ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS

INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Proyecto Fin de Carrera

AMPLIFICADOR CLASE E DE BANDA ANCHA EN TECNOLOGÍA GaN HEMT

(Broadband Class E Amplifier over

GaN HEMT Technology)

Para acceder al Titulo de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Rodrigo Miranda González

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Rodrigo Miranda González

Director del PFC: José Ángel García García

Título: "Amplificador Clase E de Banda Ancha en Tecnología GaN HEMT"

Title: "Broadband Class E Amplifier over GaN HEMT Technology "

Presentado a examen el día:

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Tazón Puente, Antonio

Secretario (Apellidos, Nombre): García García, José Ángel

Vocal (Apellidos, Nombre): Mediavilla Sanchez, Angel

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC

(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera Nº
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

En primer lugar agradecer a toda mi familia, y con mención especial a mis padres, todo el apoyo recibido durante estos años de estudio ya que sin ellos este camino nunca hubiese sido posible.

Agradecer también a todos los compañeros, que de una manera u otra han contribuido a la realización de este bonito propósito, resaltando aquellos que se hicieron, aparte de compañeros, amigos durante esta etapa de mi vida.

A mi director de proyecto, José Ángel García, a quien siempre estaré agradecido por su trabajo dedicado y su disposición, en todo momento, a enseñar.

A Nieves, gracias por tu ayuda y ser siempre tan amable, al igual que Sandra por realizar el trabajo pedido, ya que sin su colaboración este proyecto no hubiera sido posible.

Índice

1. Introduccion……..6

1.1. Importancia del compromiso linealidad-eficiencia en transmisión inalámbrica……...7

1.2. Objetivos……8

1.3. Estructura de la memoria……..9

1.4. Referencias……...9

2. Tipos de transmisores y amplificadores de potencia……..10

2.1. Transmisor cartesiano……11

2.2. Transmisor polar……...12

2.3. Transmisor outphasing……...13

2.4. Amplificadores de potencia……14

2.4.1. Parametros significativos de los amplificadores de potencia……14

2.4.2. Clases de amplificadores de potencia……..17

2.4.2.1. Amplificadores como fuente de corriente dependiente (clases A, B, AB, C)…….18

2.4.2.2. Amplificadores conmutados (clases D y E)……..20

2.5. Referencias……..21

3. Amplificador de potencia clase E……..22

3.1. Analisis del circuito clase E original……23

3.1.1. Circuito clase E con elementos discretos L-serie/C-paralelo……32

3.1.2. Circuito clase E con líneas de transmisión……..34

3.1.2.1. Condiciones de circuito abierto a los armonicos usando líneas de transmisión…….37

3.1.2.2. Contenido armonico de la tensión en el conmutador……41

3.1.2.3. Efectos de la resistencia no nula del conmutador en Estado ON…….43

3.1.3. Amplificador clase E basado en un dispositivo GaN HEMT……..48

3.2. Referencias……49

4. Simulacion y diseño del amplificador clase E sobre GaN HEMT…..50

4.1. Caracterizacion del transistor para su modelo conmutado……..51

4.2. Implementacion del modelo en AWR……..53

4.3. Estimacion inicial de la R_{DC} y la eficiencia……53

4.4. Impedancia nominal u optima al fundamental……..55

4.5. Simulacion del amplificador clase E en condiciones ideales de terminación……55

4.6. Simulacion Load-Pull……...57

4.7. Ajuste de la red de terminación en drenador……59

4.8. Simulación del amplificador incorporando la red de salida ajustable……63

5. Medidas y comprobación del funcionamiento del amplificador…...66

5.1. Red de polarización……..67

5.2. Medidas realizadas……69

5.2.1. Medidas frente a frecuencia……70

5.2.2. Medidas frente a V_{DD}……72

5.2.3. Medidas frente a P_{IN}.....74

6. Conclusiones y líneas futuras……77

6.1. Conclusiones……78

6.2. Lineas futuras de trabajo……78

1- INTRODUCCIÓN

1.1- Importancia del compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisión Inalámbrica

Las aplicaciones de comunicaciones inalámbricas están evolucionando rápidamente exigiendo sistemas más eficientes y con una respuesta transitoria más rápida. La búsqueda de mayores velocidades de tasa de datos está impulsando la integración de técnicas WCDMA y EDGE (Tasa de datos mejorada para la evolución de GSM) en el sistema global para las comunicaciones móviles (GSM) gracias al uso de técnicas como el seguimiento de la envolvente “Envelope Tracking” (ET), eliminación y restauración de la envolvente “Envelope Elimination and Restoration” (EER) o incluso un híbrido de ellas dos. Del mismo modo, la potencia de las redes inalámbricas de área local (WLAN), con el despliegue de los servicios 802.11a/b/g y los desarrollos de una cuarta generación (4G) de tecnología móvil y WiMAX, prometen ofrecer capacidad adicional. Está claro que el futuro de los dispositivos inalámbricos necesitará soportar un incremento del número de aplicaciones.

Una parte fundamental del dispositivo inalámbrico es el transmisor. Los transmisores inalámbricos suelen emplear arquitecturas como la cartesiana, que exigen el uso de amplificadores lineales de RF. Habitualmente se utilizan amplificadores clase A para obtener amplificación lineal pero, las no linealidades de los amplificadores de potencia debido al alto PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) de los formatos de modulación mencionados requieren una amplificación mucho más eficiente que la que se puede obtener con amplificadores lineales.

Un funcionamiento eficiente del transmisor supone uno de los condicionantes más importantes, maximizar la autonomía de los terminales de usuario y reducir los gastos relacionados al elevado consumo de potencia de las estaciones base, que conlleva, no solo razones económicas, sino también medioambientales, a la necesidad de utilizar una arquitectura eficiente como es la del transmisor polar o la del transmisor outphasing, tal y como se presenta en [1] , evitando el uso del amplificador lineal poco eficiente.

Tan importante es la eficiencia en una estación base que aproximadamente la mitad del gasto de energía correspondiente al transmisor

(alrededor del 25% del total), se debe a la mala eficiencia del amplificador de potencia.

El transmisor polar y el transmisor outphasing consiguen encontrar un buen compromiso entre la linealidad y eficiencia, cumpliendo los criterios de amplificación y tasas de transmisión de información requeridas en transmisión inalámbrica.

1.2- Objetivos

En la evolución hacia esquemas de transmisión inalámbrica de alta eficiencia, como las anteriormente mencionadas, destaca el uso de amplificadores clase E operando en condiciones de modulación de la polarización y la impedancia de carga. Forzando condiciones de conmutación a tensión y derivada de la tensión igual a cero, estos amplificadores evitan las pérdidas de conmutación y por ende podrían ofrecer una eficiencia teórica del 100%

Lamentablemente, a requerir una terminación al fundamental con parte real e imaginaria (de tipo inductivo) junto a circuito abierto a sus armónicos superiores, estos amplificadores suelen ofrecer un perfil de potencia de salida decreciente con la frecuencia, lo que limita su ancho de banda.

En este proyecto, tomando como base resultados previos en la optimización de las prestaciones de amplificadores clase E de banda estrecha, se abordará el diseño, implementación y caracterización de un amplificador de banda ancha, capaz de cubrir un intervalo de frecuencia entre 750 y 950 MHz.

Usando un modelo simple del transistor como conmutador, extraido de medidas en pinch-off y la zona óhmica, se estimaran las condiciones optimas de terminación en drenador para el transistor seleccionado (el CGH35030F). A partir de estos resultados, se sustituirá la bobina auto-resonante por un circuito paralelo que permita aproximar condiciones de circuito abierto al segundo y tercer armónico, con un valor de inductancia que permita a su vez disminuir el factor de calidad al fundamental y con ello reducir en la medida de lo posible la variación en la potencia de salida con la frecuencia.

Se procederá entonces a la implementación del amplificador y se llevaran a cabo campañas de caracterización de los perfiles de potencia de salida y eficiencia con la frecuencia, la potencia de entrada y la tensión de polarización en drenador.

Se valorara además las potencialidades de su uso en esquemas de transmisión outphasing (Chireix). Se intentara conseguir prestaciones en el estado de la técnica.

1.3- 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.

1.4. 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

2. TIPOS DE TRANSMISORES Y AMPLIFICADORES DE POTENCIA.

2.1- 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 2.1, 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.

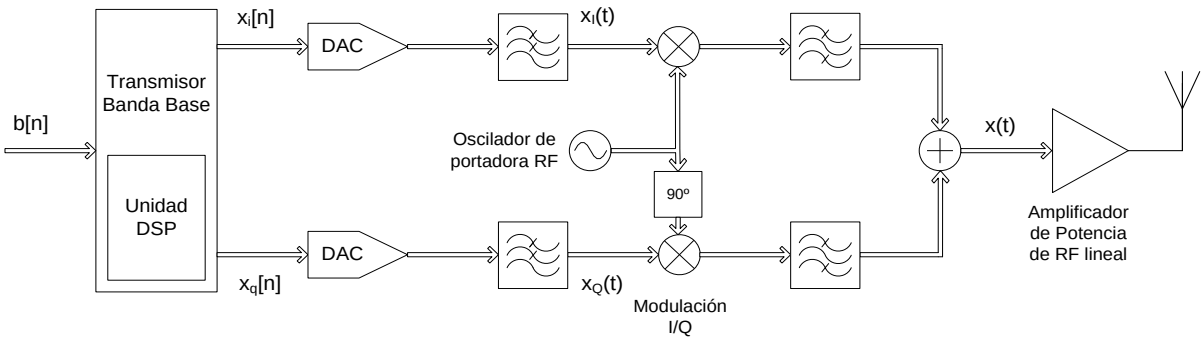


Figura 2.1: Arquitectura del transmisor cartesiano

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

$$x(t) = x_i(t) \cdot \cos(w_c \cdot t) - x_q(t) \cdot \mathrm{sen}(w_c \cdot t) \qquad (2.1)$$

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.

2.2- Transmisor Polar

El transmisor con arquitectura polar, mostrado en la Figura 2.2, se basa en el concepto de Eliminación y Restauración de Envolvente (EER), propuesto por Kahn en 1952, y además integra avances recientes en procesado digital de señal.

