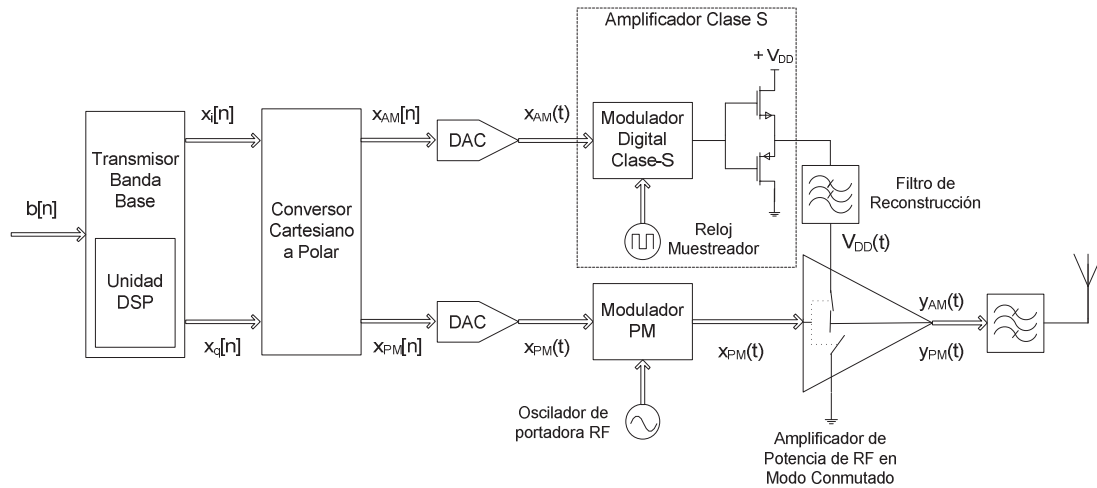


Figura II.2: Arquitectura del transmisor polar

Se basa en la representación de la señal paso banda a transmitir en función de sus componentes de amplitud y fase, que son señales paso bajo, como se expresa a continuación:

$$x(t) = x_{AM}(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + x_{PM}(t)) \quad (II.2)$$

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 .

II.3. Transmisor Outphasing (LINC)

El amplificador de potencia en radio frecuencia (RF) es uno de los bloques más críticos en un transmisor de RF, sobre todo, desde que el consuno de potencia en la telefonía móvil ha incrementado. Por lo tanto, para incrementar la eficiencia en los transmisores RF se han venido desarrollando varias arquitecturas, una de ellas es el Transmisor Outphasing (LINC).

Esta técnica se basa en que dos señales envolventes constantes son amplificadas y combinadas para dar paso a la señal de salida, como se muestra en la Fig. II.3. Dado que las señales que van a ser amplificadas no llevan información en su amplitud, no se requiere una linealidad en los amplificadores. Como consecuencia las señales pueden ser sesgadas en sus puntos de compresión para una mayor eficiencia en potencia.

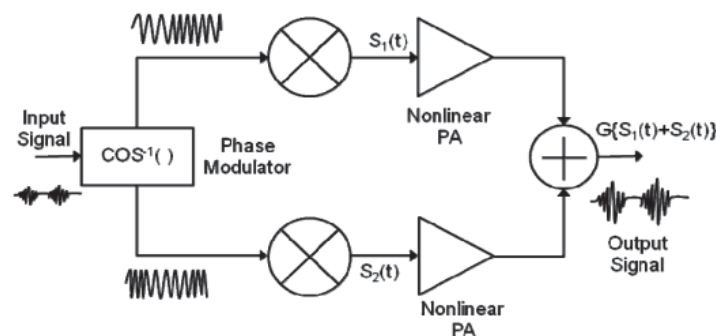


Figura II.3: Arquitectura del transmisor outphasing

Debido a esto podemos elegir amplificadores no lineales y de alta eficiencia, como podrían ser los amplificadores Clase D,E,F. Sin embargo, parte del proceso de conversión de la fase tiene una configuración compleja y un ancho de banda del orden de las decenas de MHz. Además la separación de señales es requerida en un bloque de “phase up-conversión”. [3]

II.4. Amplificadores de Potencia

En la etapa de modulación de un transmisor polar se utiliza un amplificador de potencia de alta eficiencia.

Un amplificador de potencia se puede entender como un transductor en tanto que su función es la de convertir la energía disponible de una fuente de potencia de DC en energía de señal, en potencia de RF, amplificando así la señal de RF de entrada, como muestra la Figura II.4

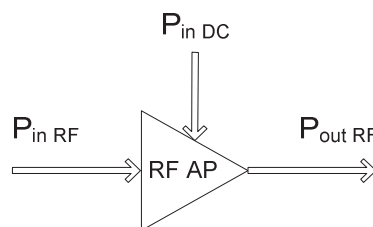


Figura II.4: Potencias en un amplificador de potencia de RF

II.4.1. Parámetros Significativos de los Amplificadores de Potencia

Eficiencia

La eficiencia de este proceso de amplificación se puede expresar en varios términos:

- Eficiencia de drenador (η_D).

- Eficiencia de potencia añadida (PAE).
- Eficiencia completa (η).

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:

$$\eta_D = \frac{P_{\text{outRF}}}{P_{\text{inDC}}} \quad (\text{II.3})$$

La eficiencia de potencia añadida (PAE, Power-Added Efficiency) 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:

$$\text{PAE} = \frac{P_{\text{outRF}} - P_{\text{inRF}}}{P_{\text{inDC}}} = \eta_D \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (\text{II.4})$$

Finalmente, la eficiencia completa compara la potencia total recibida por el amplificador (RF+DC) con la potencia total entregada a la salida. Se expresa de la siguiente manera:

$$\eta = \frac{P_{\text{outRF}}}{P_{\text{inRF}} + P_{\text{inDC}}} = \frac{\eta_D}{\frac{\eta_D}{G} + 1} \quad (\text{II.5})$$

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 de saturación, mostrada en la Figura II.5:

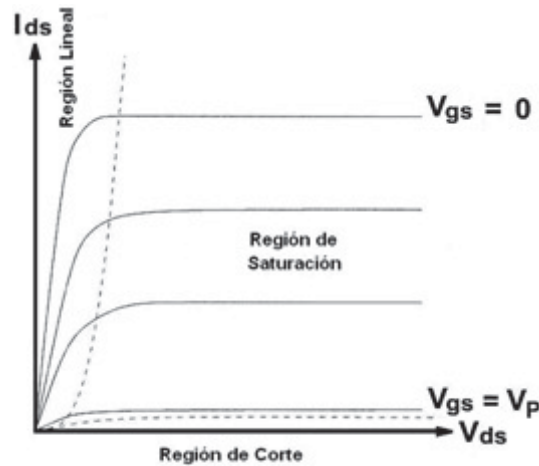


Figura II.5: Curvas características I-V de un transistor FET

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 II.6 podemos observar la variación de la ganancia de compresión y de la fase en función de la potencia de entrada:

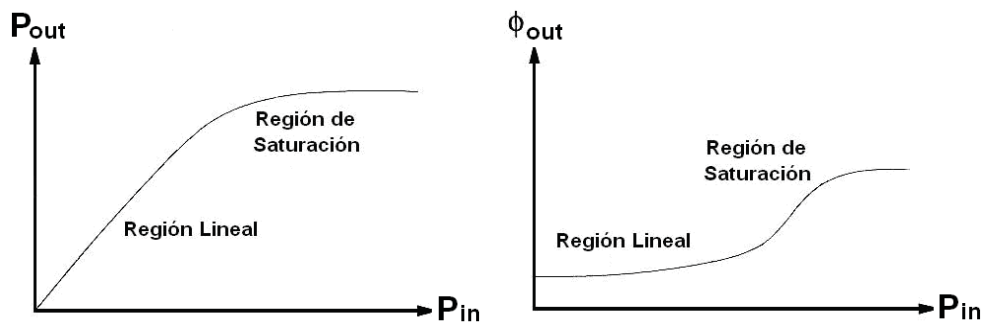


Figura II.6: Ganancia de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia

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 (como por ejemplo productos de IMD) 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.

II.4.2. Comportamiento No Lineal del Amplificador

El amplificador de potencia cuando trabaja en zonas de alta eficiencia energética, es decir, cerca 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:

$$V_{out}(t) = G_v \cdot V_{in}(t) + k_2 \cdot V_{in}^2(t) + k_3 \cdot V_{in}^3(t) + \dots + k_N \cdot V_{in}^N(t) \quad (II.6)$$

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 o 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.

II.4.3. Clases de Amplificadores de Potencia

En los amplificadores de potencia, se pueden distinguir tres modos de operación, unos funcionan como fuente de corriente dependiente (Clases A, B, AB, C), otros pueden funcionar en modo conmutado (Clase D,E) y por último encontramos el modo de operación saturado, los cuales operan como fuente de corriente y parcialmente como conmutadores (Clase F). En la Figura II.7 se encontrará el punto de polarización dependiendo de la clase de amplificador.

En este apartado haremos un breve resumen de todas las clases de amplificadores de potencia menos la Clase E, que se explicará con detalla en el siguiente capítulo.

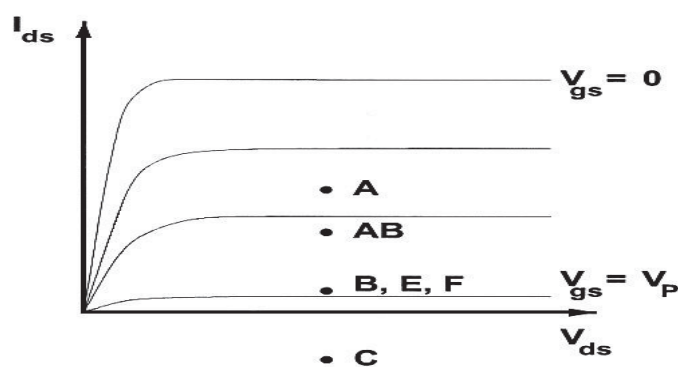


Figura II.7. Puntos de polarización para las diferentes clases de amplificadores de potencia. Cada clase está definida por su tensión de puerta y la magnitud de la señal de excitación.

II.4.3.1 Amplificadores como fuente de corriente dependiente (Clases A, B, AB, C).

Clase A

Un amplificador de potencia funciona en clase A cuando el transistor se encuentra siempre polarizado en su región de saturación, mediante la inyección de una corriente continua y constante en drenador. Actúa como una fuente de corriente controlada por la tensión de entrada.

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

Esta clase tiene la ventaja de proporcionar la amplificación más lineal y el mayor factor de ganancia de los amplificadores. Permite su utilización a frecuencias próximas a la máxima de operación del transistor, ya que no hay armónicos en el proceso de amplificación.

Pero, como inconveniente, tiene una eficiencia muy baja, debido a que el dispositivo disipa potencia incluso en ausencia de señal de entrada. Para un amplificador de potencia clase A ideal la eficiencia máxima que se consigue es del 50%.

Clase B

En el amplificador clase B los transistores están polarizados en el límite entre la región de saturación y la región de corte. Cuando se le aplica señal de entrada, el transistor actúa como una fuente de corriente.

En esta clase la conducción sólo se realiza durante un semiciclo (ángulo de conducción de 180°). La corriente de polarización cuando no hay conducción es cero, por lo tanto, no hay consumo de potencia en ausencia de señal de entrada. Por esta razón la eficiencia del amplificador clase B es alta, llegando a alcanzar en condiciones ideales un 78.5%.

La operación en clase B se caracteriza por una tensión de drenador constante y, a diferencia de clase A, una corriente media de drenador creciente con el aumento de potencia, y proporcional a la amplitud de la señal de entrada. Debido a esto el amplificador clase B también tiene un comportamiento bastante lineal.

Clase AB

Es 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.

Este tipo de amplificadores trata de corregir la distorsión de cruce recurriendo al montaje en contrafase mediante diodos. El punto de trabajo, en este caso, es tal que el ángulo de conducción está comprendido 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 u óhmica.

Se produce un empeoramiento del rendimiento respecto a la clase B, ya que se consume la potencia necesaria para dicha 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 periodo.

La operación en clase AB proporciona, al igual que la clase A una señal de salida altamente lineal con respecto a la señal de entrada, ya que, aunque cada dispositivo sólo conduce durante medio ciclo, ambos dispositivos “se ceden el relevo”, en el paso por cero, de modo que en su conjunto se comportan de manera lineal, especialmente si ambos transistores son idénticos.

Su comportamiento en distorsión, es diferente y algo inferior al de clase A. Por ello, esta modalidad de amplificación se emplea en amplificadores lineales con no tan severas exigencias de linealidad como las aplicaciones que requieren clase A pura.

Clase C

En el amplificador clase C el dispositivo se polariza por debajo del corte, y la carga se acopla mediante un circuito LC paralelo, sintonizado a la frecuencia de la señal de entrada. De esta forma, el dispositivo se encuentra en estado de corte la mayor parte del periodo de dicha señal y amplifica sólo durante cortos intervalos, se puede decir que casi funciona como un conmutador.

Se aumenta la eficiencia respecto a los anteriores, a costa de reducir la linealidad. Puede llegarse teóricamente a eficiencias del 100%, a medida que el ángulo de conducción se aproxima a cero. Pero esto conlleva que la ganancia vaya disminuyendo, de manera que la potencia de excitación necesaria va aumentando.

La respuesta de un clase C es esencialmente no lineal, incluso para la frecuencia fundamental.

II.4.3.2. Amplificadores Conmutados (Clase D y E)

Clase D

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

La señal de corriente de entrada es una senoide lo suficientemente fuerte como para producir la saturación y el corte de los dispositivos en el momento adecuado.

Las formas de onda de tensión y corrientes están completamente desfasadas, de modo 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 permite idealmente conseguir que no existan pérdidas de potencia en el transistor.

Esta clase puede verse como un clase B modificado operando en gran señal, donde la energía que debía disiparse en el transistor se almacena en una capacidad y es entregada al circuito de salida. El valor real distinto de cero de la resistencia en estado ON y los tiempos de conmutación finitos producen que las formas de onda se solapen y no se alcance la eficiencia ideal del 100%, pero pueden conseguirse buenas aproximaciones.

Los amplificadores clase D se utilizan de forma generalizada para aplicaciones de audio y, ocasionalmente, en el rango de las microondas.

Clase E

Se realizará una descripción detallada sobre este tipo de amplificador en el siguiente capítulo.

II.4.3.3. Amplificadores Saturados (Clase F)

Clase F

Fue uno de los primeros intentos para mejorar la eficiencia de los amplificadores no lineales. En ellos, el dispositivo activo actúa como fuente de corriente (saturación), tal y como ocurre en la típica clase C.

La eficiencia se consigue mediante la utilización de resonadores armónicos en la red de salida, para conformar las formas de onda del drenador, y hacerlas lo más parecidas posible a ondas cuadradas.

La forma de onda de tensión, sensiblemente cuadrada, incluye uno o más armónicos impares, con lo que comienza a parecerse a una onda cuadrada, mientras que la de corriente incluye los pares y se asemeja a una onda semi-sinusoidal.

Asumiendo que el transistor es ideal, un clase F puede ofrecer una eficiencia máxima de un 88.4%. [1]

Para terminar, en la Figura II.8 se muestran las formas de onda de tensión y corriente para cada clase de amplificador, demostrando así lo mencionado anteriormente.