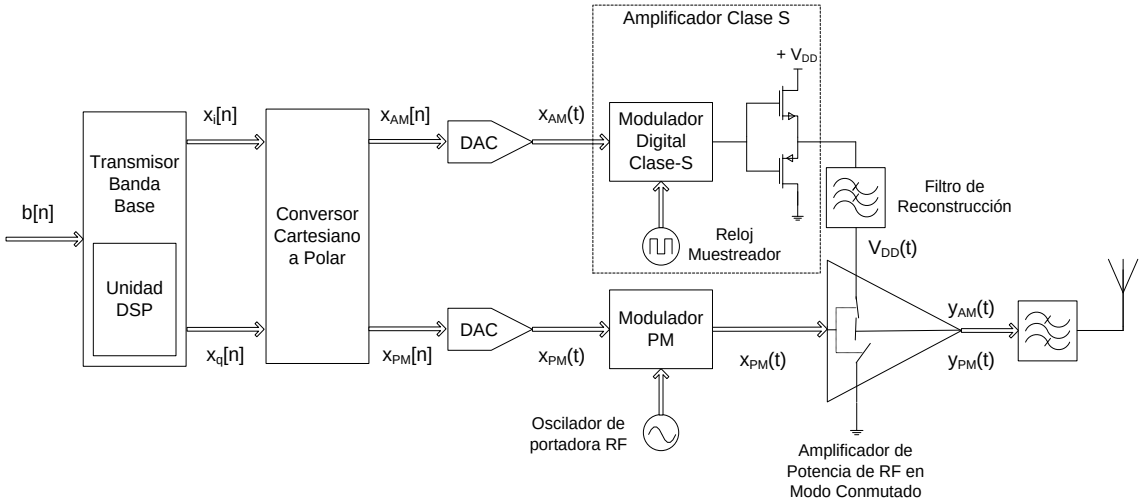


Figura 2.2: Arquitectura del transmisor polar

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:

$$x(t) = x_{AM}(t) \cdot \cos(w_c \cdot t + x_{PM}(t)) \tag{2.2}$$

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.

2.3- Transmisor Outphasing (LINC)

Esta técnica se basa en la codificación de la componente de amplitud usando el ángulo de desfase entre dos señales envolventes constantes son amplificadas y combinadas para dar paso a la señal de salida, como se muestra en la Figura 2.3. 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 recortadas en sus puntos de compresión para una mayor eficiencia en potencia.

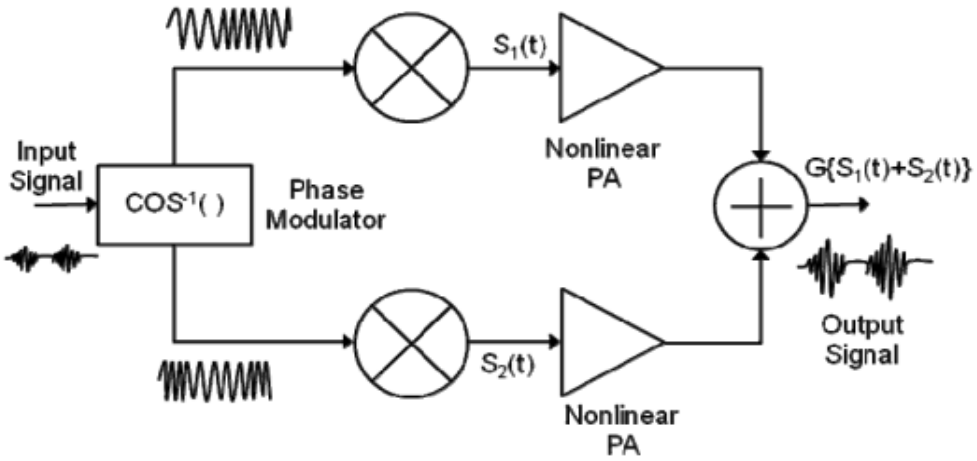


Figura 2.3: Arquitectura del transmisor outphasing.

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”.

2.4- Amplificadores de potencia

En la etapa de modulación de un transmisor polar o en cada rama de un transmisor outphasing 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 2.4

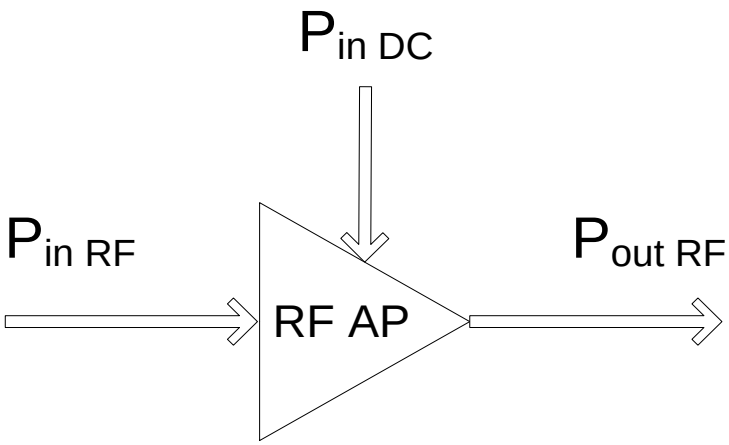


Figura 2.4: Potencias en un amplificador de potencia de RF

2.4.1- 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:

$$\eta_D = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \tag{2.3}$$

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:

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{P_{inDC}} = \eta_D \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \tag{2.4}$$

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

$$\eta = \frac{P_{outRF}}{P_{inRF} + P_{inDC}} = \frac{\eta_D}{\frac{\eta_D}{G} + 1} \tag{2.5}$$

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 2.5:

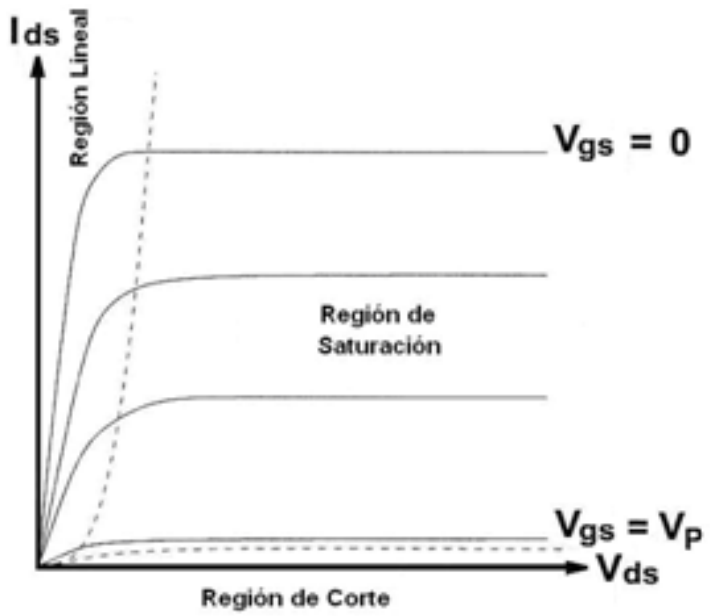


Figura 2.5: Curvas características I-V de un transistor FET

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 en potencia. 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(el dispositivo alcanza la región óhmica o lineal de sus carateristicas I/V).

En la Figura 2.6 podemos observar la variación de la ganancia de compresión y de la fase en función de la potencia de entrada:

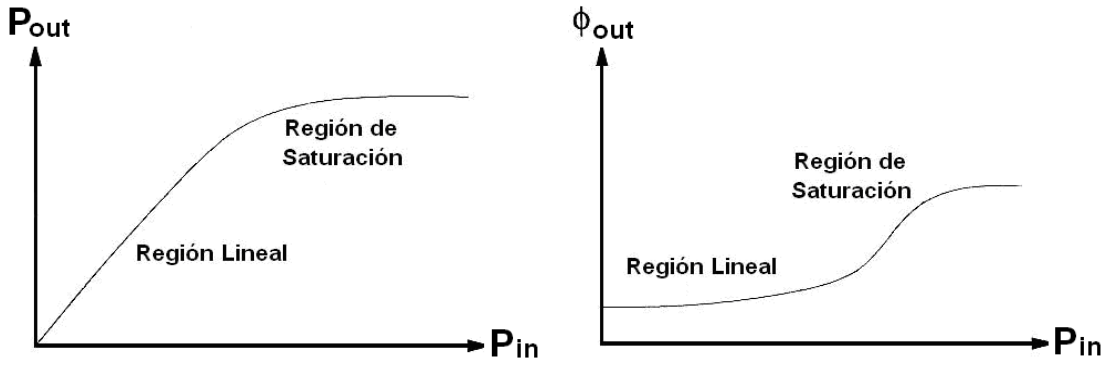


Figura 2.6: Ganancia de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia

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.

2.4.2 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 2.7 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.

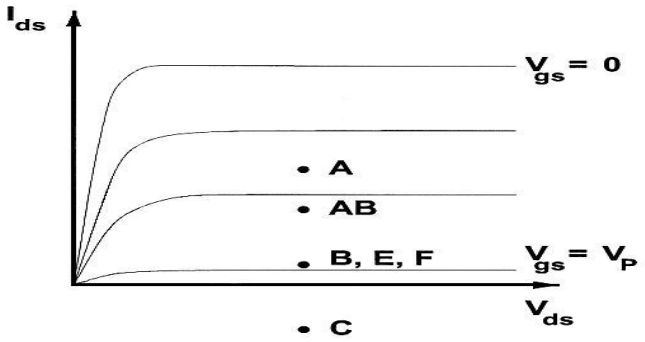


Figura 2.7. Puntos de polarización para las diferentes clases de amplificadores de potencia. Cada clase está definida por su tensión de puerta y la magnitud de la señal de excitación.

2.4.2.1- 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 360º 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 180º). 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 180º y bastante menos de 360º. 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.

2.4.2.2- 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 sinusoide 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 una 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 realizara una descripción detalla sobre este tipo de amplificador en el siguiente capítulo.

2.5- 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.Introducion.

3. 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.

3.1- Análisis del Circuito Clase E Original

Un amplificador de potencia que trabaja con una eficiencia del 75% puede entregar tres veces más potencia que otro que lo haga con un 50% de eficiencia utilizando el mismo dispositivo, si la potencia de salida está limitada por la disipación térmica en los transistores. 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 3.1 se muestra la topología propuesta por primera vez por Alan y Nathan Sokal en 1975[1]. 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.

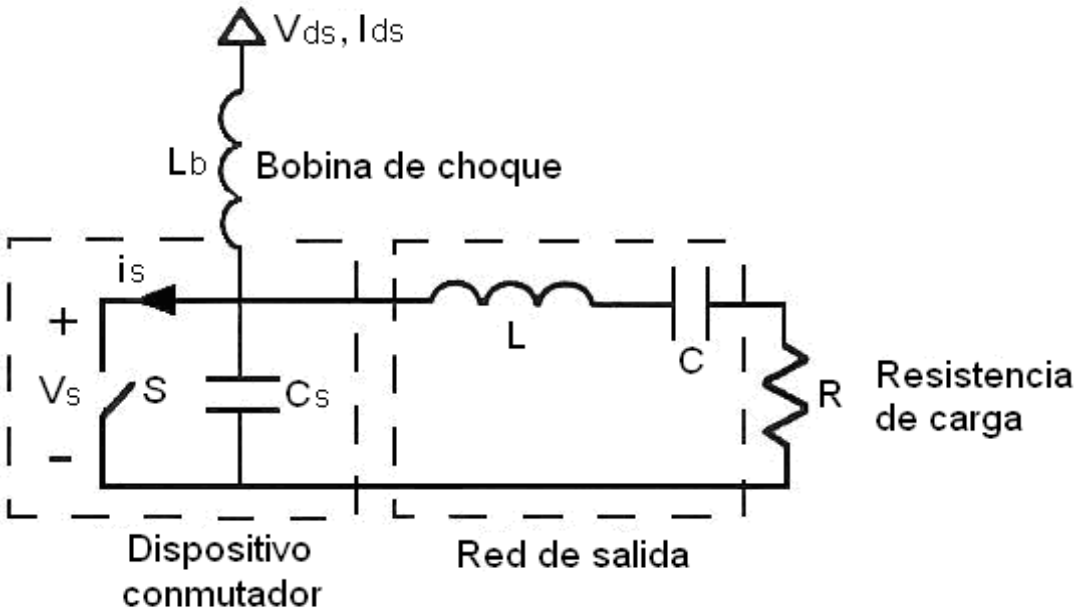


Figura 3.1: Circuito de alta eficiencia clase E original

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 sinusoide (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 3.2:

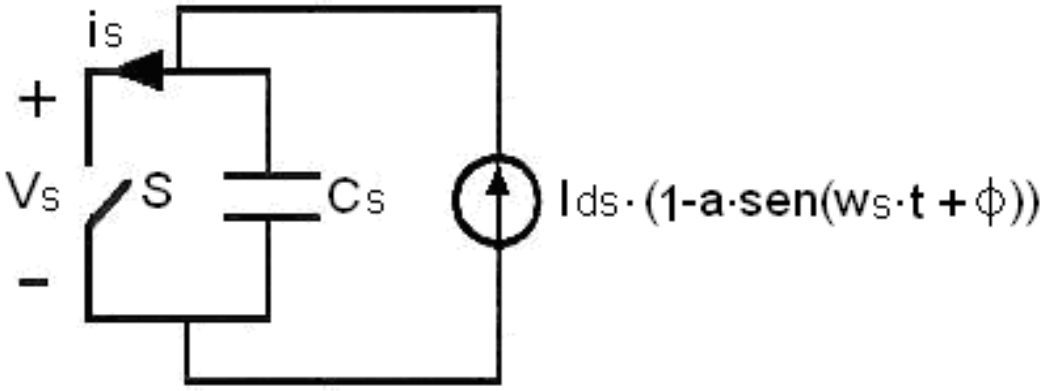


Figura 3.2: Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga

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:

$$\frac{1}{2} * L * i^2 \tag{3.1}$$

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:

$$C_s \cdot \frac{\partial v_s}{\partial t} = I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \mathrm{sen}(w_s \cdot t' + \varphi)) \tag{3.2}$$

Que integrando resulta:

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot \int_0^t (1 - a \cdot \mathrm{sen}(w_s \cdot t' + \varphi)) \cdot dt' \tag{3.3}$$

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:

$$v_s(0) = 0 \tag{3.4}$$

$$v_s\left(\frac{T_s}{2}\right) = 0 \tag{3.5}$$

En este caso:

$$\frac{\partial v_s\left(\frac{Ts}{2}\right)}{\partial t} = 0 \tag{3.6}$$

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

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot \left(w s \cdot t + a \cdot \left(\cos(w_s \cdot t + \varphi) - \cos(\varphi)\right)\right) \tag{3.7}$$

Ya se pueden determinar a y ϕ:

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1.862 \tag{3.8}$$

$$\varphi = -tg^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) \cong -32.48^{o} \tag{3.9}$$

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:

$$v_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot \left(w s \cdot t + a \cdot \left(\cos(w_s \cdot t + \varphi) - \cos(\varphi)\right)\right) & 0 \le w_s \cdot t \le \pi \\ 0 & \pi \le w_s \cdot t \le 2 \cdot \pi \end{cases} \tag{3.10}$$

$$i_s(t) = \begin{cases} 0 & 0 \le w_s \cdot t \le \pi \\ I_{ds} \cdot \left(1 - a \cdot sen(w_s \cdot t + \varphi)\right) & \pi \le w_s \cdot t \le 2 \cdot \pi \end{cases} \tag{3.11}$$

Si se representan estas formas de onda, serían como se muestran en la Figura 3.3:

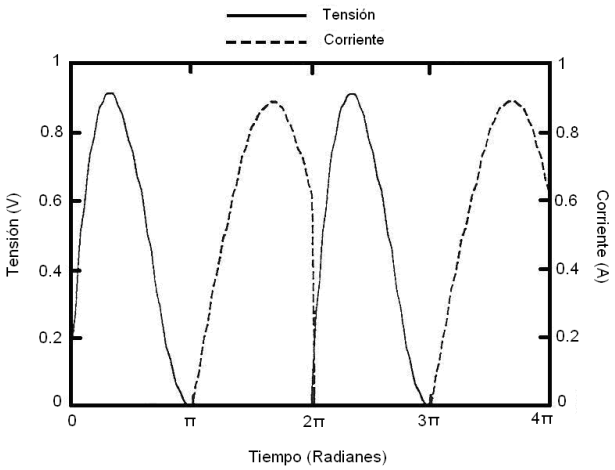


Figura 3.3: Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E

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

$$V_{ds} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \tag{3.12}$$

$$I_{ds} = \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot V_{ds} \tag{3.13}$$

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.

$$I_{max} = (1+a) \cdot I_{ds} \cong 2.86 \cdot I_{ds} \tag{3.14}$$

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:

$$f_{max} = \frac{I_{ds}}{2 \cdot \pi^2 \cdot C_s \cdot V_{ds}} = \frac{I_{max}}{C_s \cdot V_{ds}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot (1+a)} \cong \frac{I_{max}}{56.5 \cdot C_s \cdot V_{ds}} \tag{3.15}$$

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} e 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:

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot w_s \cdot t} \tag{3.16}$$

Donde:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot w_s \cdot t} \cdot dt \tag{3.17}$$

Para n=1:

$$K_1 = \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s \cdot T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(w s \cdot t + a \cdot \left(\cos(w_s \cdot t + \varphi) - \cos(\varphi)\right)\right) \cdot e^{-j \cdot w_s \cdot t} \cdot dt \tag{3.18}$$

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.

$$v_{s1} = a_0 \cdot I_{ds} \cdot \mathrm{sen}(w_s \cdot t + \varphi_0) \tag{3.19}$$

$$i_{net1} = a \cdot I_{ds} \cdot sen(w_s \cdot t + \varphi) \tag{3.20}$$

Donde las constantes a_0 y ϕ_0 son:

$$a_0 = \frac{2 \cdot |K_1|}{I_{ds}} = \frac{1}{w_s \cdot C_s} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{16} + \frac{4}{\pi} - \frac{3}{4}} \tag{3.21}$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + \angle K_1 = \frac{\pi}{2} + tg^{-1}\left(\frac{2 \cdot \pi}{8 - \pi^2}\right) \tag{3.22}$$

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

$$Z_{net1} = \frac{a_0}{a} \cdot e^{j \cdot (\varphi_0 - \varphi)} \cong \frac{0.28015}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^{\circ}} \tag{3.23}$$

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 3.4 se expone una topología específica para la red de carga externa:

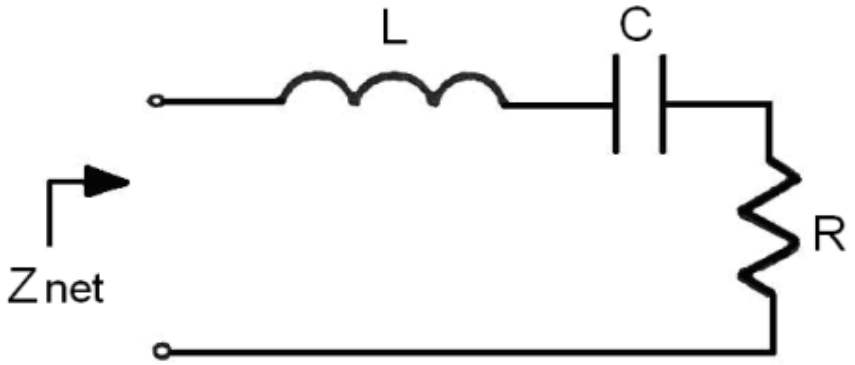


Figura 3.4: Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF

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:

$$Z_{net1} = Z_{net} = j \cdot w_s \cdot L + \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} + R \tag{3.24}$$

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

$$j \cdot w_s \cdot L + \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} + R = \frac{0.28015}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^{\circ}} \tag{3.25}$$

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

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot 5.447} \tag{3.26}$$

$$C = C_s \cdot \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \left(\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}\right)} \right) \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L}\right) \cdot \left(1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153}\right) \tag{3.27}$$

Donde Q_L se define como:

$$Q_L = \frac{w_s \cdot L}{R} \tag{3.28}$$

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 [2] es idéntica a la original, mientras que la expresión dada por Sokal para C es:

$$C \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L}\right) \cdot \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08}\right) \tag{3.29}$$

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.