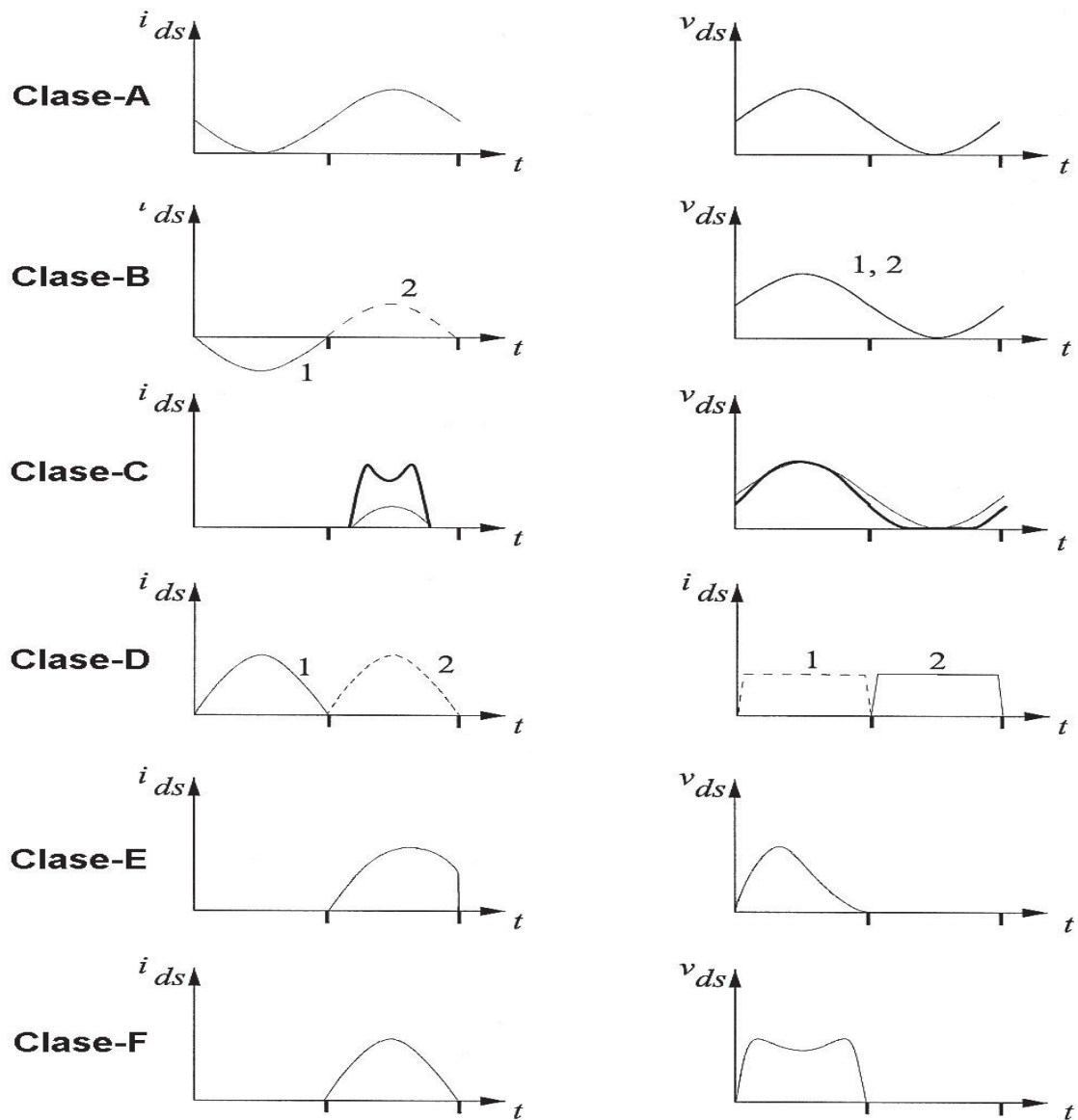


Figura II.8. Formas de onda de tensión y corriente en el dominio del tiempo para las diferentes clases de amplificadores de potencia utilizados en microondas. Las clases B y D se implementan generalmente en una configuración que utiliza dos transistores; las formas de onda de cada transistor (1 y 2) se muestran para estas clases.

II.5. Referencias.

- [1] Beatriz Bedia Expósito, “Optimización del Compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisores Polares”, Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Julio 2008
- [2] L. R. Kahn, “Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration”, Proc. IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Julio 1952.
- [3] A CMOS Outphasing Transmitter Using Two Wideband Phase Modulators, by Sungho Lee*, Kihyun Kim**, Jaehoon Song**, Kang-Yoon Lee***, and Sangwook Nam**. Part1.Introduccion.

III. Amplificador de potencia clase E.

El descubrimiento del amplificador clase E es relativamente reciente (N.O. Sokal y A.D. Sokal, 1975)[1], pero quedó relegado, hasta que, alrededor de los 90's, 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.

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. Son utilizados en algunas estaciones transmisoras y aplicaciones satelitales donde la eficiencia es un aspecto fundamental.

III.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. La topología del amplificador en modo conmutado clase E se analiza en este apartado desde el punto de vista de la alta eficiencia, según el estudio realizado en la segunda referencia. [2]

En la Figura III.1 se muestra la topología propuesta por primera vez por Alan y Nathan Sokal en 1975¹. 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.

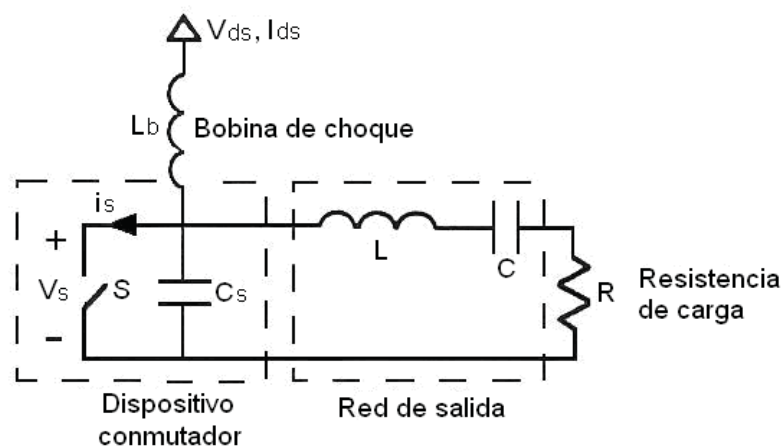


Figura III.1: Circuito de alta eficiencia clase E original

En bajas frecuencias, estos circuitos han conseguido eficiencias de hasta el 96%. Idealmente, la eficiencia solo 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 ciclo útil 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 nula, e infinita en estado 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, idealmente cero. 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 III.2:

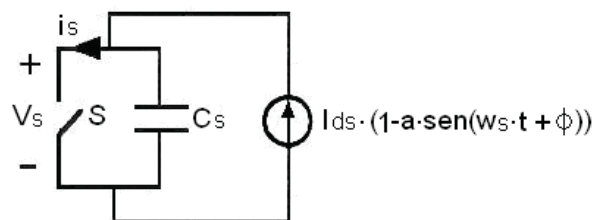


Figura III.2: Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga

El conmutador puede estar en estado ON o en OFF. Cuando el interruptor está cerrado (ON), no hay tensión entre sus terminales y una corriente sinusoidal (más una componente de continua) fluye por él.

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:

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad (\text{III.1})$$

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

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

$$C_s \cdot \frac{\partial v_s}{\partial t} = I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \sin(w_s \cdot t' + \varphi)) \quad (\text{III.2})$$

Que integrando resulta:

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot \int_0^t (1 - a \cdot \sin(w_s \cdot t' + \varphi)) \cdot dt' \quad (\text{III.3})$$

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:

$$v_s(0) = 0 \quad (\text{III.4})$$

$$v_s\left(\frac{T_s}{2}\right) = 0 \quad (\text{III.5})$$

En este caso:

$$\frac{\partial v_s \left(\frac{T_s}{2} \right)}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.6})$$

Aplicando la primera ecuación se resuelve la integral anterior, resultando:

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a \cdot (\cos(w_s \cdot t + \phi) - \cos(\phi))) \quad (\text{III.7})$$

Ya se pueden determinar a y ϕ :

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1.862 \quad (\text{III.8})$$

$$\phi = -\text{tg}^{-1} \left(\frac{2}{\pi} \right) \cong -32.48^\circ \quad (\text{III.9})$$

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:

$$v_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a \cdot (\cos(w_s \cdot t + \phi) - \cos(\phi))) & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

$$i_s(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \sin(w_s \cdot t + \phi)) & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Si se representan estas formas de onda, serían como se muestran en la Figura III.3:

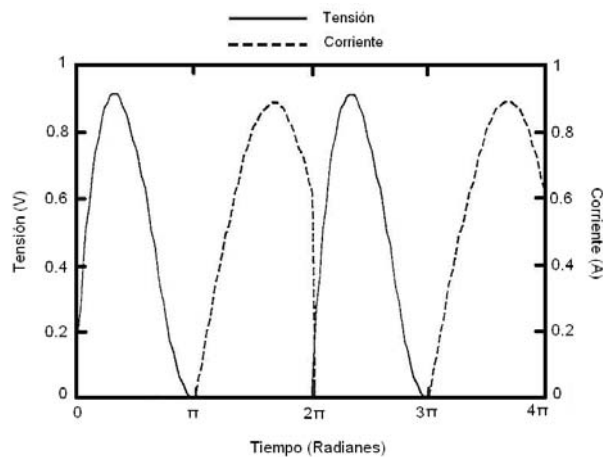


Figura II.3: Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E

Es interesante saber cuánta corriente I_{ds} se genera para una tensión dada V_{ds} , y viceversa:

$$V_{ds} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \quad (\text{III.12})$$

$$I_{ds} = \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot V_{ds} \quad (\text{III.13})$$

Si se asume que el valor mínimo de C_s es la capacidad parásita del dispositivo, y que, a una determinada frecuencia, un dispositivo con una capacidad C_s dada, debe operar con una tensión de alimentación V_{ds} suficientemente elevada y función de las características del elemento activo, las expresiones anteriores tienen importantes implicaciones en circuitos clase E prácticos de microondas.

Una vez establecidas w_s , C_s y V_{ds} , el dispositivo debe estar habilitado para manejar la corriente máxima requerida, cuya expresión puede verse a continuación.

$$I_{max} = (1 + a) \cdot I_{ds} \cong 2.86 \cdot I_{ds} \quad (\text{III.14})$$

Si el dispositivo no puede soportar esta corriente será imposible conseguir un circuito clase E de comportamiento ideal a esta frecuencia.

Un valor orientativo de la frecuencia máxima de operación se da en la siguiente expresión:

$$f_{max} = \frac{I_{ds}}{2 \cdot \pi^2 \cdot C_s \cdot V_{ds}} = \frac{I_{max}}{C_s \cdot V_{ds}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot (1 + a)} \cong \frac{I_{max}}{56.5 \cdot C_s \cdot V_{ds}} \quad (\text{III.15})$$

Para mayores tensiones de polarización de drenador, la frecuencia máxima de operación se reduce de forma proporcional. Por encima de esta frecuencia, el circuito no puede funcionar como un clase E ideal. Sin embargo, se puede conseguir un funcionamiento aproximado al ideal, a costa de una ligera degradación de la eficiencia máxima obtenida.

Lo anterior también implica que, dadas diversas tecnologías (MESFET, HEMT, HBT) y utilizando determinados procesos de fabricación, se consigan diferentes rendimientos en

el aspecto de potencia de salida máxima en función de la frecuencia, para un circuito clase E.

Observando la componente de DC de $v_s(t)$, se obtendrá una expresión que describe los parámetros de continua del circuito clase E (V_{ds} y I_{ds}).

En cambio, si se estudia la componente a la frecuencia fundamental de $v_s(t)$, se obtiene información acerca de las impedancias complejas en RF del circuito. Esto puede ser, por tanto, utilizado para encontrar ecuaciones de diseño para los elementos de la red de carga.

Las componentes frecuenciales de los armónicos superiores, presentes en el voltaje del conmutador, no serán consideradas para este análisis de primer orden. Sin embargo, se supondrá que la red de carga tiene una impedancia casi infinita a estos armónicos superiores y, por lo tanto, la corriente que fluye por el conmutador para los armónicos superiores deberá tender a cero.

La componente fundamental de la corriente en la carga i_{net1} es conocida, pero la componente fundamental de la tensión en la carga v_{s1} debe ser hallada mediante el uso de series de Fourier, dado que $v_s(t)$ es una función periódica.

Por lo tanto:

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \quad (\text{III.16})$$

Donde:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (\text{III.17})$$

Para $n=1$:

$$K_1 = \frac{I_{ds}}{\omega_s \cdot C_s \cdot T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \phi) - \cos(\phi))) \cdot e^{-j \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (\text{III.18})$$

La integral se toma sólo en la primera mitad del periodo porque $v_s(t)$ es cero en la segunda mitad del mismo. Los cálculos para resolver estas ecuaciones son tediosos, de modo que se mostrarán directamente los resultados.

$$v_{s1} = a_0 \cdot I_{ds} \cdot \sin(w_s \cdot t + \varphi_0) \quad (\text{III.19})$$

$$i_{net1} = a \cdot I_{ds} \cdot \sin(w_s \cdot t + \varphi) \quad (\text{III.20})$$

Donde las constantes a_0 y φ_0 son:

$$a_0 = \frac{2 \cdot |K_1|}{I_{ds}} = \frac{1}{w_s \cdot C_s} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{16} + \frac{4}{\pi} - \frac{3}{4}} \quad (\text{III.21})$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + \angle K_1 = \frac{\pi}{2} + \text{tg}^{-1}\left(\frac{2 \cdot \pi}{8 - \pi^2}\right) \quad (\text{III.22})$$

El fasor impedancia de la red de carga externa puede ser ahora calculado como:

$$Z_{net1} = \frac{a_0}{a} \cdot e^{j(\varphi_0 - \varphi)} \cong \frac{0.28015}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j49.0524^\circ} \quad (\text{III.23})$$

Es interesante destacar que el ángulo de la impedancia de carga requerida para operar como clase E, con un condensador en paralelo al conmutador, es una constante independiente del resto de la topología del circuito.

La magnitud es directamente proporcional a la impedancia del condensador en paralelo a la frecuencia de conmutación.

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.

En la Figura III.4 se expone una topología específica para la red de carga externa:

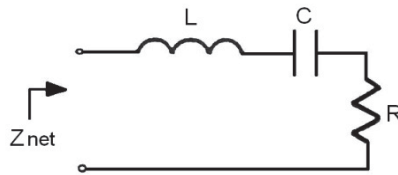


Figura III.4: Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF

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:

$$Z_{net1} = Z_{net} = j \cdot w_s \cdot L + \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} + R \quad (\text{III.24})$$

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

$$j \cdot w_s \cdot L + \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} + R = \frac{0.28015}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^\circ} \quad (\text{III.25})$$

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

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \cdot \frac{\pi}{2}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot 5.447} \quad (\text{III.26})$$

$$C = C_s \cdot \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \cdot \frac{\pi}{2}}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \left(\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4} \right)} \right) \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153} \right) \quad (\text{III.27})$$

Donde Q_L se define como:

$$Q_L = \frac{w_s \cdot L}{R} \quad (\text{III.28})$$

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:

$$C \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08} \right) \quad (\text{III.29})$$

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 w_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.

III.1.1. 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 III.5:

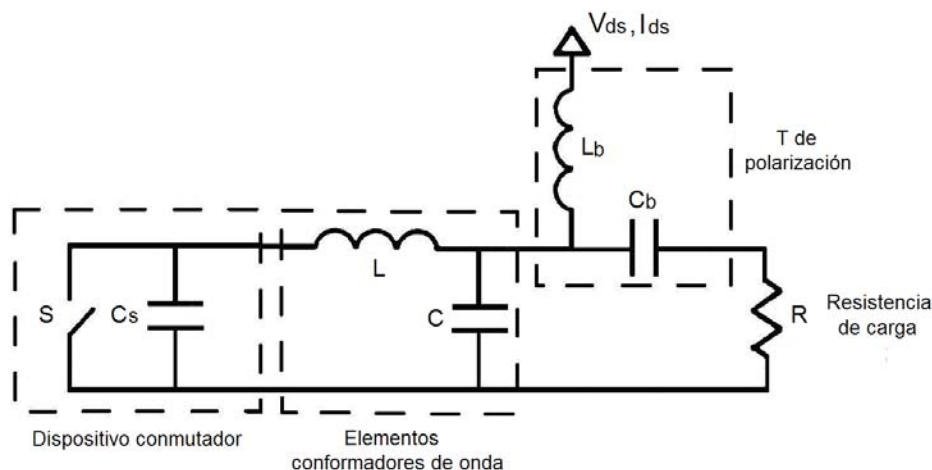


Figura III.5: Circuito clase E con elementos discretos L-serie/C-paralelo

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 III.6:

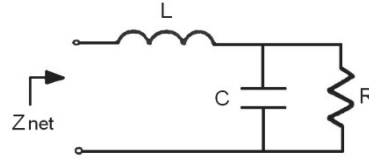


Figura III.6: Red de carga externa del circuito clase E vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de operación

Esta impedancia es:

$$Z_{net1} = Z_{net} = j \cdot \omega_s \cdot L + \frac{R}{1 + j \cdot \omega_s \cdot C \cdot R} \quad (III.30)$$

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

$$Z_{net1} = \frac{K_0}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j\theta_0} \quad (III.31)$$

Donde:

$$K_0 = \omega_s \cdot C_s \cdot \frac{a_0}{a} \cong 0.28015 \quad (III.32)$$

$$\theta_0 = \varphi_0 - \varphi \cong 49.0524^\circ \quad (III.33)$$

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:

$$L = \frac{K_0}{\omega_s^2 \cdot C_s} \cdot \left(\sin(\theta_0) + \cos(\theta_0) \cdot \sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos(\theta_0)} - 1} \right) \quad (III.34)$$

$$C = \frac{1}{\omega_s \cdot R} \cdot \sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos(\theta_0)} - 1} \quad (III.35)$$

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.