3.1.1- 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 3.5:

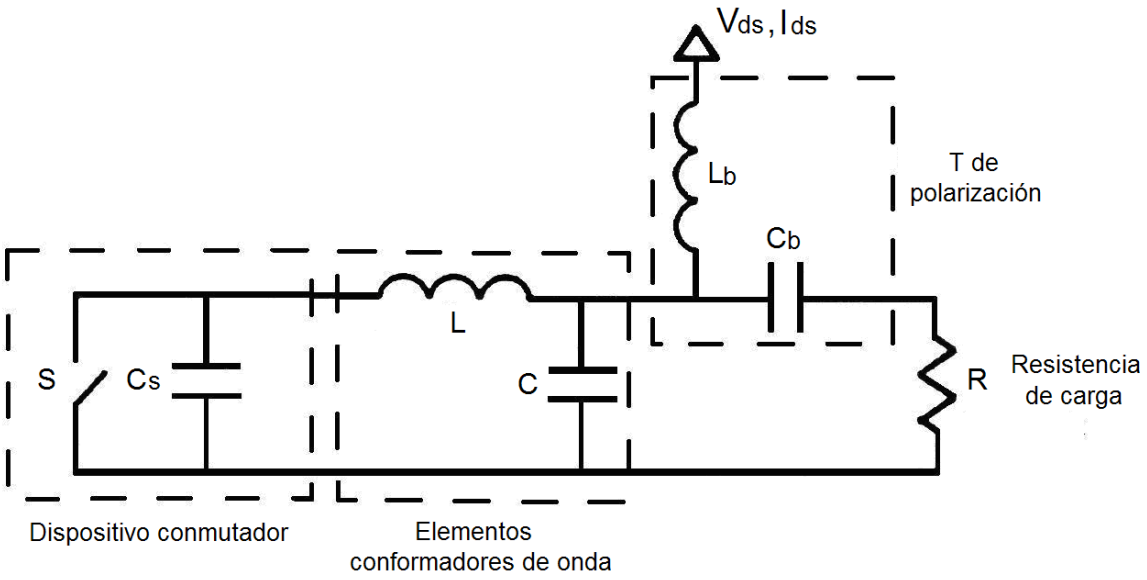


Figura 3.5: Circuito clase E con elementos discretos L-serie/C-paralelo

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 3.6:

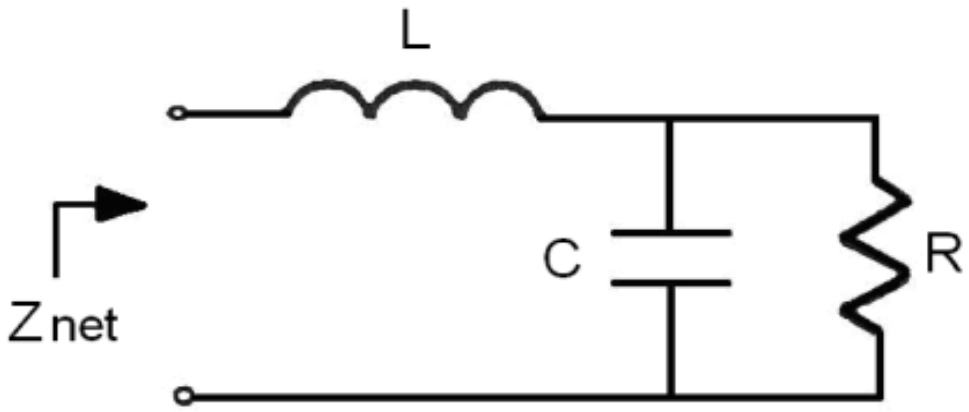


Figura 3.6: Red de carga externa del circuito clase E vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de operación

Esta impedancia es:

$$Z_{net1} = Z_{net} = j \cdot w_s \cdot L + \frac{R}{1 + j \cdot w_s \cdot C \cdot R} \tag{3.30}$$

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

$$Z_{net1} = \frac{K_0}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot \theta_0} \tag{3.31}$$

donde:

$$K_0 = w_s \cdot C_s \cdot \frac{a_0}{a} \cong 0.28015 \tag{3.32}$$

$$\theta_0 = \varphi_0 - \varphi \cong 49.0524^{o} \tag{3.33}$$

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:

$$L = \frac{K_0}{w_s^2 \cdot C_s} \cdot \left(sen(\theta_0) + \cos(\theta_0) \cdot \sqrt{\frac{w_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos(\theta_0)} - 1} \right) \tag{3.34}$$

$$C = \frac{1}{w_s \cdot R} \cdot \sqrt{\frac{w_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos(\theta_0)} - 1} \tag{3.35}$$

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.

3.1.2- Circuito Clase E con Líneas de Transmisión

Se propone una topología del circuito clase E con líneas de transmisión serie/paralelo, tal y como se muestra en la Figura 3.8.

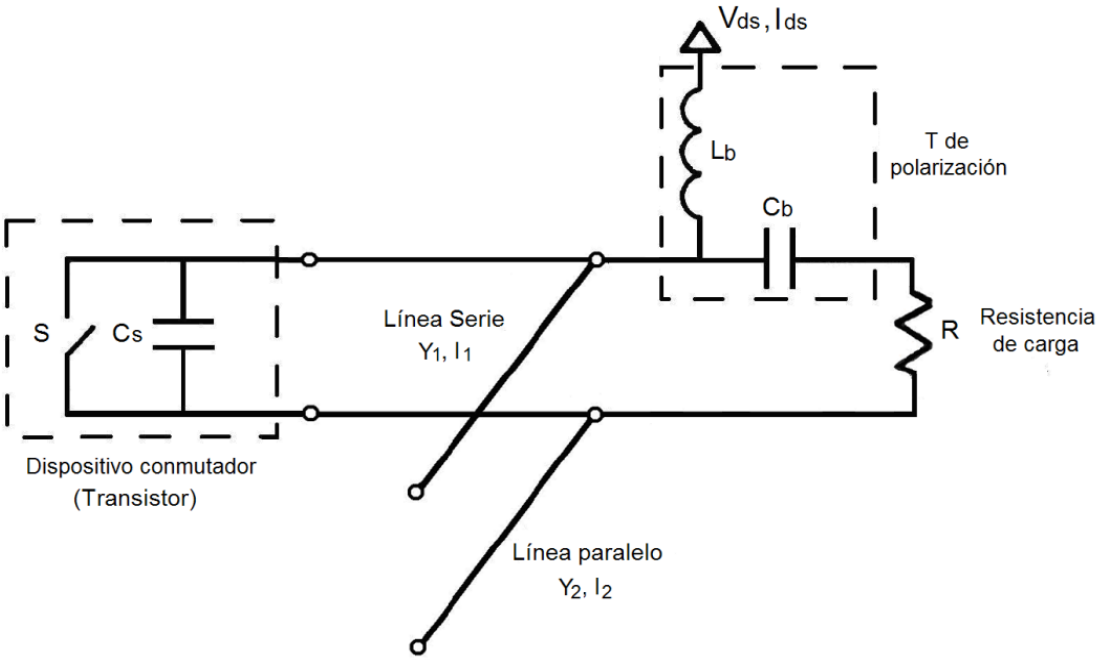


Figura 3.8: Circuito clase E con líneas de transmisión serie/paralelo

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 0º y 90º, 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:

$$\left|Z_{net1}\right| \prec R \tag{3.36}$$

O lo que es lo mismo:

$$\frac{0.281}{w_s \cdot C_s} \prec R \tag{3.37}$$

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):

$$Y_{net1} = \frac{w_s \cdot C_s}{K_0} \cdot e^{-j \cdot \theta_0} \tag{3.38}$$

ddnde 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 90º). El circuito modificado se muestra en la Figura 3.9:

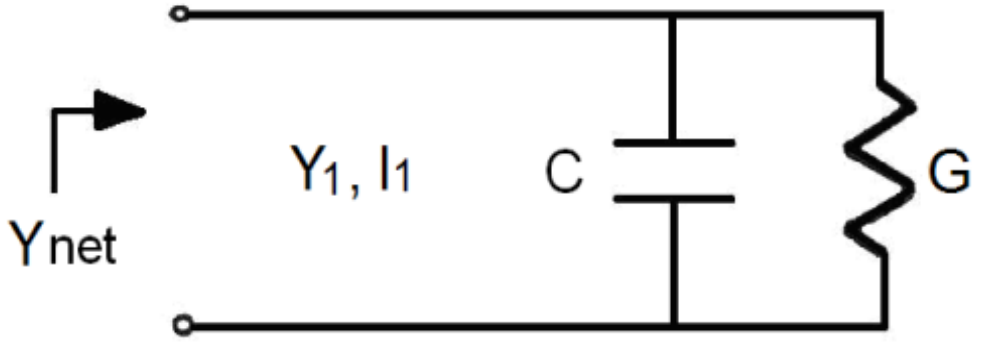


Figura 3.9: Circuito equivalente de la red de carga para el circuito clase E con líneas de transmisión serie/paralelo, a la frecuencia de trabajo

A la frecuencia de trabajo:

$$Y_{net1} = Y_1 \cdot \frac{G + j \cdot w_s \cdot C \cdot j \cdot Y_1 \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1)}{Y_1 - w_s \cdot C \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1) + j \cdot G \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1)} \tag{3.39}$$

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

Parte real:

$$\begin{aligned} & w_s \cdot C_s \cdot \cos(\theta_0) \cdot \left[(Y_1 - w_s \cdot C \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1))^2 + (G \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1))^2 \right] - \\ & - K_0 \cdot Y_1 \cdot \left[G \cdot (Y_1 - w_s \cdot C \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1)) + G \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1) \cdot (w_s \cdot C + Y_1 \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1)) \right] = 0 \end{aligned} \tag{3.40}$$

Parte imaginaria:

$$\begin{aligned} & w_s \cdot C_s \cdot sen(\theta_0) \cdot \left[(Y_1 - w_s \cdot C \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1))^2 + (G \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1))^2 \right] + \\ & + K_0 \cdot Y_1 \cdot \left[(w_s \cdot C + Y_1 \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1)) \cdot (Y_1 - w_s \cdot C \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1)) - G^2 \cdot tg(\beta_1 \cdot l_1) \right] = 0 \end{aligned} \tag{3.41}$$

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

$$C = C_s \tag{3.42}$$

$$tg(\beta_1 \cdot l_1) = 1 \tag{3.43}$$

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

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

$$0^o < \beta_1 \cdot l_1 < 90^o \qquad \beta_1 \cdot l_1 = tg^{-1}(tg(\beta_1 \cdot l_1)) \qquad (3.44)$$

$$0^o < \beta_2 \cdot l_2 < 90^o \qquad \beta_2 \cdot l_2 = tg^{-1}(tg(\beta_2 \cdot l_2)) \qquad (3.45)$$

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 45º, 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 45º a la frecuencia fundamental de operación.

3.1.2.1- 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 45º, 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 $\lambda/4$ (90º) 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 3.10 siguiente, se muestra una nueva topología con líneas de transmisión.

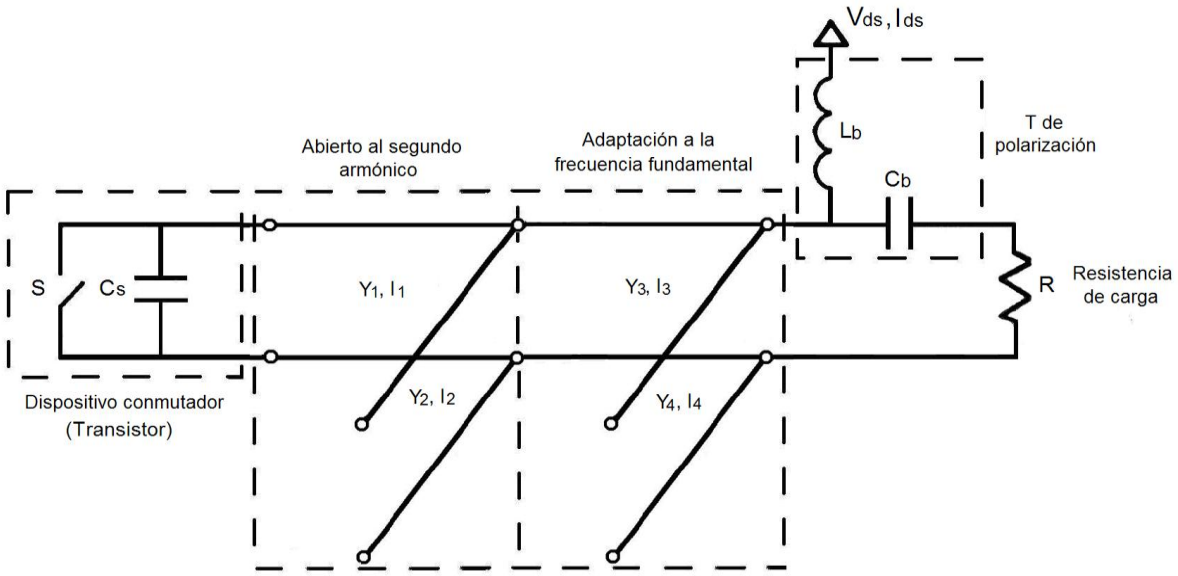


Figura 3.10: Circuito clase E con líneas de transmisión, presentando una impedancia de circuito abierto al segundo armónico en la puerta de salida

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 45º de longitud a la frecuencia fundamental, y por lo tanto de 90º 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 90º 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 50 Ω) es convertida en la impedancia adecuada en la puerta de salida del transistor.

Esta impedancia fue determinada anteriormente:

$$Z_{net1} = \frac{K_0}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j\theta_0} \qquad (3.46)$$

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 3.11:

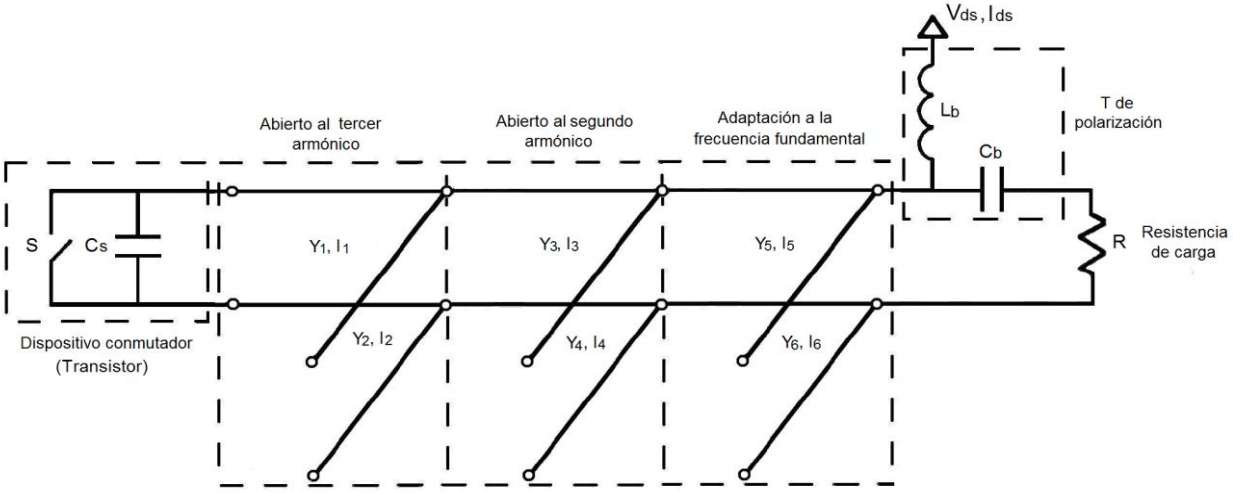


Figura 3.11: Circuito clase E con líneas de transmisión, presentando una impedancia de circuito abierto al segundo y tercer armónico en la puerta de salida

En este circuito modificado, las líneas l_1 y l_2 son ambas de 30º de longitud a la frecuencia fundamental, lo que las hace de 90º 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 45º a la frecuencia fundamental, y crea un cortocircuito en su unión con l_3.

La línea l_3 es, sin embargo, más corta de 45º 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 45º 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 la impedancias de las líneas son de 50Ω, la longitud de la línea l_3 es de aproximadamente 8º (las líneas l_1 y l_2 son de 30º y l_4 es de 45º).

3.1.2.2- 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:

$$v_s(t) = \begin{cases} \dfrac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot \left(w_s \cdot t + a \cdot \left(\cos(w_s \cdot t + \varphi) - \cos(\varphi)\right)\right) & 0 \le w_s \cdot t \le \pi \\ 0 & \pi \le w_s \cdot t \le 2 \cdot \pi \end{cases} \tag{3.47}$$

Y la serie de Fourier viene definida como:

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot w_s \cdot t} \tag{3.48}$$

donde:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot w_s \cdot t} \cdot dt \tag{3.49}$$

sustituyendo:

$$K_n = \frac{I_{ds}}{2 \cdot \pi \cdot w_s \cdot C_s} \cdot \int_0^{\pi} \left(w s \cdot t + a \cdot \left(\cos(w_s \cdot t + \varphi) - \cos(\varphi)\right)\right) \cdot e^{-j \cdot n \cdot w_s \cdot t} \cdot d(w_s \cdot t) \tag{3.50}$$

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

$$v_{sn}(t) = a_n \cdot I_{ds} \cdot \mathrm{sen}(w_s \cdot t + \varphi_n) \tag{3.51}$$

donde:

$$a_n = \frac{2 \cdot |K_n|}{I_{ds}} \tag{3.52}$$

$$\varphi_n = \frac{\pi}{2} + \angle K_n \tag{3.53}$$

quedando:

$$K_n = \begin{cases} \dfrac{I_{ds}}{\pi \cdot w_s \cdot C_s} \cdot \left(-\dfrac{1}{n^2}\right) & \text{si } n \text{ impar}, n \neq 1 \\ \dfrac{I_{ds}}{\pi \cdot w_s \cdot C_s} \cdot \left(\dfrac{2 \cdot n + j \cdot \pi}{2 \cdot n \cdot (1 - n^2)}\right) & \text{si } n \text{ par}, n \neq 0 \end{cases} \tag{3.54}$$

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

$$K_1 = \frac{I_{ds}}{\pi \cdot w_s \cdot C_s} \cdot \left(\frac{\pi^2}{8} - 1 - \frac{j \cdot \pi}{4}\right) \tag{3.55}$$

$$K_0 = V_{ds} = \frac{I_{ds}}{\pi \cdot w_s \cdot C_s} \tag{3.56}$$

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 3.12 se muestran los dos primeros armónicos de la señal de tensión del conmutador representados junto con la forma de onda ideal.