III.1.2. Circuito Clase E con Líneas de Transmisión

En [3] se propone una topología del circuito clase E con líneas de transmisión serie/paralelo, tal y como se muestra en la Figura III.8.

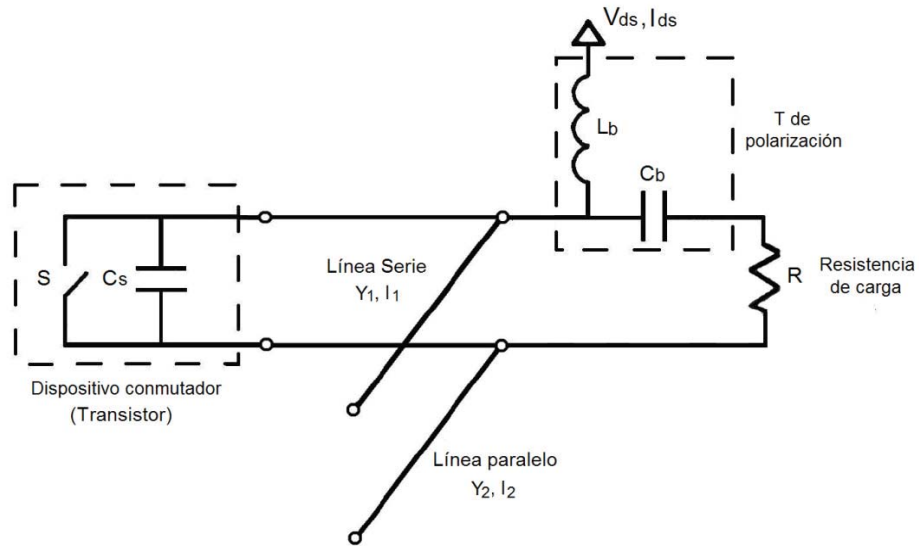


Figura III.8: Circuito clase E con líneas de transmisión serie/paralelo

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.

Se supone que:

$$|Z_{\text{net1}}| \prec R \quad (\text{III.36})$$

O lo que es lo mismo:

$$\frac{0.281}{w_s \cdot C_s} \prec R \quad (\text{III.37})$$

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):

$$Y_{\text{net1}} = \frac{w_s \cdot C_s}{K_0} \cdot e^{-j\theta_0} \quad (\text{III.38})$$

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 III.9:

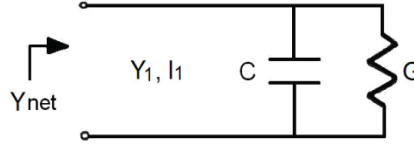


Figura III.9: Circuito equivalente de la red de carga para el circuito clase E con líneas de transmisión serie/paralelo, a la frecuencia de trabajo

A la frecuencia de trabajo:

$$Y_{\text{net1}} = Y_1 \cdot \frac{G + j \cdot w_s \cdot C \cdot j \cdot Y_1 \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)}{Y_1 - w_s \cdot C \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1) + j \cdot G \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)} \quad (\text{III.39})$$

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:

$$w_s \cdot C_s \cdot \cos(\theta_0) \cdot \left[(Y_1 - w_s \cdot C \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1))^2 + (G \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1))^2 \right] - K_0 \cdot Y_1 \cdot \left[G \cdot (Y_1 - w_s \cdot C \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)) + G \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1) \cdot (w_s \cdot C + Y_1 \cdot \text{tg}(\beta_1 \cdot l_1)) \right] = 0 \quad (\text{III.40})$$

Parte imaginaria:

$$w_s \cdot C_s \cdot \sin(\theta_0) \cdot \left[(Y_1 - w_s \cdot C \cdot \operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1))^2 + (G \cdot \operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1))^2 \right] + K_0 \cdot Y_1 \cdot \left[(w_s \cdot C + Y_1 \cdot \operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1)) \cdot (Y_1 - w_s \cdot C \cdot \operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1)) - G^2 \cdot \operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1) \right] = 0 \quad (\text{III.41})$$

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

$$C = C_s \quad (\text{III.42})$$

$$\operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1) = 1 \quad (\text{III.43})$$

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 $\operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1) = 1$, se parte de una longitud inicial de 45° .

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

$$0^\circ < \beta_1 \cdot l_1 < 90^\circ \quad \beta_1 \cdot l_1 = \operatorname{tg}^{-1}(\operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1)) \quad (\text{III.44})$$

$$0^\circ < \beta_2 \cdot l_2 < 90^\circ \quad \beta_2 \cdot l_2 = \operatorname{tg}^{-1}(\operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_2)) \quad (\text{III.45})$$

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.

III.1.2.1 Condiciones de Circuito Abierto a los Armónicos Usando Líneas de Transmisión

En la sección anterior se presentó una topología de circuito clase E con líneas de transmisión utilizando un stub simple. La red de carga de salida presenta una impedancia óptima para el transistor a la frecuencia de trabajo.

A las frecuencias de armónicos superiores no se ha impuesto ningún tipo de condición para la impedancia de carga, y se asume que esta será alta para dichos armónicos.

Se ha probado que el circuito anteriormente presentado funciona en modo clase E en casos prácticos, pero existe cierto contenido armónico en la señal de salida y, en consecuencia, una pequeña pérdida de eficiencia provocada por un incorrecto tratamiento de estos armónicos.

En este apartado se presentarán métodos para superar estas limitaciones.

Primero, se sabe que el segundo armónico de la señal es de gran importancia en el funcionamiento del amplificador clase E.

El método de diseño para el circuito clase E con sección simple serie/paralelo de línea de transmisión asume que se trabajará con líneas de transmisión de una impedancia dada (como 50Ω).

Por lo tanto los únicos parámetros de diseño son las longitudes de las líneas, y se espera que la impedancia presentada al segundo armónico sea grande.

Sin embargo, existen dos grados más de libertad si se convierten las impedancias características de las líneas en variables. Por ejemplo, si la longitud de las dos líneas se fija a 45° , entonces se puede utilizar las ecuaciones presentadas en el apartado anterior para encontrar la impedancia adecuada de las líneas, consiguiendo condiciones de funcionamiento clase E a la frecuencia de conmutación.

Si esto sucede, ambas líneas de transmisión son de longitud $\lambda/4$ (90°) a la frecuencia del segundo armónico, lo que significa que a esta frecuencia el transistor verá un circuito abierto perfecto a su salida.

Este método es muy útil en muchos casos prácticos, aunque existen otras situaciones en las que se requerirá algún otro método de terminación armónica en circuito abierto.

En la Figura III.10 se muestra una nueva topología con líneas de transmisión.

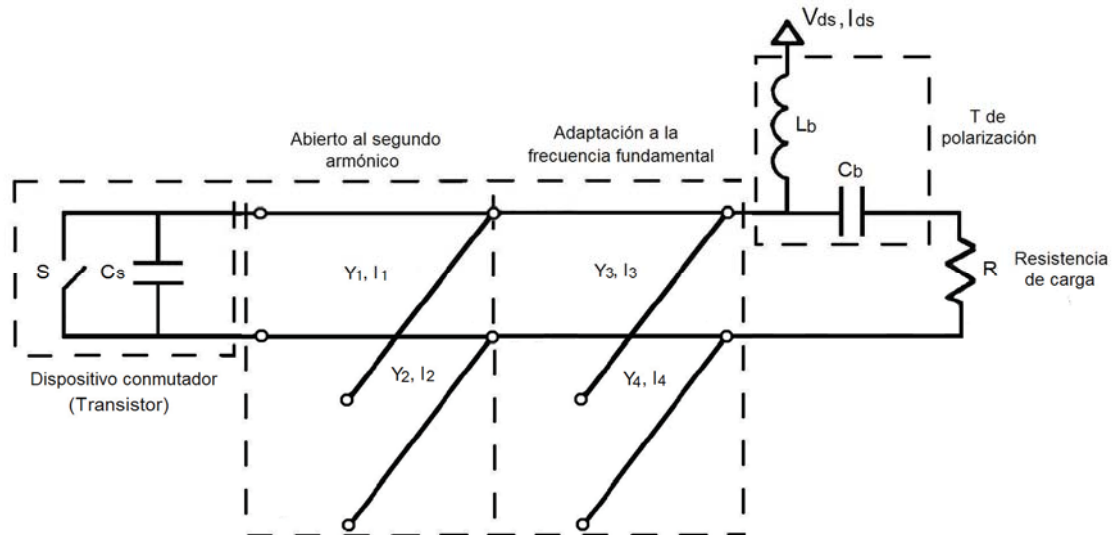


Figura III.10: Circuito clase E con líneas de transmisión, presentando una impedancia de circuito abierto al segundo armónico en la puerta de salida

El primer conjunto de líneas l_1 y l_2 , fuerzan la condición de circuito abierto a la frecuencia del segundo armónico.

La línea l_2 es de 45° de longitud a la frecuencia fundamental, y por lo tanto de 90° a la frecuencia del segundo armónico y, dado que parte de un circuito abierto en su terminación, presenta un cortocircuito en el punto en que coincide con l_1 al segundo armónico.

La línea l_1 es también de 90° a la frecuencia del segundo armónico, y transforma este cortocircuito en un circuito abierto a la salida del transistor. Esta condición de circuito abierto ocurre independientemente de los valores de l_3 y l_4 .

A la frecuencia fundamental de trabajo, las líneas l_3 y l_4 actúan como un stub simple, de forma que la impedancia de salida (usualmente 50Ω) es convertida en la impedancia adecuada en la puerta de salida del transistor.

Esta impedancia fue determinada anteriormente:

$$Z_{\text{net1}} = \frac{K_0}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j\theta_0} \quad (\text{III.46})$$

En la práctica, las longitudes de las líneas l_3 y l_4 pueden ser calculadas utilizando un simulador de circuitos lineal. Idealmente, la señal obtenida a la salida de este circuito no contendrá en absoluto componente del segundo armónico.

El concepto de condición de circuito abierto puede ser extendido para el tercer armónico como se muestra en la Figura III.11:

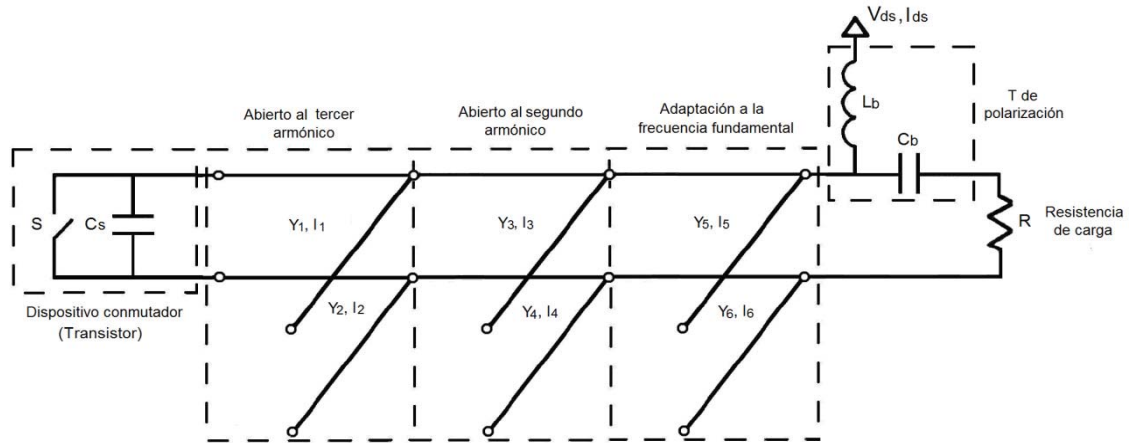


Figura III.11: Circuito clase E con líneas de transmisión, presentando una impedancia de circuito abierto al segundo y tercer armónico en la puerta de salida

En este circuito modificado, las líneas l_1 y l_2 son ambas de 30° de longitud a la frecuencia fundamental, lo que las hace de 90° a la frecuencia del tercer armónico.

Nuevamente l_2 crea un cortocircuito en el punto en que se une con l_1 , y esta transforma el cortocircuito en un circuito abierto a la salida del transistor.

La línea l_4 es de 45° a la frecuencia fundamental, y crea un cortocircuito en su unión con l_3 .

La línea l_3 es, sin embargo, más corta de 45° a la frecuencia de trabajo, dado que debe compensarse el efecto de las líneas l_1 y l_2 a la frecuencia del segundo armónico.

Finalmente, las líneas l_5 y l_6 se ajustan para conseguir la impedancia deseada a la salida del transistor a la frecuencia fundamental. Idealmente, este circuito no contiene ningún tipo de armónico de segundo o tercer orden en su señal de salida.

No es obvio que la longitud de l_3 debe ser simplemente menor que 45° para compensar los efectos de l_1 y l_2 a la frecuencia del segundo armónico. En la práctica esta longitud puede ser encontrada. Por ejemplo, para el caso en que todas las impedancias de las líneas son de 50Ω , la longitud de la línea l_3 es de aproximadamente 8° (las líneas l_1 y l_2 son de 30° y l_4 es de 45°).

III.1.2.2 Contenido Armónico de la Tensión en el Conmutador

El análisis simplificado del circuito clase E efectuado anteriormente asume una señal de salida de forma sinusoidal pura en la resistencia de carga R . En la práctica existen algunos residuos de armónicos superiores que están presentes a la salida del circuito, que depende de la topología de la red de salida elegida y de los valores específicos de los elementos utilizados en el diseño.

En esta sección, la tensión en el conmutador $v_s(t)$ determinada anteriormente será analizada utilizando series de Fourier, y se encontrarán expresiones para la magnitud y fase de los armónicos en esta señal.

Estos resultados generales podrán ser aplicados posteriormente a una topología de red de salida concreta para obtener expresiones explícitas sobre el contenido armónico a la salida del amplificador clase E. Además, se verá como se puede conseguir una buena aproximación al modo de funcionamiento clase E considerando sólo dos armónicos de la señal de tensión en el dispositivo.

La expresión para la forma de onda de la tensión en el conmutador $v_s(t)$, fue determinada anteriormente:

$$v_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a \cdot (\cos(w_s \cdot t + \phi) - \cos(\phi))) & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

Y la serie de Fourier viene definida como:

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot w_s \cdot t} \quad (\text{III.48})$$

Donde:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (\text{III.49})$$

Sustituyendo:

$$K_n = \frac{I_{ds}}{2 \cdot \pi \cdot \omega_s \cdot C_s} \cdot \int_0^{\pi} (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \varphi) - \cos(\varphi))) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \cdot d(\omega_s \cdot t) \quad (\text{III.50})$$

Nuevamente, la integral se realiza sólo en la primera mitad del periodo, cuando $v_s(t)$ es distinto de cero, y $(\omega_s \cdot t)$ es utilizado como variable de integración. Los resultados son:

$$v_{sn}(t) = a_n \cdot I_{ds} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \varphi_n) \quad (\text{III.51})$$

Dónde:

$$a_n = \frac{2 \cdot |K_n|}{I_{ds}} \quad (\text{III.52})$$

$$\varphi_n = \frac{\pi}{2} + \angle K_n \quad (\text{III.53})$$

Quedando:

$$K_n = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{\pi \cdot \omega_s \cdot C_s} \cdot \left(-\frac{1}{n^2} \right) & \text{si } n \text{ impar, } n \neq 1 \\ \frac{I_{ds}}{\pi \cdot \omega_s \cdot C_s} \cdot \left(\frac{2 \cdot n + j \cdot \pi}{2 \cdot n \cdot (1 - n^2)} \right) & \text{si } n \text{ par, } n \neq 0 \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

Los casos especiales ($n=1$) y ($n=0$) son tratados por separado como anteriormente. Los resultados son:

$$K_1 = \frac{I_{ds}}{\pi \cdot \omega_s \cdot C_s} \cdot \left(\frac{\pi^2}{8} - 1 - \frac{j \cdot \pi}{4} \right) \quad (\text{III.55})$$

$$K_0 = V_{ds} = \frac{I_{ds}}{\pi \cdot \omega_s \cdot C_s} \quad (\text{III.56})$$

Estas expresiones pueden ser utilizadas para determinar la magnitud y la fase de cualquier armónico de la forma de onda de tensión del circuito conmutado clase E.