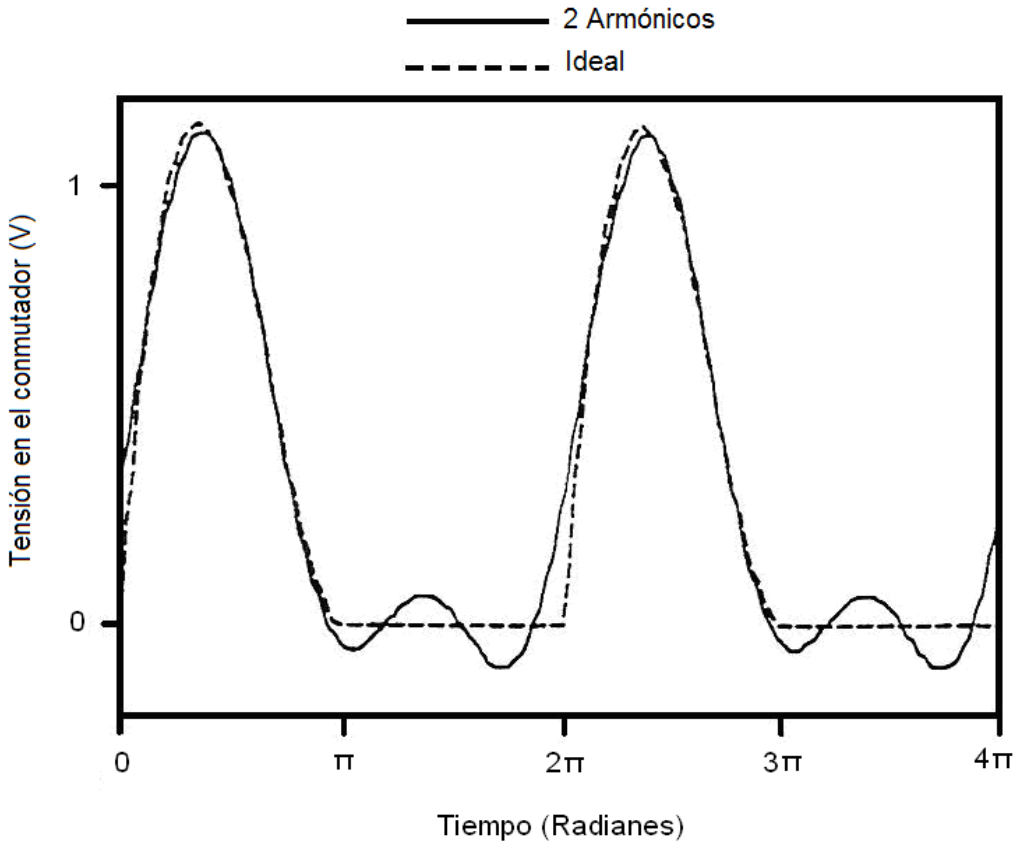


Figura 3.12: Dos armónicos de la tensión ideal en el conmutador, representados frente a la forma de onda ideal de tensión en el conmutador de un circuito clase E

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.

3.1.2.3- 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 3.13:

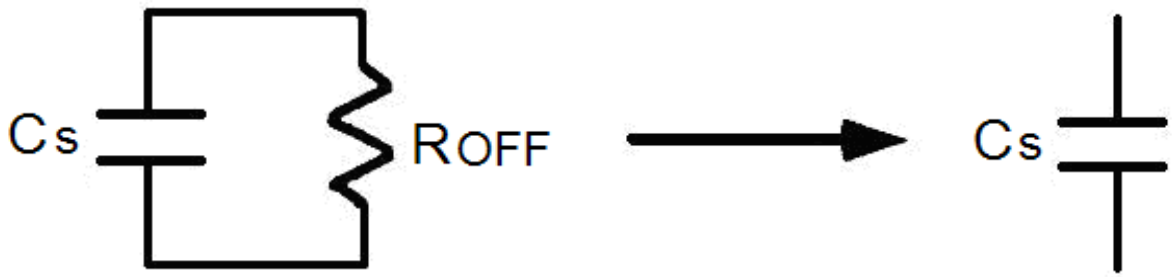


Figura 3.13: Puerta de salida del transistor durante el estado OFF

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 3.14:

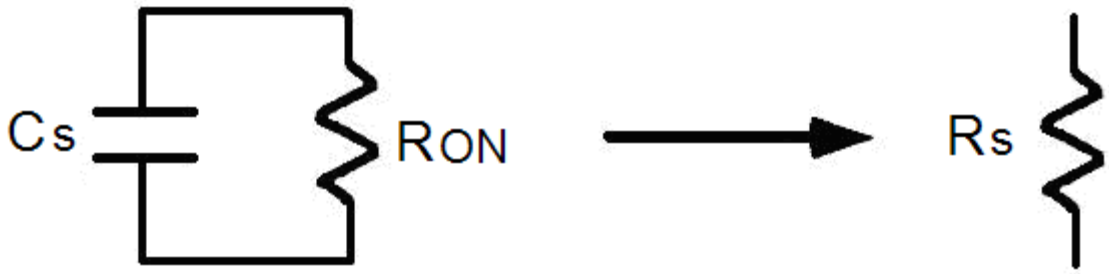


Figura 3.14: Puerta de salida del transistor durante el estado ON

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

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:

$$v_s(t) = R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot sen(w_s \cdot t + \varphi_r)] \qquad \frac{T_s}{2} \le t \le T_s \tag{3.57}$$

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

$$v_s(0) = v_s(T_s) = R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot sen(\varphi_r)] \tag{3.58}$$

$$v_s\left(\frac{T_s}{2}\right) = R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 + a_r \cdot sen(\varphi_r)] \tag{3.59}$$

$$\frac{dv_s\left(\frac{T_s}{2}\right)}{dt} = 0 \tag{3.60}$$

durante el estado OFF del interruptor:

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot [1 - a_r \cdot sen(w_s \cdot t + \varphi_r)] \tag{3.61}$$

integrando:

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot \int_0^t [1 - a_r \cdot sen(w_s \cdot t' + \varphi_r)] \cdot dt' + R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot sen(\varphi_r)] \tag{3.62}$$

donde:

$$v_s(0) = R_s \cdot I_{ds} \cdot [1 - a_r \cdot sen(\varphi_r)] \tag{3.63}$$

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

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot \left(w_s \cdot t + a_r \cdot \left[\cos(w_s \cdot t + \varphi_r) - \cos(\varphi_r)\right]\right) + R_s \cdot I_{ds} \cdot \left[1 - a_r \cdot \mathrm{sen}(\varphi_r)\right] \quad (3.64)$$

aplicando las dos condiciones de frontera restantes:

$$a_r \cdot \mathrm{sen}(\varphi_r) = -1 \quad (3.65)$$

$$a_r \cdot \cos(\varphi_r) = \frac{\pi}{2} + w_s \cdot C_s \cdot R_s \quad (3.66)$$

se obtienen las expresiones modificadas para a_r y Φ_r:

$$a_r = \sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{2} + w_s \cdot C_s \cdot R_s\right)^2} \quad (3.67)$$

$$\varphi_r = \mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{1}{\frac{\pi}{2} + w_s \cdot C_s \cdot R_s}\right) \quad (3.68)$$

cuando

$$w_s \cdot C_s \cdot R_s << \frac{\pi}{2} \quad (3.69)$$

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:

$$v_s(0) = 2 \cdot R_s \cdot I_{ds} \quad (3.70)$$

$$v_s\left(\frac{T_s}{2}\right) = 0 \quad (3.71)$$

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:

$$v_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot \left(w_s \cdot t + a_r \cdot \left[\cos(w_s \cdot t + \varphi_r) - \cos(\varphi_r)\right]\right) + 2 \cdot R_s \cdot I_{ds} & 0 \le t \le \frac{T_s}{2} \\ R_s \cdot I_{ds} \cdot \left[1 - a_r \cdot \mathrm{sen}(w_s \cdot t + \varphi_r)\right] & \frac{T_s}{2} \le t \le T_s \end{cases} \quad (3.72)$$

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

$$V_{ds} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} v_s(t) \cdot dt \tag{3.73}$$

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

$$\frac{V_{ds}}{I_{ds}} = \frac{1}{\pi \cdot w_s \cdot C_s} + 2 \cdot R_s + \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot R_s^2 \tag{3.74}$$

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:

$$\eta = \frac{P_{outr}}{P_{inr}} = \frac{P_{outr}}{P_{out0}} \cdot \frac{P_{in0}}{P_{inr}} \tag{3.75}$$

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.

$$\frac{P_{outr}}{P_{out0}} = \frac{a_r^2}{a_0^2} \tag{3.76}$$

$$\frac{P_{in0}}{P_{inr}} = \frac{V_{g0} \cdot I_{g0}}{V_{g1} \cdot I_{g1}} \tag{3.77}$$

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):

$$\eta_d = \frac{1 + \left(\frac{\pi}{2} + w_s \cdot C_s \cdot R_s\right)^2}{\left(1 + \frac{\pi^2}{4}\right) \cdot \left(1 + \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot R_s\right)^2} \tag{3.78}$$

Esta expresión para la eficiencia de drenador se representa en la gráfica de la Figura 3.15 en función de $w_s \cdot C_s \cdot R_s$.

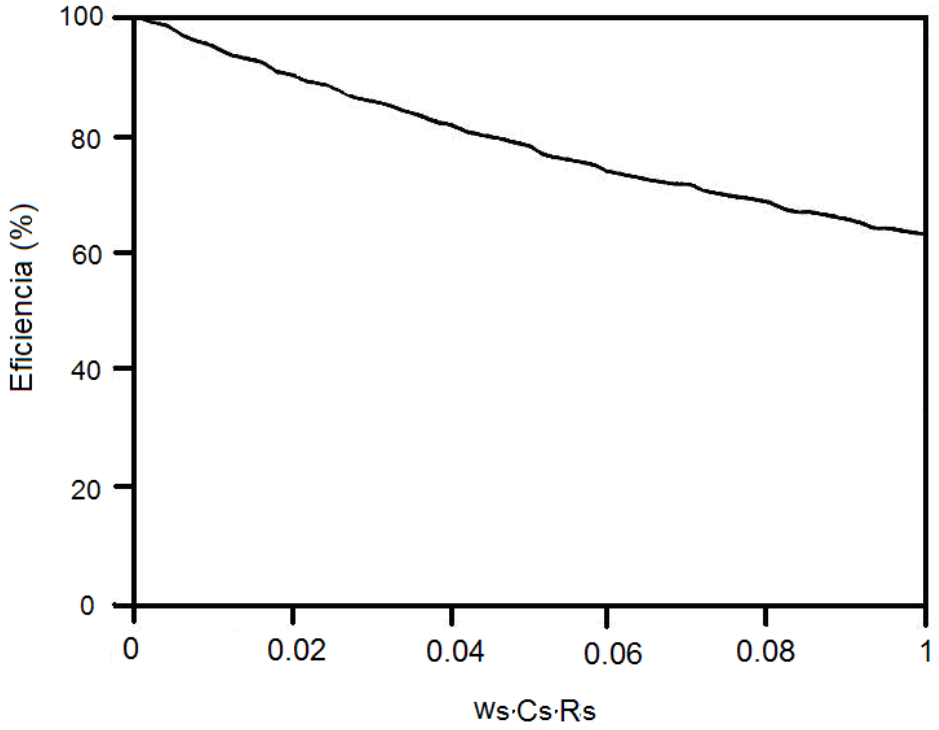


Figura 3.15: Eficiencia de drenador en función del producto $w_s \cdot C_s \cdot R_s$ para el circuito clase E

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.

3.1.3- 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(valor alto para la banda prohibida), 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 CGH35030F de CREE. Este fabricante es el principal proveedor de dispositivos y obleas de carburo de silicio (SiC) y de Nitruro de Galio (GaN) para comunicaciones inalámbricas. Las aplicaciones típicas de estos materiales incluyen:

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

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

3.2- 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.

4. 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.

4.1- Caracterización del transistor para su modelo conmutado

Para extraer la Roff y el Cout, ponemos el transistor en estado OFF(abierto), es decir, Vds= 28 V y Vgs tiene que ser lo mas alta posible antes de que se observe un incremento de la conductancia de salida(parámetros S22 se moverá hacia el centro de la carta de Smith)

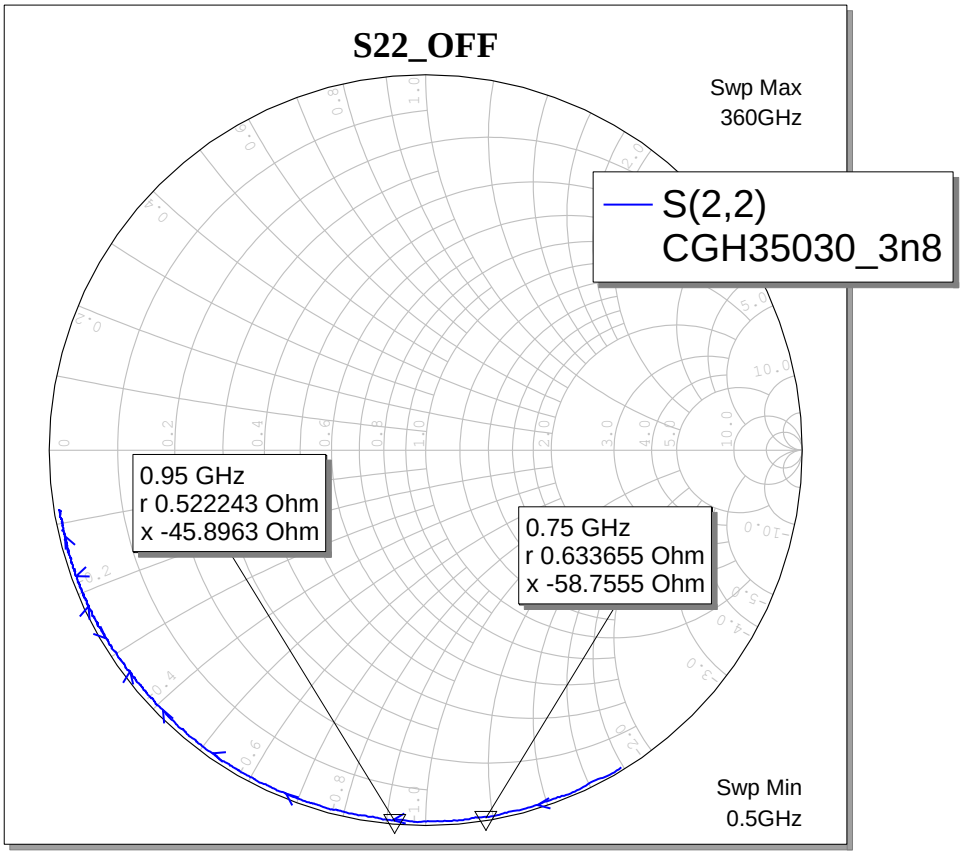


Figura 4.1 Evolución del parámetro S_{22} para el CGH35030F con V_{DS}=28 V y V_{GS}= -3.8 V

En la figura anterior se muestran los valores para una frecuencia de 750 MHz y para una frecuencia de 950 MHz.

A partir del parámetro S22 obtenemos la admitancia y tomando la parte real y la parte imaginaria respectivamente calcularemos los valores de Cout y de la Roff.

$$S22 \rightarrow Yout$$

$$Bout = \mathrm{Im}ag(Yout) \rightarrow Cout = \frac{Bout}{2\pi f} = 3{,}63\,pF$$

$$Gout = \mathrm{Re}al(Yout) \rightarrow Roff = \frac{1}{Gout} = 4{,}7K\Omega$$

En el caso de extraer la Ron podemos hacer 2 estimaciones:

- Una estimación inicial se consigue de la medida del S22 para Vgs y Vds iguales a cero.

  A partir del parámetro S22 obtenemos la impedancia de salida, mediante la cual podremos calcular la Ron, tomando la parte real de esta impedancia.

  $$S22 \rightarrow Zout$$
  $$Ron = \mathrm{Re}al(Zout) = 0.5\Omega$$

- Una extracion mas correcta se consigue de la pendiente(m=1/Ron) de las curvas I/V a tensiones Vds cercanas a cero(zona lineal u óhmica) y valores altos de Vgs

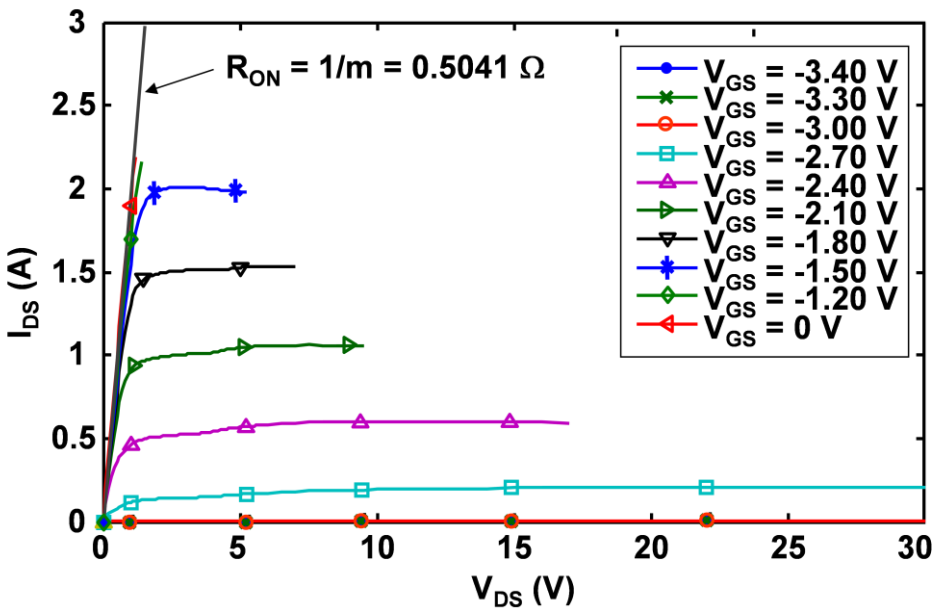


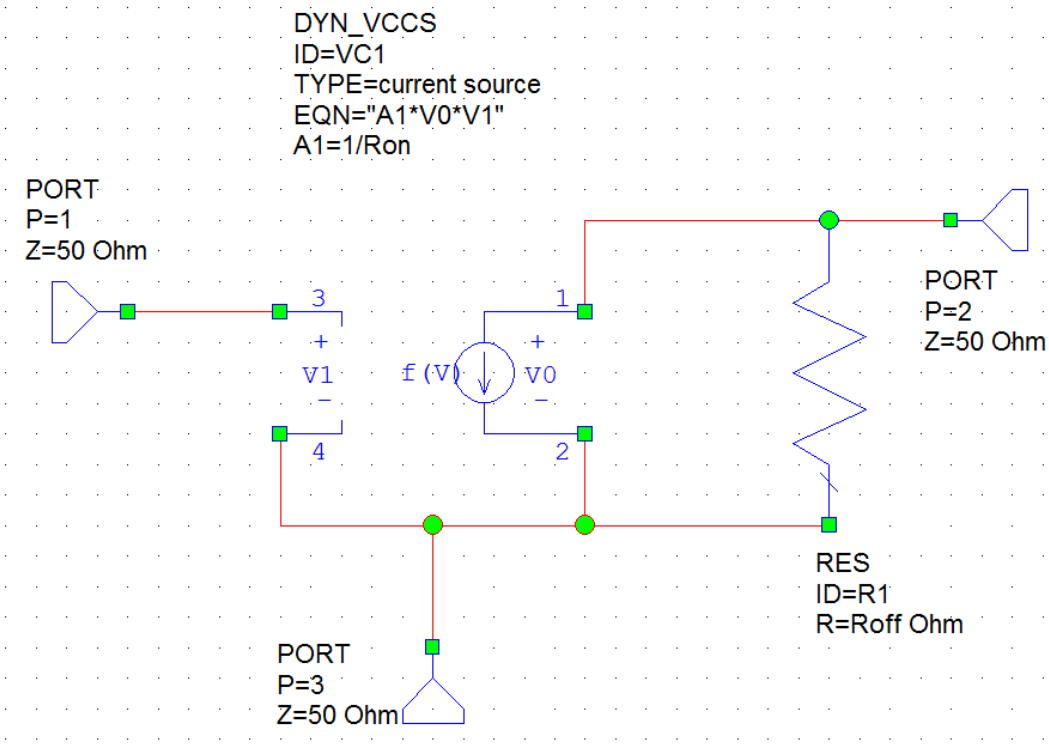
Figura 4.2 Características I/V del CGH35030F incluyendo estimación de R_{ON}

De la gráfica podemos apreciar que midiendo la pendiente de la curva obtenemos un valor de Ron de 0.5 ohmios.

4.2- Implementación del modelo en AWR

Para la representación del transistor operando como conmutador usaremos un circuito en el cual aparecen 2 fuentes dependientes controladas por las tensiones V1 y V0.

Según el valor de V1 (0 V o 1 V), este circuito funcionara como un conmutador.



Si V1(t)= Vgs(t) tendrá que ser una señal pulsada entre 0 y 1 voltio.