En la Figura III.12 se muestran los dos primeros armónicos de la señal de tensión del conmutador representados junto con la forma de onda ideal.

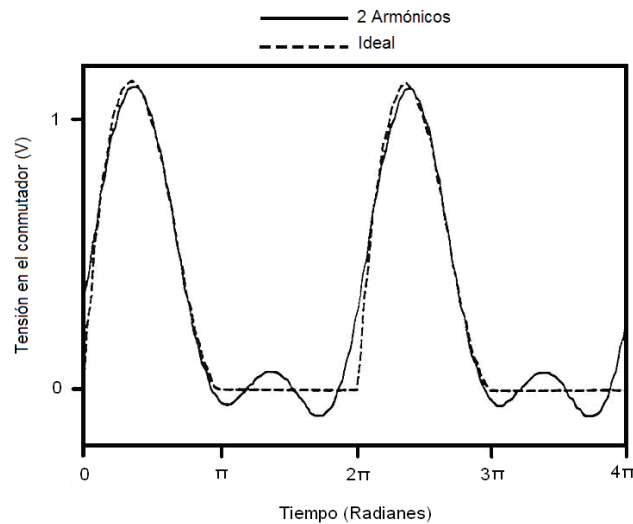


Figura II.12: Dos armónicos de la tensión ideal en el conmutador, representados frente a la forma de onda ideal de tensión en el conmutador de un circuito clase E

Puede verse que, tomando sólo dos armónicos de la señal, se consigue una aproximación razonablemente buena al modo de funcionamiento clase E. Por lo tanto, las topologías clase E con líneas de transmisión presentadas anteriormente son válidas, dado que satisfacen las condiciones de operación clase E considerando un número finito de armónicos.

III.1.2.3. Efectos de la Resistencia No Nula del Conmutador en Estado ON

A pesar de que el amplificador clase E tiene una eficiencia máxima teórica del 100%, en la práctica los amplificadores de microondas suelen estar lejos de este caso ideal. Para amplificadores clase E de microondas que utilicen elementos reactivos de bajas pérdidas, la principal degradación tiene lugar en el propio transistor.

Durante el estado OFF, el transistor se muestra principalmente reactivo, el dispositivo se ve como una capacidad al observarlo desde su puerta de salida, como se muestra en la Figura III.13:

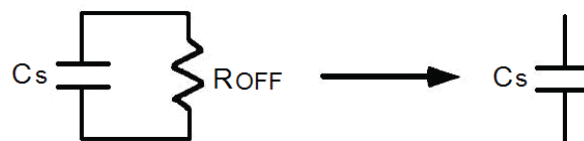


Figura III.13: Puerta de salida del transistor durante el estado OFF

Se asume que la capacidad de salida del transistor C_s predomina sobre la resistencia de estado OFF (R_{OFF}) durante esta mitad del periodo de conmutación.

Durante el estado ON, el transistor se comporta como una pequeña resistencia, generalmente del orden de unos pocos ohmios, tal y como se muestra en la Figura III.14:

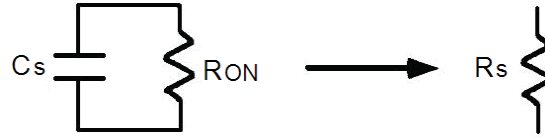


Figura III.14: Puerta de salida del transistor durante el estado ON

Se asume que la resistencia de estado ON (R_{ON}) domina sobre la capacidad de salida del transistor C_s durante esta mitad del periodo de conmutación. Esta será la resistencia en estado ON, que puede ser estimada a partir de las curvas I-V del transistor, y será la principal responsable del funcionamiento no ideal del circuito.

En esta sección se analizarán los efectos de esta resistencia de estado ON (R_s). El modelo de puerta de salida del transistor aquí utilizado es una modificación del propuesto por Sokal y Redl en [4].

Se asume, como se hizo anteriormente, que la corriente en la red de carga es sinusoidal. Durante el estado ON del interruptor, la ley de Ohm determina la tensión del mismo:

$$v_s(t) = R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot \sin(w_s \cdot t + \phi_r)] \quad \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \quad (\text{III.57})$$

Las condiciones de contorno para operación en régimen clase E han cambiado:

$$v_s(0) = v_s(T_s) = R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot \sin(\phi_r)] \quad (\text{III.58})$$

$$v_s\left(\frac{T_s}{2}\right) = R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 + a_r \cdot \sin(\phi_r)] \quad (\text{III.59})$$

$$\frac{dv_s\left(\frac{T_s}{2}\right)}{dt} = 0 \quad (\text{III.60})$$

Durante el estado OFF del interruptor:

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot [1 - a_r \cdot \sin(w_s \cdot t + \varphi_r)] \quad (III.61)$$

Integrando:

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot \int_0^t [1 - a_r \cdot \sin(w_s \cdot t' + \varphi_r)] dt' + R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot \sin(\varphi_r)] \quad (III.62)$$

Donde:

$$v_s(0) = R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot \sin(\varphi_r)] \quad (III.63)$$

Para satisfacer la condición de frontera en $t=0$, determinada anteriormente para el estado ON del conmutador. Evaluando la integral se obtiene:

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a_r \cdot [\cos(w_s \cdot t + \varphi_r) - \cos(\varphi_r)]) + R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot \sin(\varphi_r)] \quad (III.64)$$

Aplicando las dos condiciones de frontera restantes:

$$a_r \cdot \sin(\varphi_r) = -1 \quad (III.65)$$

$$a_r \cdot \cos(\varphi_r) = \frac{\pi}{2} + w_s \cdot C_s \cdot R_s \quad (III.66)$$

Se obtienen las expresiones modificadas para a_r y φ_r :

$$a_r = \sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{2} + w_s \cdot C_s \cdot R_s \right)^2} \quad (III.67)$$

$$\varphi_r = \text{tg}^{-1} \left(\frac{1}{\frac{\pi}{2} + w_s \cdot C_s \cdot R_s} \right) \quad (III.68)$$

Cuando

$$w_s \cdot C_s \cdot R_s \ll \frac{\pi}{2} \quad (III.69)$$

a_r y φ_r quedan reducidas a las constantes halladas anteriormente.

Aplicando estas expresiones a las condiciones de contorno de $v_s(t)$ se obtiene:

$$v_s(0) = 2 \cdot R_s \cdot I_{ds} \quad (III.70)$$

$$v_s\left(\frac{T_s}{2}\right) = 0 \quad (\text{III.71})$$

De modo que la tensión en el interruptor es igual a cero en $t=T_s/2$, mientras que es ligeramente distinta de cero en $t=0$.

Ahora $v_s(t)$ es conocida en su periodo completo:

$$v_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a_r \cdot [\cos(w_s \cdot t + \varphi_r) - \cos(\varphi_r)]) + 2 \cdot R_s \cdot I_{ds} & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot \sin(w_s \cdot t + \varphi_r)] & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (\text{III.72})$$

Para encontrar la relación entre V_{ds} e I_{ds} , se evalúa la componente DC de $v_s(t)$:

$$V_{ds} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} v_s(t) dt \quad (\text{III.73})$$

Introduciendo la expresión de $v_s(t)$ en la anterior y simplificando, se tiene que:

$$\frac{V_{ds}}{I_{ds}} = \frac{1}{\pi \cdot w_s \cdot C_s} + 2 \cdot R_s + \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot R_s^2 \quad (\text{III.74})$$

Para calcular la eficiencia de conversión DC-RF, se realiza el cociente entre la potencia de salida (RF) entre la de entrada (DC) y se obtiene:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out0}} \cdot \frac{P_{in0}}{P_{in}} \quad (\text{III.75})$$

Donde P_{in0} y P_{out0} son las potencias de entrada y salida para el circuito clase E ideal ($P_{in0}=P_{out0}$), y P_{inr} y P_{outr} son las potencias de entrada y salida para el circuito clase E analizado en esta sección.

La potencia de entrada (DC) viene determinada por $V_{ds} \cdot I_{ds}$.

La potencia de salida (RF) es proporcional a a_r^2 , el cuadrado del módulo de la corriente que circula a través de la red de carga a la frecuencia de trabajo.

$$\frac{P_{outr}}{P_{out0}} = \frac{a_r^2}{a_0^2} \quad (\text{III.76})$$

$$\frac{P_{in0}}{P_{inr}} = \frac{V_{g0} \cdot I_{g0}}{V_{g1} \cdot I_{g1}} \quad (\text{III.77})$$

Asumiendo, además, que la corriente aplicada es tal que $I_{g0}=I_{g1}$, se puede encontrar la siguiente expresión para la eficiencia de conversión DC-RF (η_d):

$$\eta_d = \frac{1 + \left(\frac{\pi}{2} + w_s \cdot C_s \cdot R_s \right)^2}{\left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right) \cdot (1 + \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot R_s)^2} \quad (\text{III.78})$$

Esta expresión para la eficiencia de drenador se representa en la gráfica de la Figura III.15 en función de $w_s \cdot C_s \cdot R_s$.

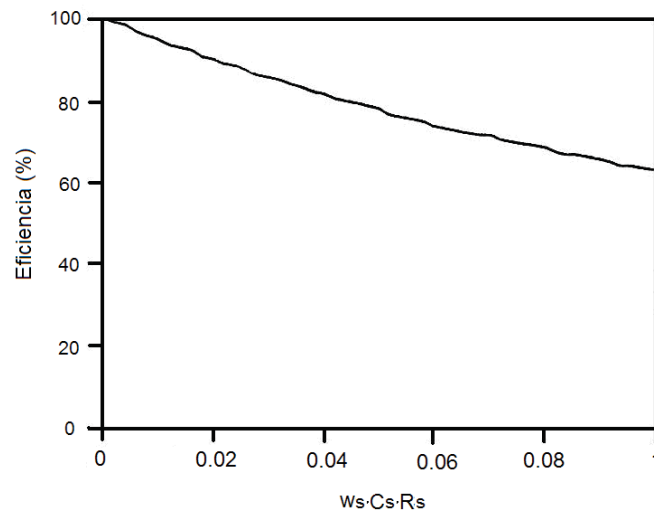


Figura III.15: Eficiencia de drenador en función del producto $w_s \cdot C_s \cdot R_s$ para el circuito clase E

Se puede observar en la gráfica cómo el producto $w_s \cdot C_s \cdot R_s$ es, ciertamente, mucho menor que uno para un circuito real clase E de alta eficiencia, validando la aproximación tomada anteriormente.

El análisis de eficiencia aquí presentado está pensado para ser utilizado en circuitos clase E con eficiencias mayores del 60% aproximadamente.

III.1.3 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 CGH60060 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).

III.2. Referencias

- [1] N. A. Sokal, A. D. Sokal, "Class-E – A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, Nº 3, Junio 1975
- [2] Roberto Peña Catalina, "Diseño De Un Amplificador Conmutado Clase-E A La Frecuencia De 2 GHz", Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Julio 2003
- [3] T. B. Mader, Z. B. Popović, "The Transmisión-Line High-Efficiency Class-E Amplifier", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, Nº 9, Septiembre 1995

- [4] N. O. Sokal, R. Redl, "Power Transistor Output Port Model", RF Design, vol. 10, no. 6, pp. 45–48, 50, 51 and 53, Junio 1987.

IV. Simulación y diseño del amplificador Clase E sobre GaN HEMT

En este capítulo se contará el proceso mediante el cual se realizó el diseño del amplificador, desde la caracterización del transistor a utilizar, hasta la realización sus últimas medidas, pasando por numerosas etapas de diseño, simulación y montaje. Por ello está estructurado según se siguieron los pasos en el laboratorio.

IV.1 Objetivos

El objetivo inicial consistió en conseguir una compactación de las redes de polarización/adaptación con componentes discretos con el fin de obtener la mayor eficiencia posible. Partiendo de la utilización de un transistor ya dado por aspectos de disponibilidad, se trató de conseguir un funcionamiento de alta eficiencia trabajando a 1GHz.

IV.2. Caracterización Transistor CHG60060

La elección del modelo del transistor utilizado para las posteriores simulaciones de los diseños es de vital importancia, ya que de la validez de esta elección dependerá por completo la fiabilidad de las simulaciones que se realicen en el ordenador y que darán lugar al posteriormente al circuito que será físicamente construido.

El transistor elegido para la realización del clase E fue GaN HEMT de Cree Inc. En concreto el modelo CGH60060. Sus características más detalladas pueden consultarse en sus hojas de características¹.

Previa caracterización del transistor se hizo una calibración del Analizador de Redes, mediante un TRL y su correspondiente asistente de calibración. El TRL utilizado se muestra en la Figura IV.1.



Figura IV.1. TRL utilizado para la calibración del analizador de redes.

El TRL se compone de 3 tramos de línea, que depende de las frecuencias a las que se quiera trabajar, de un through (una conexión directa) y de un abierto.

Una vez hecha la calibración se procede a la caracterización del transistor, dicho transistor se colocó en un tramo de línea parecido a los vistos en el TRL y éste se conecta al analizador de redes.

En primer lugar se intentó saber a qué valor de V_{gs} el transistor empieza a conducir, para ello, se aumenta poco a poco la V_{gs} hasta que se ve en el analizador de redes que el S_{22} se va “hacia adentro” de la carta de Smith. Una vez visto eso se anota la tensión de V_{gs} previa, ya que se requiere la tensión más alta de puerta antes de que el transistor empiece a conducir.

Asignamos una V_{ds} de 28 V, debido a que se necesita una V_{ds} lo más alta posible. En este tipo de transistores se hace uso de la expresión $V_{ds_{max}} = 3.56 \cdot V_{dd}$. De este modo no se supera la tensión de ruptura de dicho transistor.

Mediante estos procesos se obtienen los distintos valores:

$$V_{gs} = -3,4 \text{ V}$$

$$V_{ds} = 28 \text{ V}$$

Frecuencia(GHz)	Resistencia(m Ω)	Capacidad(pF)
1	215	5,931

Una vez hecha la caracterización del transistor pasamos al siguiente apartado, que es la simulación del amplificador.

IV.3 Simulaciones.

El transistor elegido para la realización del amplificador clase E es un transistor de GaN HEMT de Cree Inc. En concreto el modelo CGH60060. Aproximamos el funcionamiento del transistor mediante un modelo, con el cual se obtienen las condiciones de trabajo óptimas del transistor para poder conseguir su máximo rendimiento.

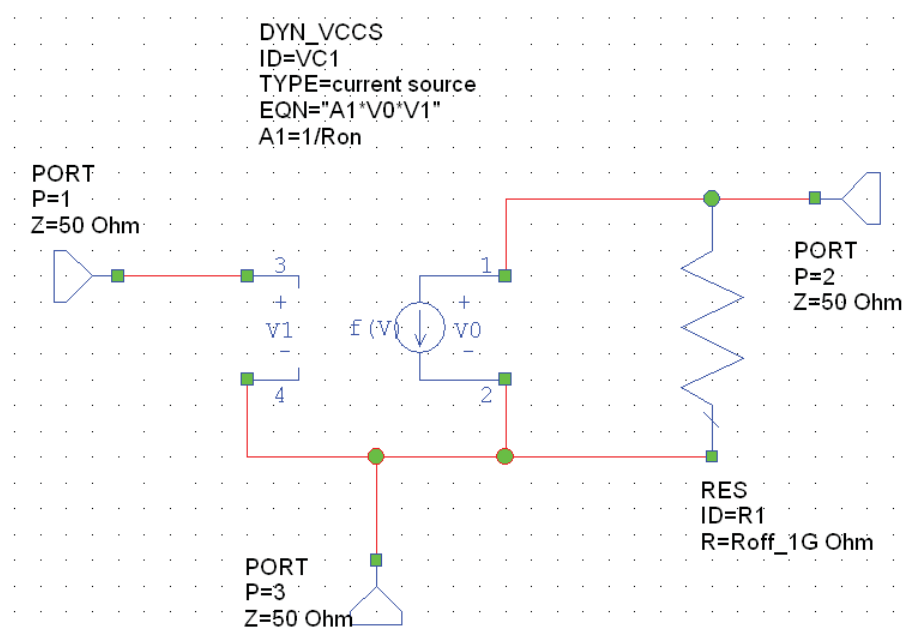


Figura IV.1. Modelo transistor CGH60060

En primer lugar se obtienen los parámetros con los que se hará el modelo del transistor para disponer de un mayor conocimiento acerca del funcionamiento del transistor como conmutador. Para obtener estos parámetros se hace uso de la

herramienta Microwave Office 2011 introduciendo las siguientes ecuaciones en el simulador.

CGH60060

Output Susceptance (Pinch-off)

$B_{out_die_Meas_60Wh} = Sparam_die_Meas_60Wh_Off \cdot \text{Im}(YIN(Z))$

Output Capacitance

$C_{out_die_Meas_60Wh} = B_{out_die_Meas_60Wh} / (2 \cdot \pi \cdot \text{PFFREQUENCY})$

Optimum Impedance and Reflection Coeff. @ f0

$Z_{opt_die_Meas_60Wh} = 0.28015 / (2 \cdot \pi \cdot \text{PFFREQUENCY}) \cdot C_{out_die_Meas_60Wh} \cdot \exp(j \cdot 40.0524 / 180 \cdot \pi)$

$S_{opt_die_Meas_60Wh} = (Z_{opt_die_Meas_60Wh} - 50) / (Z_{opt_die_Meas_60Wh} + 50)$

$\text{Mag_die_Meas_60Wh} = \text{abs}(S_{opt_die_Meas_60Wh})$ $\text{Phase_die_Meas_60Wh} = 180 / \pi \cdot \text{angle}(S_{opt_die_Meas_60Wh})$

DC Resistance

$R_{dc_die_Meas_60Wh} = 1 / (\pi^2 \cdot \text{PFFREQUENCY}) \cdot C_{out_die_Meas_60Wh}$

Output Conductance (Pinch-off)

$G_{out_die_Meas_60Wh} = Sparam_die_Meas_60Wh_Off \cdot \text{Re}(YIN(Z))$

Output (OFF state) Resistance

$R_{off_die_Meas_60Wh} = 1 / G_{out_die_Meas_60Wh}$

Output (ON state) Resistance

$R_{on_die_Meas_60Wh} = Sparam_die_Meas_60Wh_On \cdot \text{Re}(ZIN(Z))$

Output (ON state) Reactance

$X_{out_die_Meas_60Wh} = Sparam_die_Meas_60Wh_On \cdot \text{Im}(ZIN(Z))$

Output Inductance

$L_{out_die_Meas_60Wh} = X_{out_die_Meas_60Wh} / (2 \cdot \pi \cdot \text{PFFREQUENCY})$

Output Susceptance (Pinch-off)

$B_{out_die_Meas_60Whl} = Sparam_die_Meas_60Wh_Off \cdot \text{Im}(YIN(Z))$

Output Reactance (Pinch-off)

$X_{out_die_Meas_60Whl} = 1 / B_{out_die_Meas_60Whl}$

$X_{out_die_Meas_60Whl} = X_{out_die_Meas_60Whl} + X_{out_die_Meas_60Whl}$

$B_{out_die_Meas_60Whl} = 1 / X_{out_die_Meas_60Whl}$

Output Capacitance

$C_{out_die_Meas_60Whl} = B_{out_die_Meas_60Whl} / (2 \cdot \pi \cdot \text{PFFREQUENCY})$

Obteniendo los siguientes valores:

Fre... (GHz)	Re(Eqn(Cout_die_Meas_60Wh)) Output Equations	Re(Eqn(Roff_die_Meas_60Wh)) Output Equations	Re(Eqn(Ron_die_Meas_60Wh)) Output Equations	Eqn(Zopt_die_Meas_60Wh) Output Equations Unitless data (Real)	Eqn(Zopt_die_Meas_60Wh) Output Equations Unitless data (Imag)
1	5.9307e-012	6132.5	0.16356	4.9271	5.6784

Eqn(Sopt_die_Meas_60Wh) Output Equations	Ang(Eqn(Sopt_die_Meas_60Wh)) (Deg) Output Equations	Re(Eqn(Lout_die_Meas_60Wh)) Output Equations	Re(Eqn(Cout_die_Meas_60Whl)) Output Equations
0.8227	166.92	3.375e-010	5.4964e-012

De aquí se puede obtener, por ejemplo, que la impedancia óptima tendría una parte real de 4.9271 Ω y una parte imaginiria de 5.6784 Ω.

Una vez conocidos los parámetros del transistor realizaremos una simulación de Load-Pull, las simulaciones de Load-Pull usan sintetizadores de impedancia para variar las impedancias de entrada y salida vistas por el transistor y así medir el funcionamiento a través de la potencia reflejada y entregada, la potencia de salida, el consumo de DC, la eficiencia en potencia, los niveles de intermodulación, y otros parámetros. En nuestro caso la realizamos para observar los contornos de la eficiencia y del nivel de potencia en la salida con respecto a la impedancia de la terminación óptima.

Para realizar el barrido de la impedancia utilizamos el siguiente esquemático para el modelo del transistor con el que se va a implementar el amplificador clase E. La capacidad se añadió externamente para poder medir la corriente que atraviesa la misma.

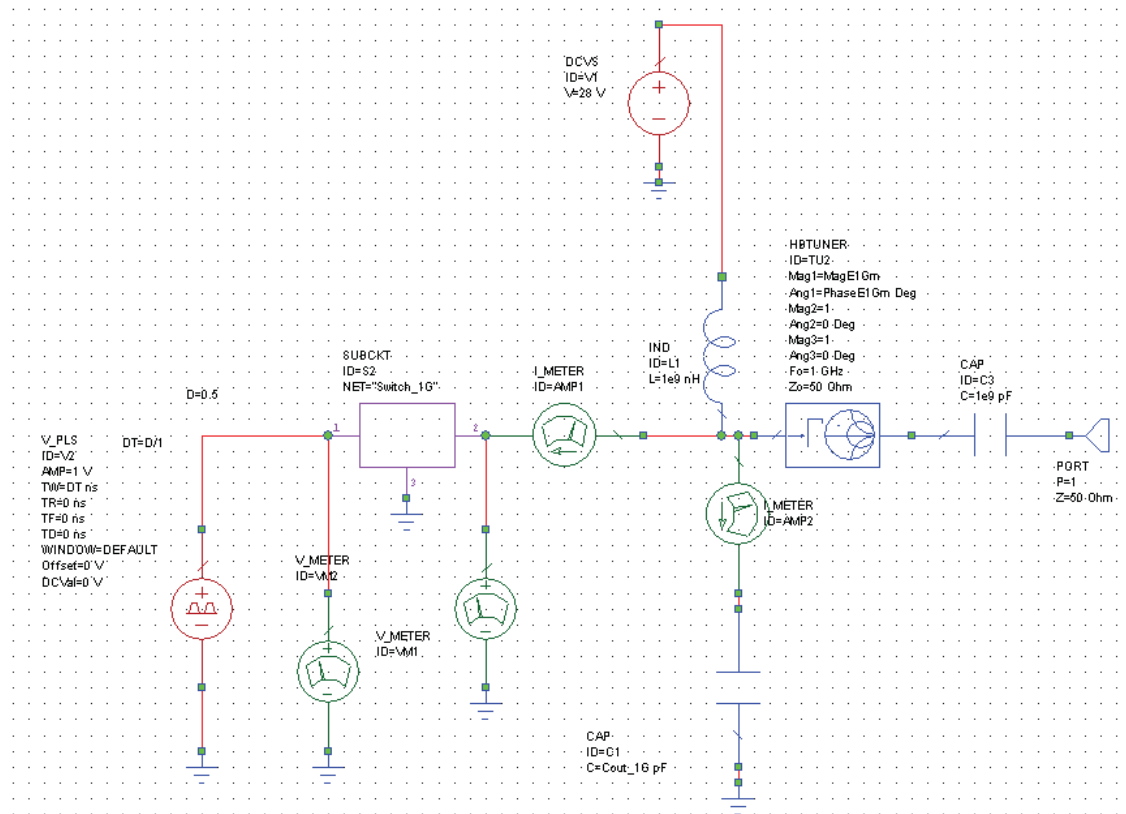


Figura IV.2. Esquemático para la simulación Load-Pull.

En la siguiente figura podemos observar el resultado de la simulación, con su correspondiente leyenda. Vemos que las cruces representan las impedancias óptimas para una mayor eficiencia.

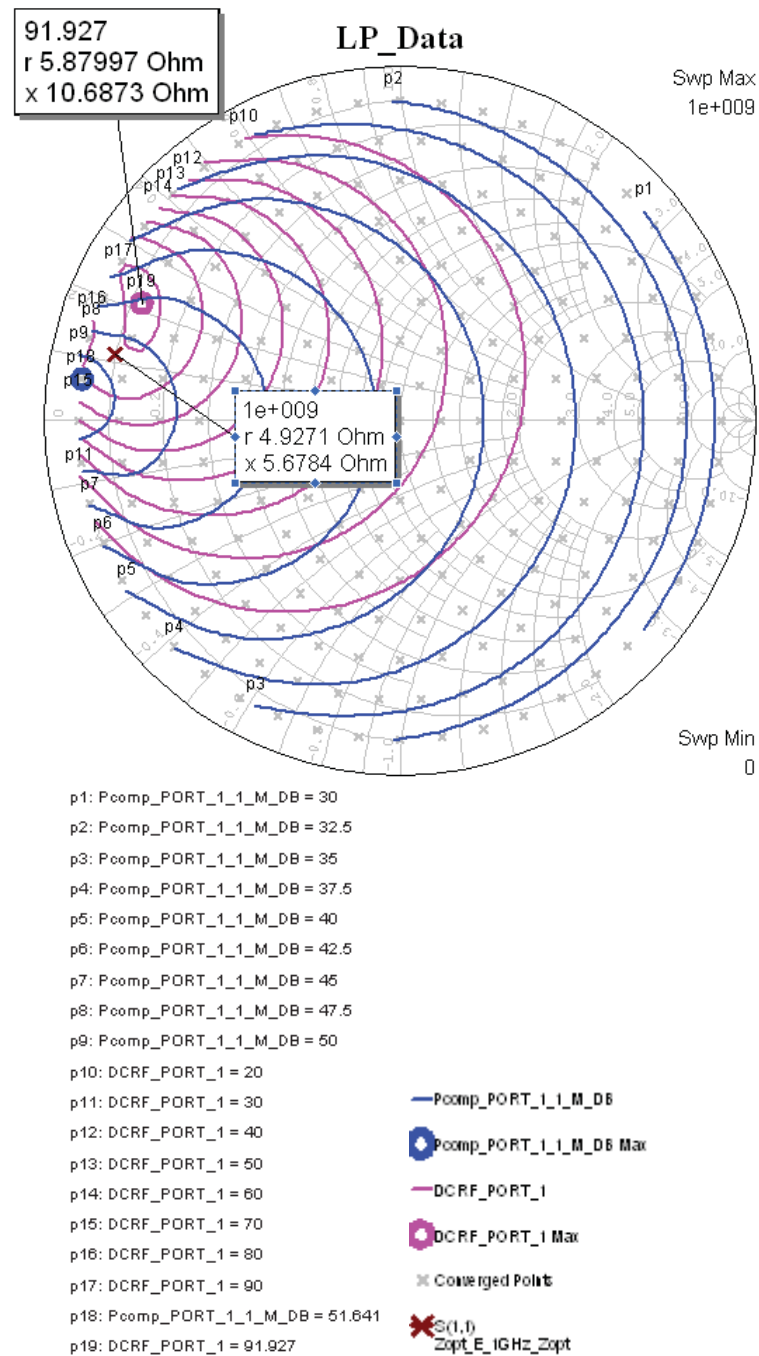


Figura IV.3. Círculos de eficiencia y potencia en la simulación Load-Pull.

IV.4 Layout y montaje.

Una vez hechas las simulaciones, el siguiente paso es diseñar las redes de adaptación de entrada y salida del amplificador. Para ello, se hizo uso de los círculos de

Load Pull, intentándose obtener una impedancia de entrada que más se aproxime a esa Z_{opt} de los círculos y que para los armónicos de 2º y 3º orden se acerquen lo máximo posible al circuito abierto.

El proceso que se siguió para llegar al montaje final fue: en primer lugar se montó y ajustó la red de adaptación a la salida sobre la placa que se utilizó para la caracterización del transistor. Se mandó a hacer el layout del amplificador. Posteriormente se montó la red de adaptación de entrada y el transistor sobre el layout definitivo. Luego se montó y ajustó la red de adaptación de salida sobre el layout definitivo, y por último se montaron las redes de polarización del transistor.

IV.4.1 Red de adaptación a la salida.

En primer lugar buscamos una bobina con la cual el 2º y 3º armónico se aproximen cuanto más se pueda al circuito abierto. Este montaje se hace sobre la placa que se utilizó para la caracterización del transistor.

Primeramente usamos una bobina de 5nH de la serie Mini Spring, con esta bobina no conseguimos los resultados esperados, con lo que pasamos a probar una bobina de 12,5 nH, desgraciadamente tampoco conseguimos que el 2º y 3º armónico se acercaran al circuito abierto. Finalmente con la bobina de 18,5 nH. Todas estas comprobaciones se hacen mediante el analizador de redes.

Una vez que ya tenemos la bobina fijada, vamos a buscar un condensador, que lo colocaremos en serie, para que la impedancia total de entrada se acerque a la impedancia óptima que conseguimos con la simulación. Este proceso se basa en ir probando condensadores, en nuestro caso probamos con condensadores de 10, 6.8, 3.9, 1.5, 1 y 0,5 todos ellos pF sin mucha fortuna. Al poner un condensador de 0,2pF vemos que se aproxima mucho a la Z_{opt} , aun así probamos a poner un condensador en paralelo de 0,1pF al condensador de 0.2pF, y vemos que de esta manera es como mejor obtenemos una impedancia de salida similar a la Z_{opt} .

Una vez se obtienen los valores de la red, se procede a la simulación de dichos valores, en la primera se observa el circuito simulado, y en la segunda los resultados obtenidos en la carta de Smith:

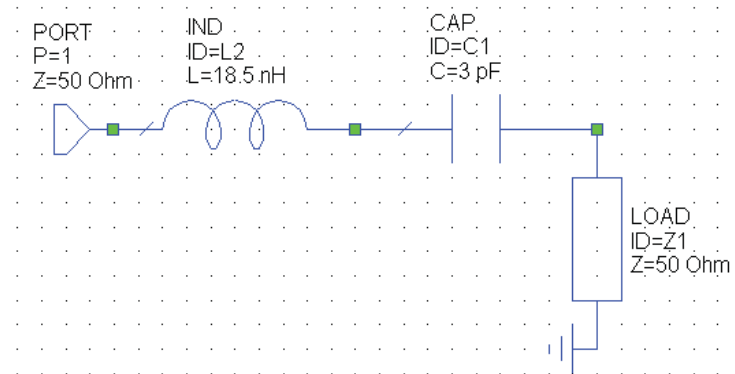


Figura IV.4. Esquemático de simulación.

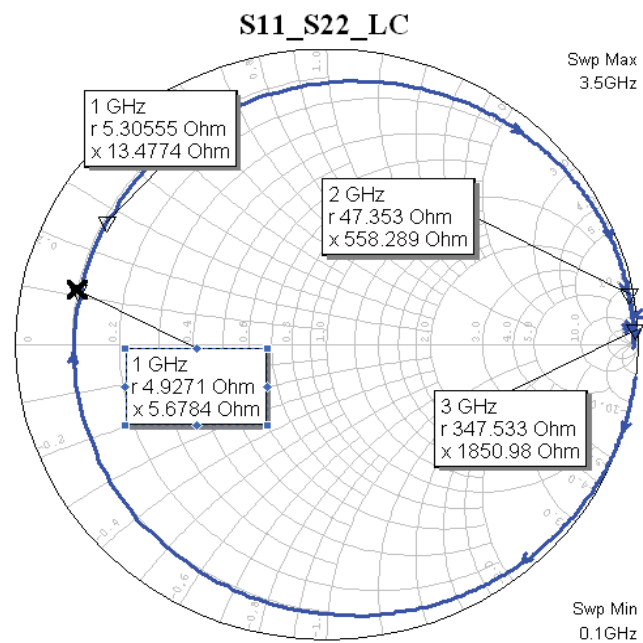


Figura IV.5. Resultados de la simulación sobre las carta de Smith.

En la carta de Smith se puede deducir como a 1 GHz la impedancia se acerca mucho a nuestra impedancia óptima. También se observa como el segundo y tercer armónico (2GHz y 3GHz) están muy próximos al corto circuito. Con esta simulación se espera un buen comportamiento del transistor.

IV.4.2 Realización del layout.

A continuación se muestra el layout sobre el que va a ir el transistor así como las redes de adaptación y polarización, se observará que dicho layout tiene una pista superior, que podría utilizarse para una realimentación. En nuestro caso esa pista no se utiliza. Se debe tener en cuenta que se permita modificar la posición de bobinas y condensadores en caso de ser necesario, para lograr un resultado más óptimo en el funcionamiento del sistema global. La red de síntesis de impedancia debe estar lo suficientemente cerca del transistor como para que se anulen los armónicos sin invadir el espacio necesario para las redes de salida.

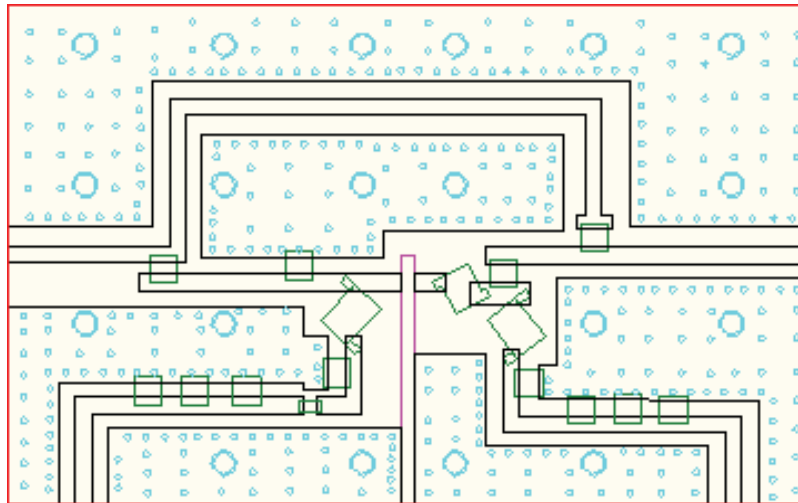


Figura IV.6. Layout amplificador.

IV.4.3 Red de adaptación a la salida sobre el layout.

Una vez realizado el montaje de la red de entrada en el layout, se prueba para ver cómo trabaja con el layout nuevo. Y nos encontramos con que cuando nos íbamos metiendo en la mejor zona la placa se encendió justo a ambos lados del punto de interconexión de la bobina y los condensadores, puede que por la alta tensión asociada al elevado factor de calidad del circuito resonante, probándose nuevos valores de la bobina, finalmente se quedó con una bobina de 8 nH. Debido a este cambio de bobina, se tuvo que modificar el valor del condensador. Ajustándose en una placa a parte dichos valores. En este montaje a parte, se implementó una configuración de la bobina de 8 nH en serie con dos condensadores de 6.8 pF y 8.2 pF y un condensador a masa de 5.6 pF.

Esta nueva configuración trastoca lo simulado anteriormente, como consecuencia se vuelven a realizar nuevas simulaciones.

Esquemático a simular:

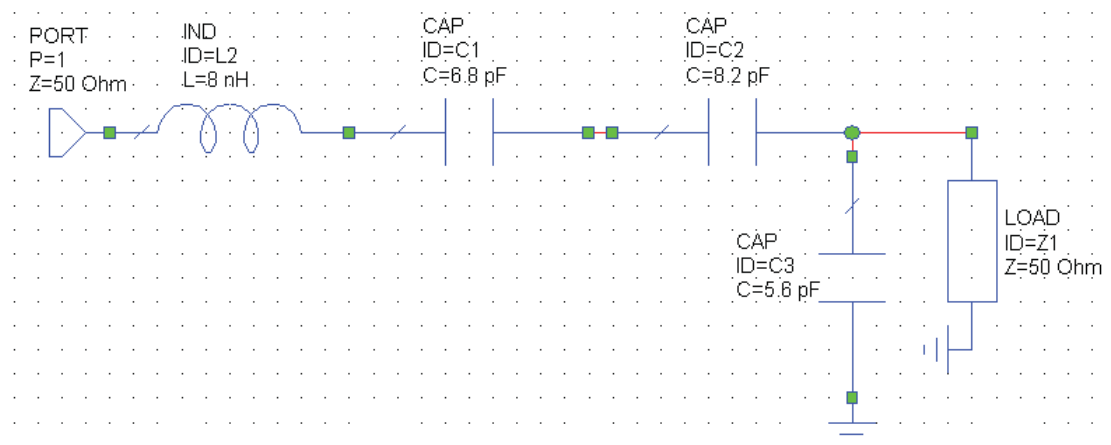


Figura IV.7. Esquemático de simulación tras el problema ocurrido.

Resultados en la carta de Smith:

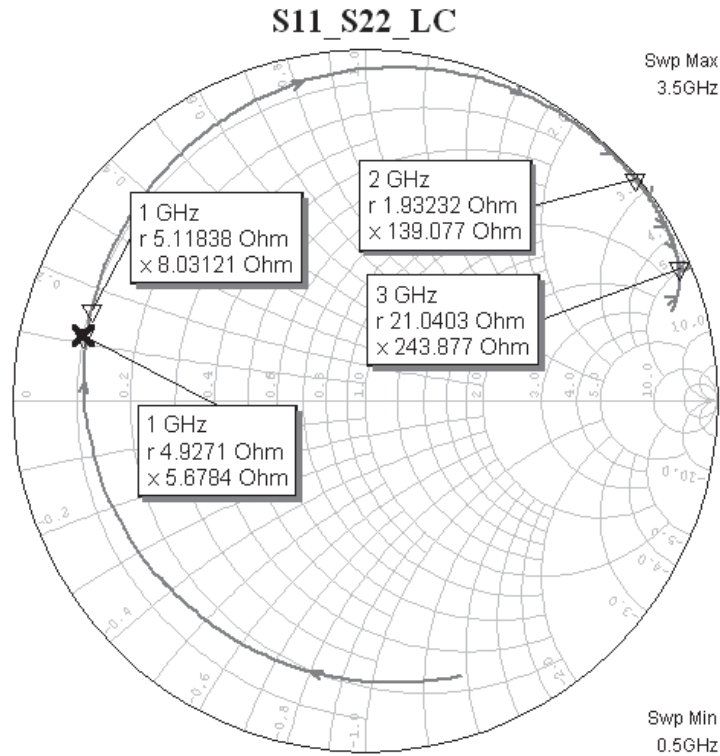


Figura IV.8. Resultados de la simulación posterior sobre las carta de Smith.

Con esta nueva configuración, se obtiene que la impedancia de la red a 1 GHz se acerca más a la impedancia óptima. En contraposición, se observa que el segundo y tercer armónico se alejan del cortocircuito.

Esta situación es en simulación. Una vez implementada dicha red en el layout del amplificador, debido a las resistencias parásitas de los componentes, y a las inductancias introducidas por las líneas de transmisión, los valores anteriormente mencionados se modificaron, dejando finalmente el diseño de la red como la siguiente:

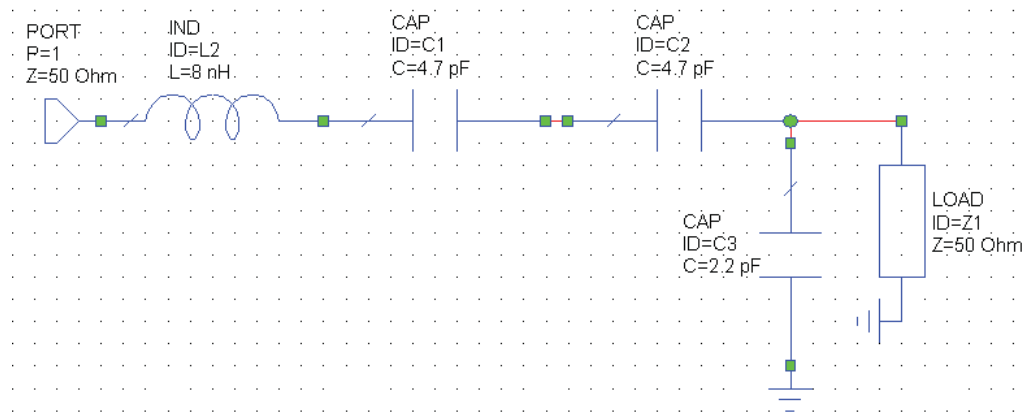


Figura IV.9. Esquemático final de la red de adaptación de salida.

Es decir, dos condensadores en serie de 4.7 pF con la bobina de 8 nH, y el condensador a masa de 2.2 pF.

IV.4.4 Red de adaptación a la entrada.

Una vez que se ha elegido la red de síntesis de impedancia del drenador, el siguiente paso es diseñar la red de adaptación de entrada.

La adaptación de entrada se puede conseguir normalmente con una bobina en serie y un condensador a masa. Como el valor de esa bobina es tan pequeño, con un tramo de línea de transmisión es factible alcanzar el valor de la inductancia.

Al variar la posición del condensador se varía la longitud de la línea y con ello el valor de la inductancia.

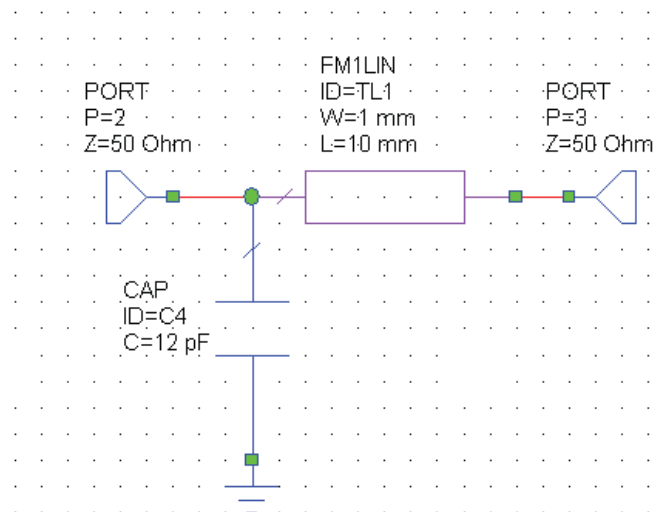


Figura IV.10. Red de adaptación de entrada

El diseño de esta red nos influye en la relación entre la PAE y el η , por eso se hicieron varias pruebas acercando y alejando el condensador, con lo que aumentábamos o disminuíamos el valor de la bobina, que en este caso era la propia línea de transmisión. Finalmente el condensador utilizado fue de 12pF y se dejó en la posición que muestra la Figura IV.12, que se muestra al final del capítulo. Ya que con este condensador, la salida era lo más estable posible y la PAE la más alta posible.

IV.4.5. Red de polarización.

En el diseño de un amplificador de RF se ha de tener en cuenta que no solo se trabaja con señal de RF, sino también con continua, que forma parte de la alimentación del circuito. En primer lugar no podemos dejar que se cuele la señal de continua por el circuito de RF, ya que podría afectar a los circuitos que estén conectados al nuestro. Y por otro lado, no podemos dejar que la señal de RF llegue a la parte de continua, ya que ésta se podría propagar por los cables de alimentación que debido a su longitud actuarían como antenas y estarían radiando, afectando a cualquier equipo de RF cercano. Igualmente afectaría a la propia fuente de DC, pudiendo quedar inutilizada.

El último paso antes de la realización del layout en AutoCAD fue diseñar la red de polarización. Lo ideal en este tipo de redes es que los condensadores en continua sean circuitos abiertos y en RF cortocircuitos, mientras que las bobinas tienen justo el funcionamiento contrario. Pero esto nunca ocurre porque los componentes no son ideales, por lo tanto se ha de escoger el valor de bobina y de condensador más elevados para que se acerquen lo más posible a ese comportamiento ideal que se desea. Sin escoger un valor demasiado grande ya que su resonancia podría afectar muy negativamente el circuito.

Por ello se debe seleccionar unos valores de C y L que tengan su frecuencia de resonancia lo más cercana a nuestra frecuencia de trabajo. Así gracias a la resonancia en paralelo de la bobina y a la resonancia en serie del condensador se obtiene el comportamiento deseado de cada uno a nuestra frecuencia.

Se selecciona el condensador de 47 pf (100B470J de ATC) y la bobina de 120 nH (1812SMS-R12 Mini de Coilcraft). Esta bobina de 120 nH es la bobina de choque para el amplificador y resuena a la frecuencia de 1 GHz.

Se utilizará un condensador justo en la entrada de señal RF para evitar que se introduzca al generador tensión continua y así protegerle dejando pasar la RF.

En DC se quiere aplicar tensión al dispositivo y en RF evitar que la señal se vaya por la fuente ese es el motivo de colocar la bobina de 120 nH. La misión del segundo condensador es por si la bobina deja pasar algo de señal que él se encargue de eliminarla por completo.

La resistencia se introduce fundamentalmente por temas de estabilidad. En bajas frecuencias, el condensador de desacoplo de DC es un abierto y la bobina de choke un corto. Al introducir la resistencia, seguida de un banco de condensadores (ofrecen un buen cortocircuito en distintas bandas), el transistor vería desde su terminal de puerta una resistencia próxima a 50 Ohmios en esas bandas, una condición en la que generalmente es más estable. La resistencia podría incluso ser de menos valor.

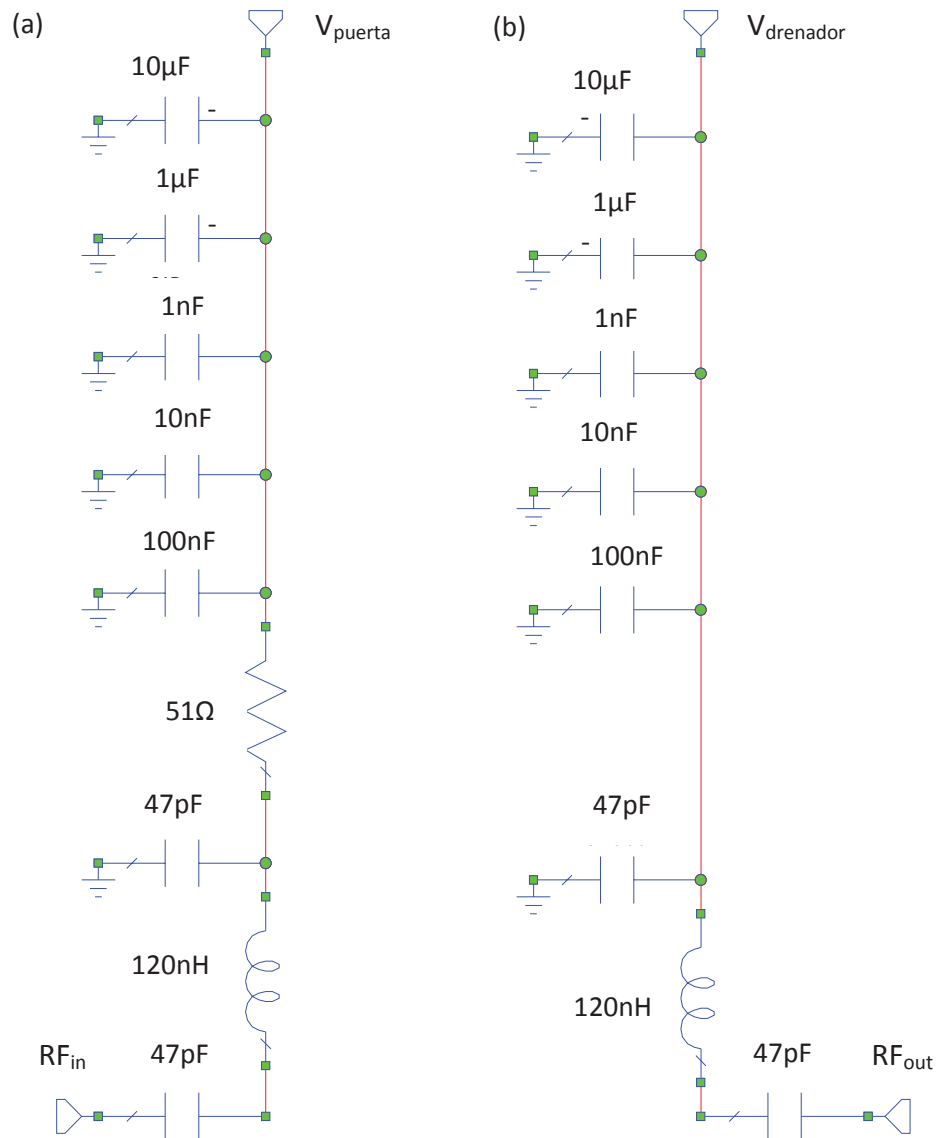


Figura IV.11. (a) Red de polarización de entrada. **(b)** Red de polarización de la salida.

Una vez probada esta red de polarización, se vio, que haciendo unas pequeñas modificaciones en ella se podía conseguir una mejor PAE, de esta manera la acercábamos al η . Los cambios que se realizaron fueron que la bobina de choque de la red de entrada pasó a 150nH y se alteró el orden de la resistencia y del condensador de 47pF . Quedando la bobina al lado de la resistencia. Esto también se puede apreciar en la Figura IV.12.

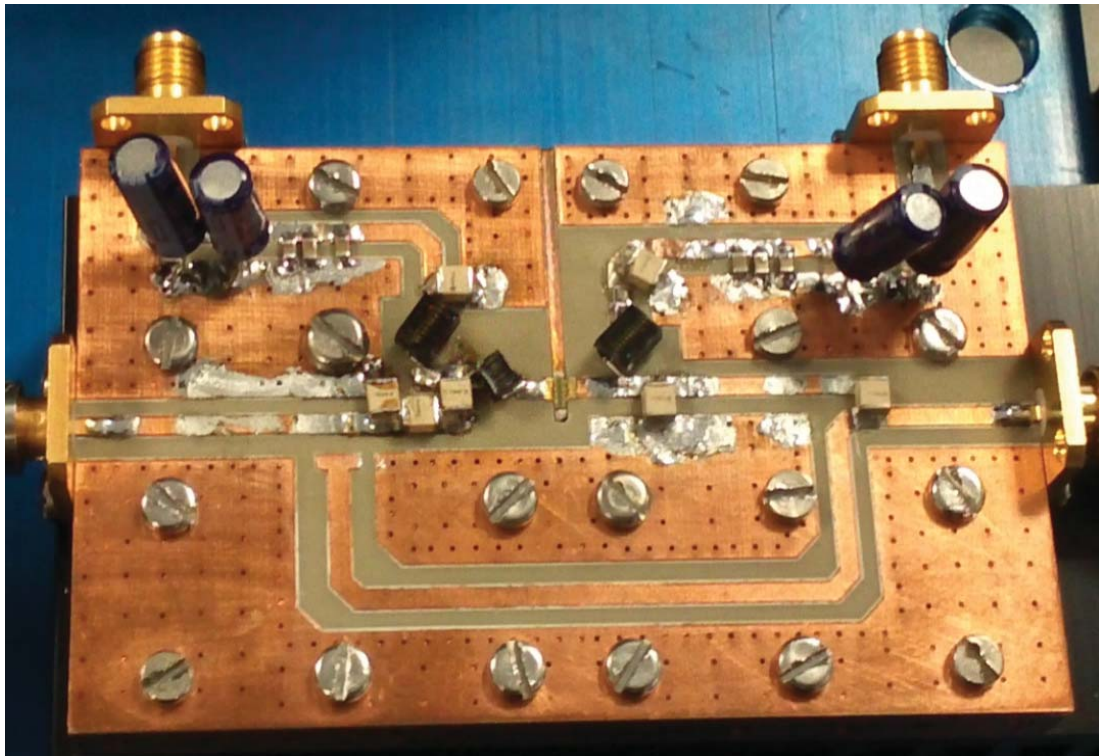


Fig IV.12. Diseño final del amplificador

IV.5. Referencias.

- [1] <http://images.ihscontent.net/vipimages/VipMasterIC/IC/CREE/CREES00100/CREES00100-1.pdf>

V. Medidas y comprobación del funcionamiento del amplificador.

Llegados a este punto, se ha alcanzado el comportamiento óptimo del amplificador diseñado y construido. Es ahora el momento de caracterizarlo experimentalmente y observar su comportamiento real.

V.1 Montaje

Durante el proceso de medida se han realizado diversos montajes, según los objetivos a obtener en cada caso. El más utilizado es el mostrado en la Figura V.10.

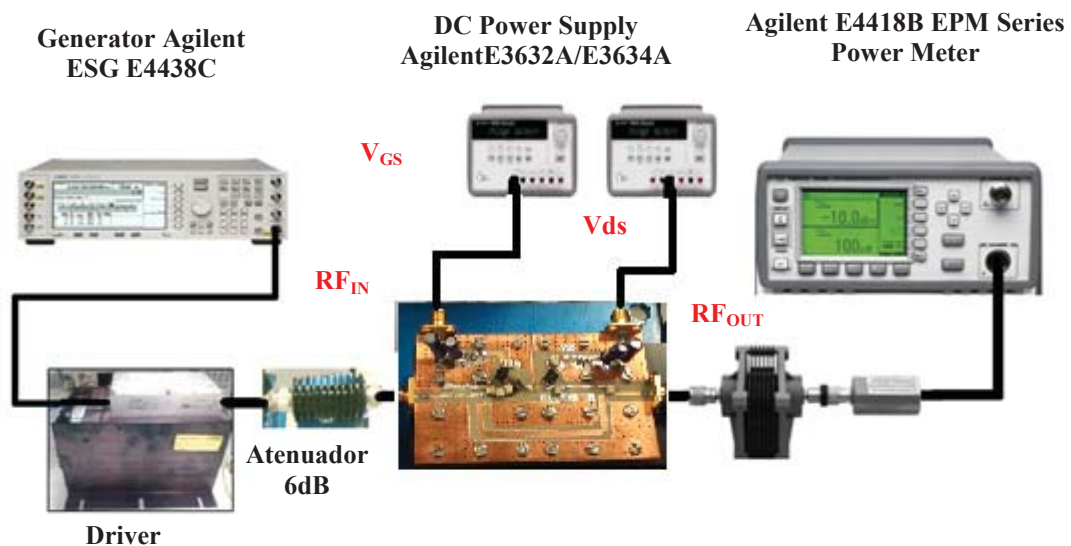


Figura V.1. Montaje para la medida del clase E

Tabla equivalencia de potencias

En primer lugar se realizan las primeras medidas con el fin de obtener una tabla que permita saber cuál es la potencia que se aplica a la entrada del amplificador, en comparación con la generada, teniendo en cuenta que existen varios elementos hasta llegar al amplificador que atenúan la señal. Para llevar a cabo dicho proceso se utiliza el conjunto medidor de potencia y sensor antes mencionados.

Vector signal generator [dBm]	Series Power Meter [dBm]
-17.34	22
-16.34	23
-15.34	24
-14.34	25
-13.34	26
-12.34	27
-11.34	28
-10.36	29
-9.34	30
-8.34	31
-7.34	32

La potencia de entrada a la que empieza a rectificar el amplificador es de -13,34 dBm.

V.2 Medidas realizadas

Una vez realizado todo el montaje se procede a realizar las distintas medidas que nos permitirán conocer con detalle los valores de eficiencia obtenidos, a qué frecuencias se mantiene esa eficiencia o que PAE tiene a distintas frecuencias. Todas las medidas se realizaron con un $V_{gs} = -3.4$ V, siempre y cuando no se indique lo contrario.

V.2.1 Medidas de eficiencia y PAE

Uno de los objetivos principales de este proyecto es la obtención de un amplificador de potencia Clase E que tenga la mayor eficiencia posible. En este apartado se indicarán las medidas de eficiencia y los procedimientos realizados para mejorarla. Recordamos lo que es la eficiencia y la PAE.

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:

$$\eta_D = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \quad (V.1)$$

La eficiencia de potencia añadida (PAE, Power-Added Efficiency) 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:

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{P_{inDC}} = \eta_D \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (V.2)$$

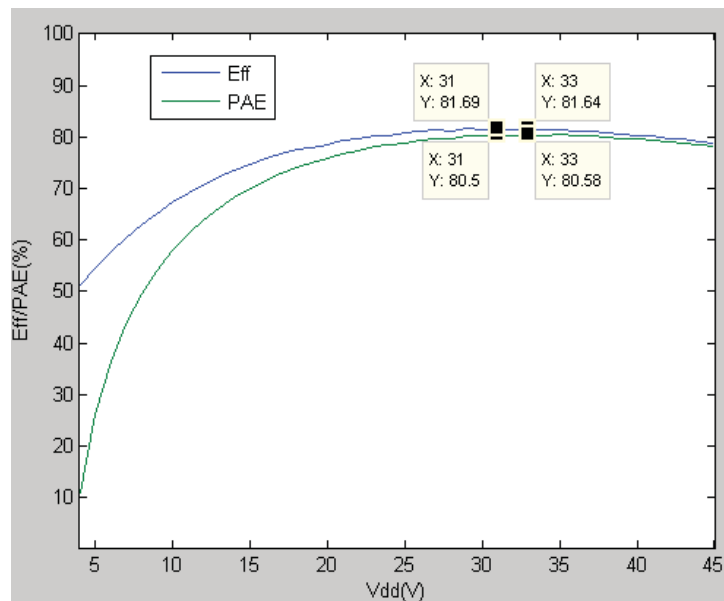
Finalmente, la eficiencia completa compara la potencia total recibida por el amplificador (RF+DC) con la potencia total entregada a la salida. Se expresa de la siguiente manera:

$$\eta = \frac{P_{outRF}}{P_{inRF} + P_{inDC}} = \frac{\eta_D}{\frac{\eta_D}{G} + 1} \quad (V.3)$$

1. La primera medida en efectuarse trató en variar la tensión de alimentación del drenador, Vdd manteniendo fija la Pin=26dBm o lo que es lo mismo Pin= 0,39810717W. Los resultados se pueden ver en las siguientes gráficas.

En la gráfica de a continuación podemos observar como la eficiencia y la PAE van creciendo conforme la tensión de entrada aumenta, aunque hay un momento que tiende a disminuir en voltajes superiores a 35V. Vemos que la

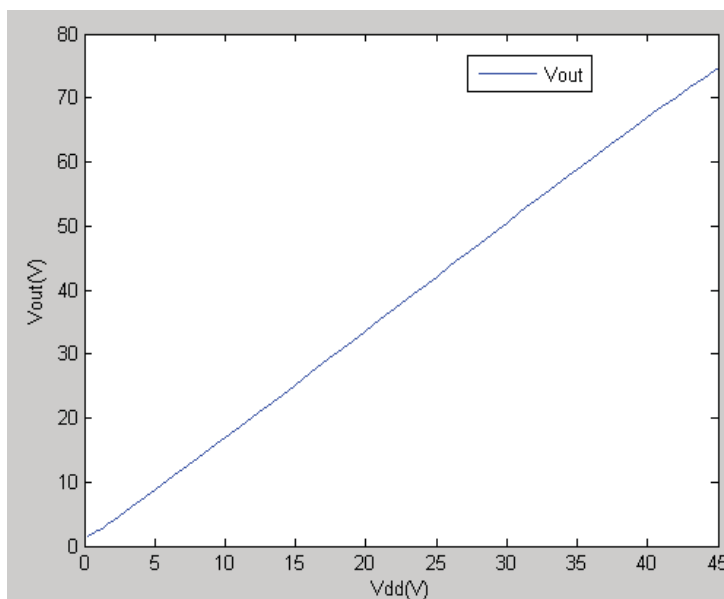
eficiencia más alta se consigue a 31V, y que la PAE más alta es a 33V. Aunque la diferencia entre ambos puntos de tensión no es muy significativa.



En la siguiente gráfica se representa la amplitud de la señal de salida respecto a la amplitud de la señal de entrada. Sabiendo que:

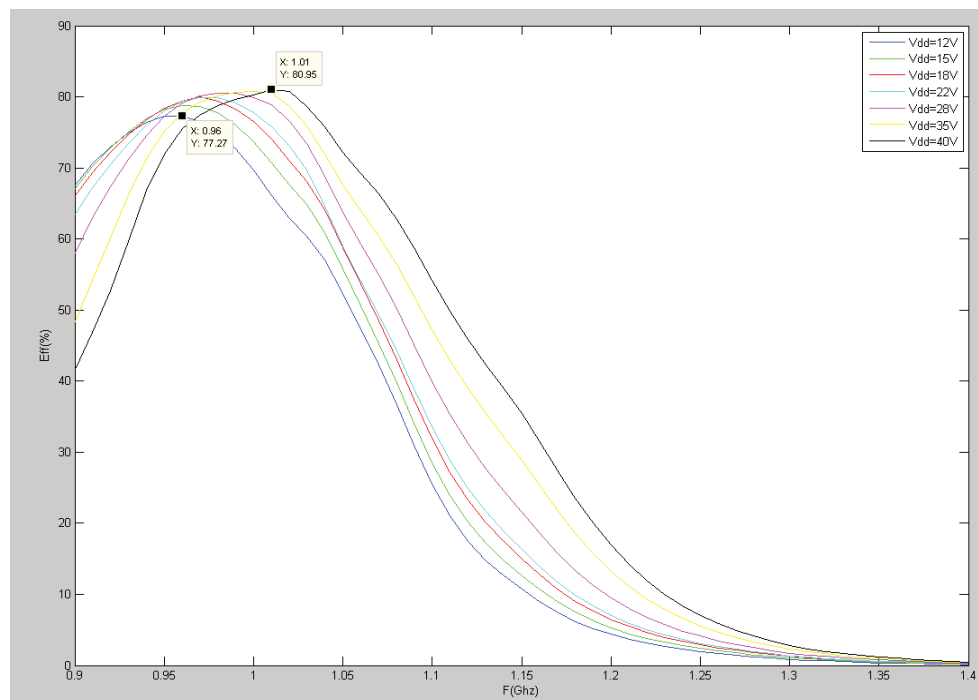
$$V_{out} = \sqrt{2 * P_{out} * R_o}$$

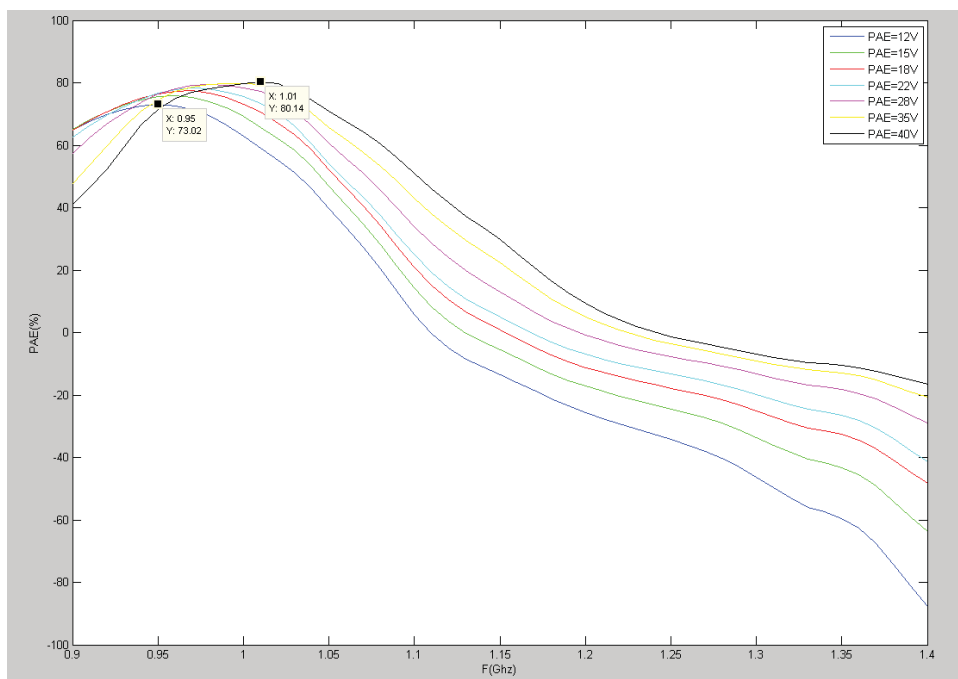
Sabiendo que $R_o = 50\Omega$



Como podemos observar la V_{out} crece linealmente con el aumento de V_{dd} , lo que se esperaba de un amplificador Clase E.

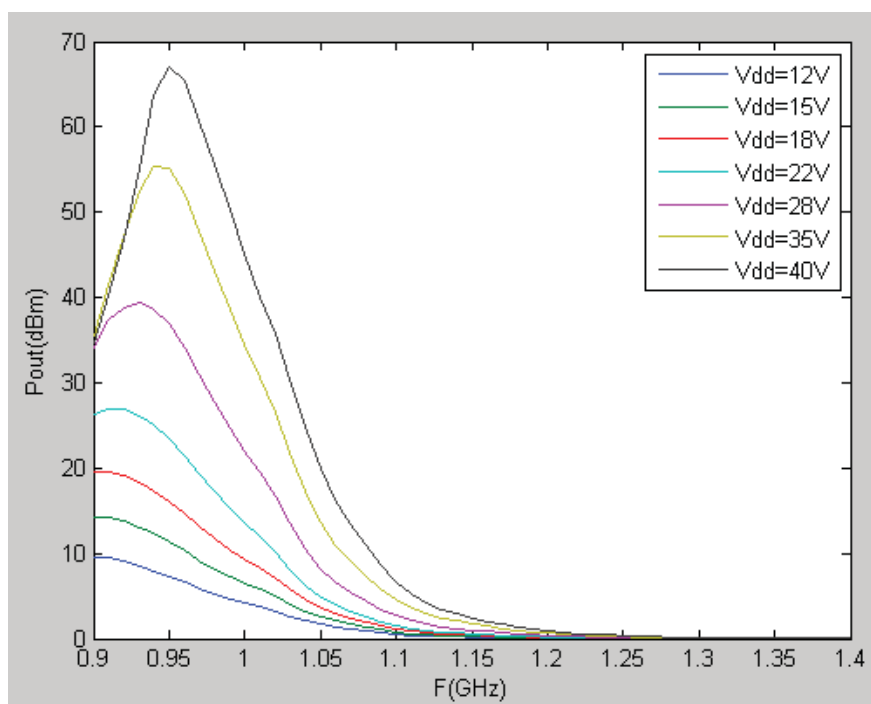
2. La segunda medida consistió en dejar fija la V_{dd} a distintos valores, en nuestro caso a 12 V, 15 V, 18 V, 22 V, 28 V, 35 V y 40 V, manteniendo una potencia de entrada constante de 0,39810717 W (-13,34 dBm) y variando la frecuencia de entrada de 900 MHz hasta 1,4 GHz. Con pasos de 10 MHz.





De las dos gráficas anteriores podemos concluir que al aumentar la V_{dd} , la curva de PAE y Eff se desplaza a frecuencias mayores. Obteniendo unas prestaciones parecidas.

A continuación se muestra la gráfica que relaciona la P_{out} con la frecuencia, pudiendo concluir, que a la máxima potencia de salida la eficiencia aún no es máxima. Alcanzándose ésta cuando la potencia de salida ha decrecido un poco.



3. Ahora realizaremos las medidas variando la P_{in} , a distintas V_{dd} . Para ello tuvimos que seguir un procedimiento distinto a los anteriores, ya que el generador, a potencias bajas no es muy fiable. Para ello lo que hicimos fue utilizar el analizador de redes como generador de señal, el resto del circuito se asemejaría bastante el anterior. Lo podemos observar en la siguiente imagen.

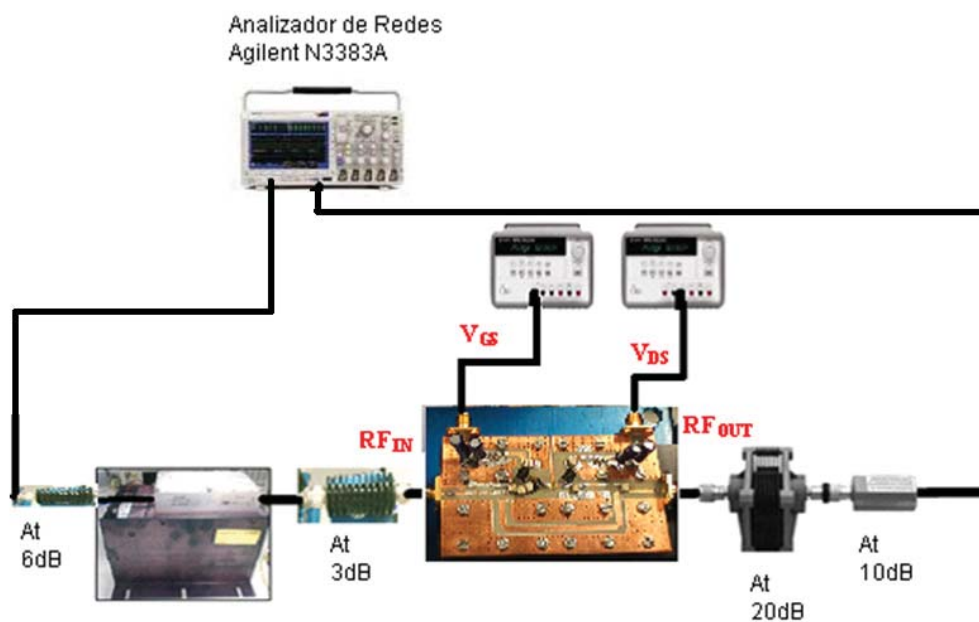


Figura V.2. Montaje para las medidas de potencia.

Previo paso al montaje mostrado, se realizó la calibración del analizador de redes, con su correspondiente kit. Que se puede ver en las siguientes imágenes:



Figura V.3. Kit de calibración.

Tabla equivalencia de potencias

En primer lugar se realizan las primeras medidas con el fin de obtener una tabla que permita saber cuál es la potencia que se introduce en el amplificador, en comparación con la generada, teniendo en cuenta que existen varios elementos hasta llegar al amplificador que atenúan la señal

Network Analyzer [dBm]	Series Power Meter [dBm]
-49,12	-15
-48,14	-14
-47,16	-13
-46,19	-12
-45,23	-11
-44,34	-10
-43,37	-9
-42,37	-8
-41,37	-7
-40,38	-6
-39,38	-5
-38,38	-4
-37,38	-3
-36,38	-2
-35,38	-1
-34,44	0
-33,44	1
-32,44	2
-31,44	3
-30,44	4
-29,41	5
-28,41	6
-27,41	7
-26,41	8
-25,41	9
-24,59	10
-23,59	11
-22,59	12
-21,59	13
-20,59	14
-19,53	15
-18,53	16
-17,53	17
-16,53	18

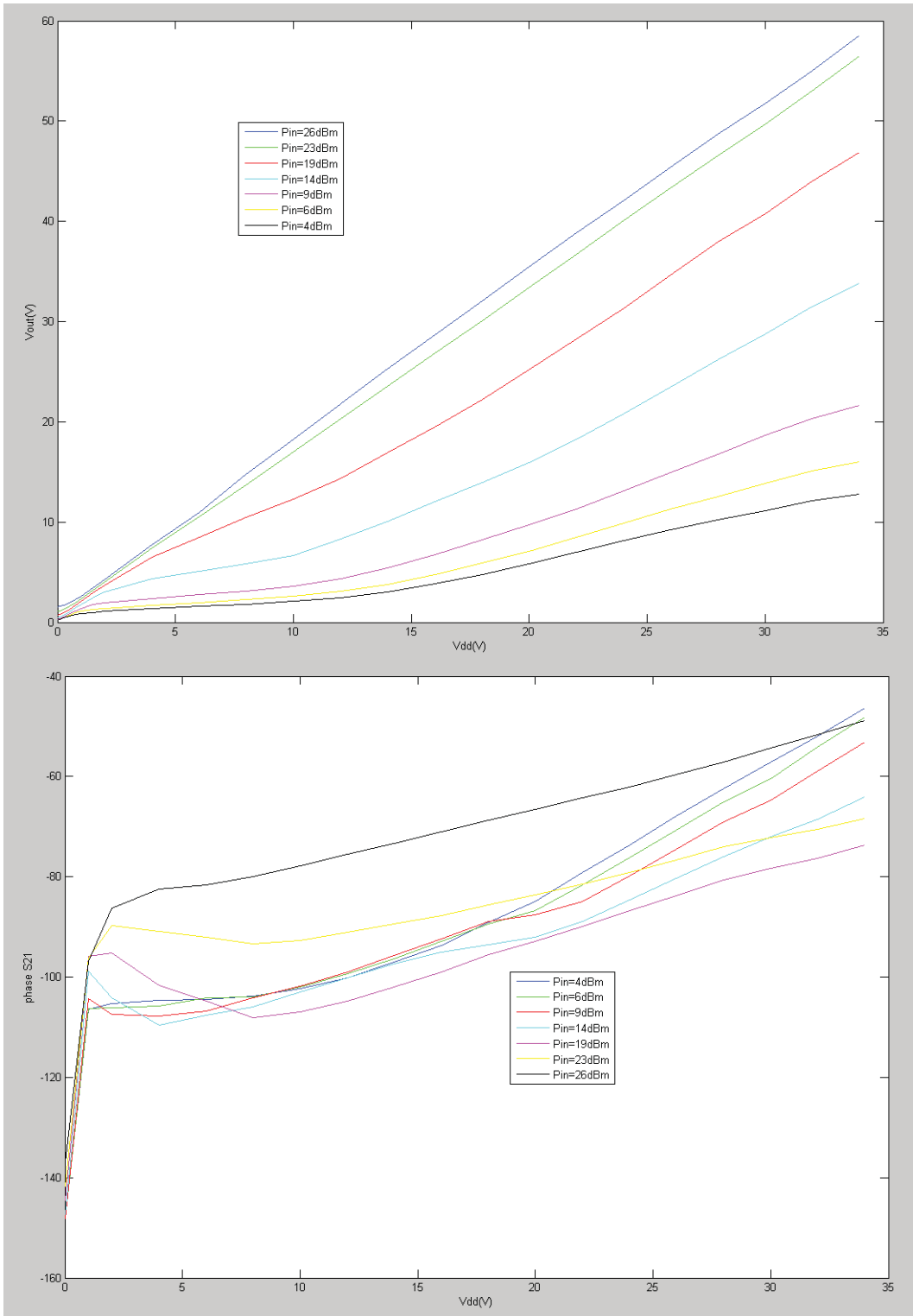
-15,53	19
-14,59	20
-13,59	21
-12,59	22
-10,59	23
-9,52	24
-8,52	25
-7,52	26
-6,52	27

La potencia a la que nuestro amplificador empieza a rectificar es de 26dBm, con lo que equivaldría a -7,52dBm, en el generador del analizador de redes.

Una vez sabiendo la equivalencia de potencias, empezamos con las medidas pertinentes y podemos sacar las siguientes gráficas.

En la primera podemos observar la variación de la Vout con la Vdd a distintas potencias de entrada. Nuestra conclusión es que a máxima potencias, es decir, justo antes de que el amplificador rectifique, la relación anteriormente mencionada se mantiene lineal. Pero a medida que vamos descendiendo la potencia de entrada esta relación ya no es lineal.

En la segunda gráfica vemos como la fase va creciendo cuando aumenta exponencialmente la Vdd, luego hay un tramo que se estabiliza, y al final aumenta en mayor o menor medida dependiendo de la potencia de entrada.



VI. Conclusiones y líneas futuras.

En este último capítulo se exponen las conclusiones finales extraídas tras realizar este trabajo, valorando los resultados obtenidos y comparándolos con los esperados en las primeras fases de diseño, y con los obtenidos en otros trabajos similares.

VI.1. Conclusiones.

Llegados a este punto del diseño, montaje y caracterización del amplificador clase E, se realizará un breve balance de los resultados obtenidos y las conclusiones que de ellos podemos extraer.

Recordar que este amplificador fue montado, ajustado y caracterizado para su utilización como etapa de salida en un esquema de transmisión polar (EER), como una de las ramas de un transmisor outphasing o como inversor en un convertidor DC/DC resonante de alta frecuencia.

Se realiza un estado del arte para comparar los resultados obtenidos con diseños realizados en otros trabajos [1], [2], [3], [4], [5] y [6].

Frecuencia [GHz]	Clase	Pout [dBm]	Eficiencia [%]	PAE [%]	Año/Ref.
0.155	E	39	74	-	2007 [1]
0.795	E	44.8	85.5	81.4	2009 [2]
0.8	E	46.9	87.8	80.6	2009 [3]
1	E	22,2	81.23	79.77	Este proyecto
1.945	E	22.8	-	82.1	2005 [4]
5.7	E	20.3	65	51.8	2006[5]
1	E	43.38	81.54	81.06	2012[6]

Los datos correspondientes a nuestro proyecto que aparecen en la tabla anterior, son los medidos a unas condiciones normales de $V_{dd}=28V$. Ya que nuestra mejor medida se haya cuando $V_{dd}= 31V$, con una eficiencia de 81,69% y una PAE de 80,50%. Ambas medidas a 1GHz, y con una potencia de entrada de 26dBm.

También podemos observar, de las medidas realizadas que podemos conseguir un ancho de banda con una eficiencia superior al 70% de unos 100 MHz. Dependiendo de la V_{dd} que le suministremos ese ancho de banda se mantiene más o menos, pero desplazado en frecuencia. Es decir, que cuanto menor es el voltaje introducido el amplificador es más eficiente a frecuencias más bajas.

Además de realizar la comparación con frecuencias de trabajo dispares los modelos de transistores utilizados en algunos trabajos también son distintos al utilizado en nuestro diseño. En este proyecto se utilizó el transistor GaN HEMT de Cree Inc, como ya se ha visto anteriormente, mientras que en [3] se usó un transistor GaN HEMT de Eudyna.

Finalmente se puede concluir que los objetivos fijados inicialmente para los amplificadores se han cumplido de manera satisfactoria, consiguiendo ambos diseños buenas prestaciones.

VI.2. Líneas futuras de trabajo.

El presente proyecto ha abierto un camino bastante amplio de posibilidades, la fabricación de un componente está dividida en varias fases, desde una primera idea, pasando por la simulación hasta llegar a su fabricación y posteriormente testear sus posibilidades. Así pues, ya disponemos del componente físico al que se podrán aplicar numerosos estudios.

La línea de trabajo futura más evidente es la implementación del transistor en un esquema de transmisión polar (EER), como una de las ramas de un transmisor outphasing o como inversor en un convertidor DC/DC resonante de alta frecuencia.

Dado que nuestro amplificador de potencia posee una eficiencia por encima de 80% en unas condiciones determinadas y un ancho de banda de 100Mhz, con una eficiencia mínima del 70% se podrá obtener un transmisor polar u outphasing de grandes prestaciones.

VI.3. Referencias.

- [1] N. Kumar, C. Prakash, A. Grebennikov, A. Mediano, "High-Efficiency Broadband Parallel-Circuit Class E RF Power Amplifier With Reactance-Compensation Technique," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.56, no. 3, Mar. 2008.

- [2] S. Crespo Torre, "Diseño de un amplificador clase E mediante topología de parámetros concentrados de alta Q", Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2009.
- [3] Ahmed Al Tanany, Ahmed Sayed, Georg Boeck, "Broadband GaN Switch Mode Class E Power Amplifier for UHF Applications", 2009 IEEE MTT-S Int-Microwave Symp., June 2009, pp. 761-764
- [4] Y. Qin, S. Gan, P. Butterworth, E. Korolkiewicz, A. Samball, "Improved design technique of a broadband class-E power amplifier at 2 GHz," IEEE European Microwave Conf., Oct 2005.
- [5] R. Negra, W. Bachtold; "Lumped-Element Load-Network Design for Class-E Power Amplifiers," IEEE Trans.Microw.Theory Tech., vol.54, no. 6, June. 2006.
- [6] "Diseño de inversores y convertidores DC/DC en RF a GaN HEMT". Gonzalo Hernandez Espeso, Proyecto Fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Diciembre de 2012.