Si V1= Vgs= 0V entonces Ids= 0 independiente de Vds→Abierto

Si V1= Vgs= 1V entonces Ids= (1/Ron)*Vds→Corto(conducción)

4.3- Estimacion inicial de Rdc y eficiencia

Para realizar la estimación de Rdc y la eficiencia vamos a hacer referencia a las formulas empleadas en el capitulo 2:

$$R_{DC} = \frac{V_{ds}}{I_{ds}} \qquad (4.1)$$

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:

$$\eta = \frac{P_{outr}}{P_{inr}} \rightarrow \eta_d = \frac{1+\left(\frac{\pi}{2}+w_s \cdot C_s \cdot R_{ON}\right)^2}{\left(1+\frac{\pi^2}{4}\right)\cdot\left(1+\pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot R_{ON}\right)^2} \qquad (4.2)$$

para una frecuencia de 750 MHz:

$$R_{DC} = \frac{V_{ds}}{I_{ds}} = 18.705\Omega \;\; ; \;\; \eta_d = \frac{1+\left(\frac{\pi}{2}+w_s \cdot C_s \cdot R_{ON}\right)^2}{\left(1+\frac{\pi^2}{4}\right)\cdot\left(1+\pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot R_{ON}\right)^2} = 95.594 \qquad (4.3)$$

para una frecuencia de 950 MHz:

$$R_{DC} = \frac{V_{ds}}{I_{ds}} = 14.611\Omega \;\; ; \;\; \eta_d = \frac{1+\left(\frac{\pi}{2}+w_s \cdot C_s \cdot R_{ON}\right)^2}{\left(1+\frac{\pi^2}{4}\right)\cdot\left(1+\pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot R_{ON}\right)^2} = 94.418 \qquad (4.4)$$

La expresión para R_{DC} es valida si R_{ON}= 0 y R_{off}=∞, mientras que para la eficiencia se supone R_{off} =∞ por lo que la estimación de estos parámetros no coincidirá necesariamente con lo real.

Usando el programa AWR esas expresiones de la Rdc y de la eficiencia, quedarían de la siguiente forma:

DC Resistance

```
Rdc_30W=1/(_PI*2*_PI*FREQUENCY*Cout_30W)
```

Efficiency

```
wRC = 2*_PI*FREQUENCY*Ron*Cout_30W

Eff_30W = 100*(1+(_PI/2+wRC)^2)/((1+_PI^2/4)*(1+_PI*wRC)^2 )
```

4.4- Impedancia nominal u optima al fundamental

Para calcular la impedancia óptima haremos referencia a las fórmulas que aparecen en el capítulo 3, en este caso la ecuación 3.23:

$$Z_{net1} = \frac{a_0}{a} \cdot e^{j\cdot(\varphi_0 - \varphi)} \cong \frac{0.28015}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j\cdot 49.0524^{o}} \qquad (4.5)$$

para una frecuencia de 750MHz

$$Zopt = \frac{0.1836}{\omega Cout} + j\frac{0.2116}{\omega Cout} \rightarrow Zopt = 10.789 + j12.434$$
$$\Gamma out = \frac{Zopt - 50}{Zopt + 50} = 0.66297 \rightarrow fase = 150.85$$

para una frecuencia de 950MHz

$$Zopt = \frac{0.1836}{\omega Cout} + j\frac{0.2116}{\omega Cout} \rightarrow Zopt = 8.4277 + j9.7129$$
$$\Gamma out = \frac{Zopt - 50}{Zopt + 50} = 0.72079 \rightarrow fase = 157.41$$

La Zopt seria valida si Ron= 0 y Roff=∞, con lo que se espera que el valor de la impedancia optima difiera un poco del calculado.

4.5- Simulación del amplificador clase E en condiciones ideales de terminación

En este apartado implementamos un circuito en el que en vez de usar una red (como veremos en un apartado posterior) , usamos el TUNER al que le introduciremos los datos correspondientes de frecuencia, magnitud y fase del primer, segundo y tercer armonico y una impedancia de 50 ohmios, quedando el circuito así:

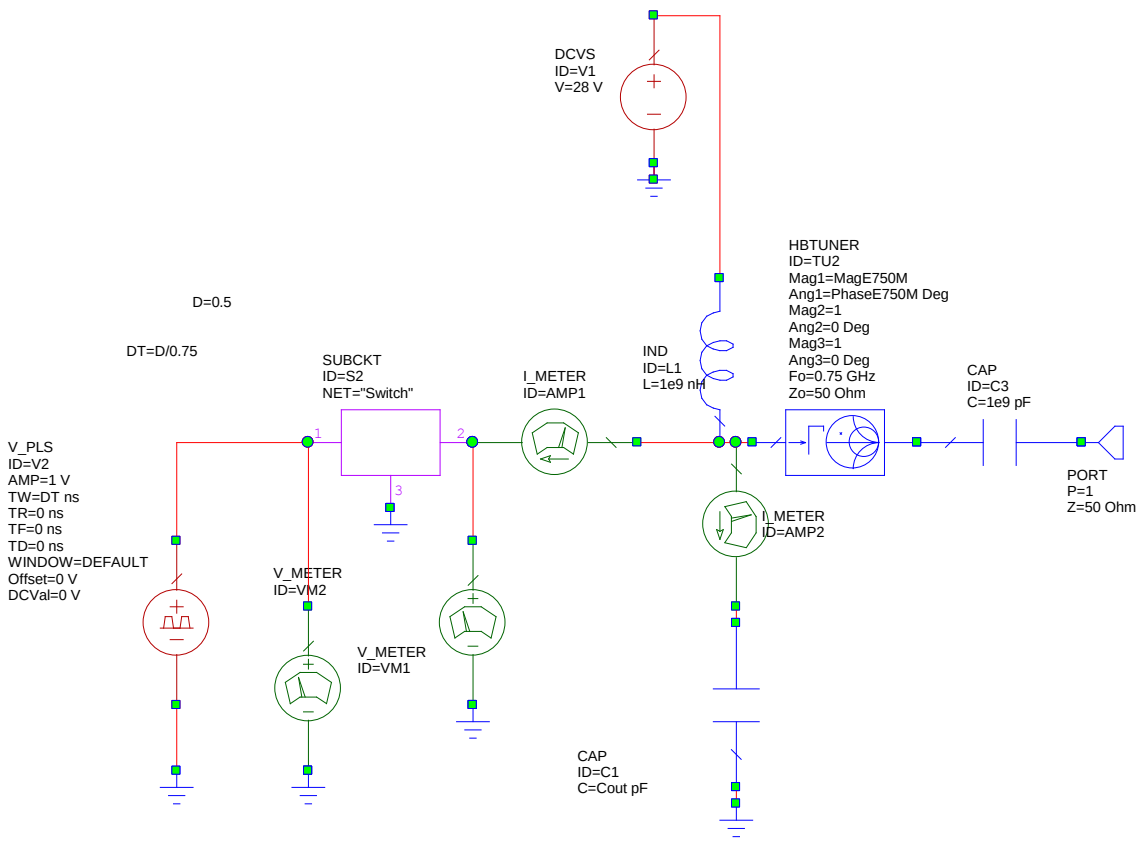


Figura 4.3: Esquematico para la simulación del amplificador a 750 MHz

Primer armónico (f), segundo armónico (2f) y tercer armónico (3f):

$$Mag(f) = 0.66297$$
$$Phase(f) = 150.85$$
$$Mag(2f) = 1 = Mag(3f)$$
$$Phase(2f) = 0 = Mag(3f)$$

En el caso de 950Mhz el circuito es el mismo que el anterior pero modificando los valores de frecuencia donde corresponde:

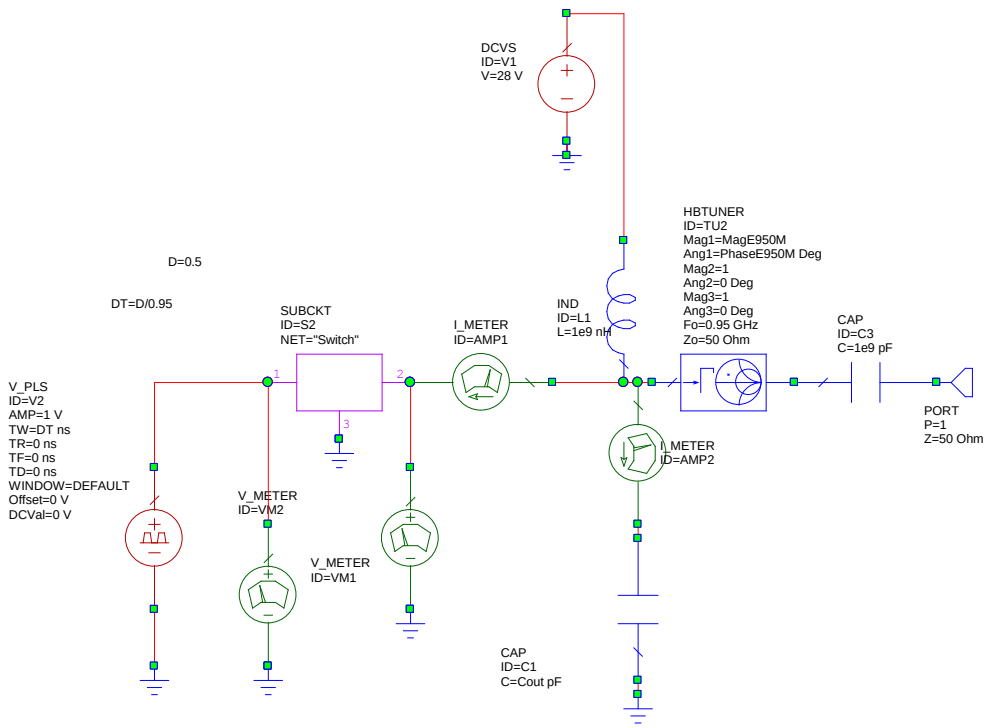


Figura 4.4: Esquemático para la simulación del amplificador a 950 MHz

Primer armónico (f), segundo armónico (2f) y tercer armónico (3f):

$$Mag(f) = 0.72079$$
$$Phase(f) = 157.41$$
$$Mag(2f) = 1 = Mag(3f)$$
$$Phase(2f) = 0 = Mag(3f)$$

4.6- Simulación Load Pull

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.

A la frecuencia de 750MHz el resultado de la simulación es el siguiente:

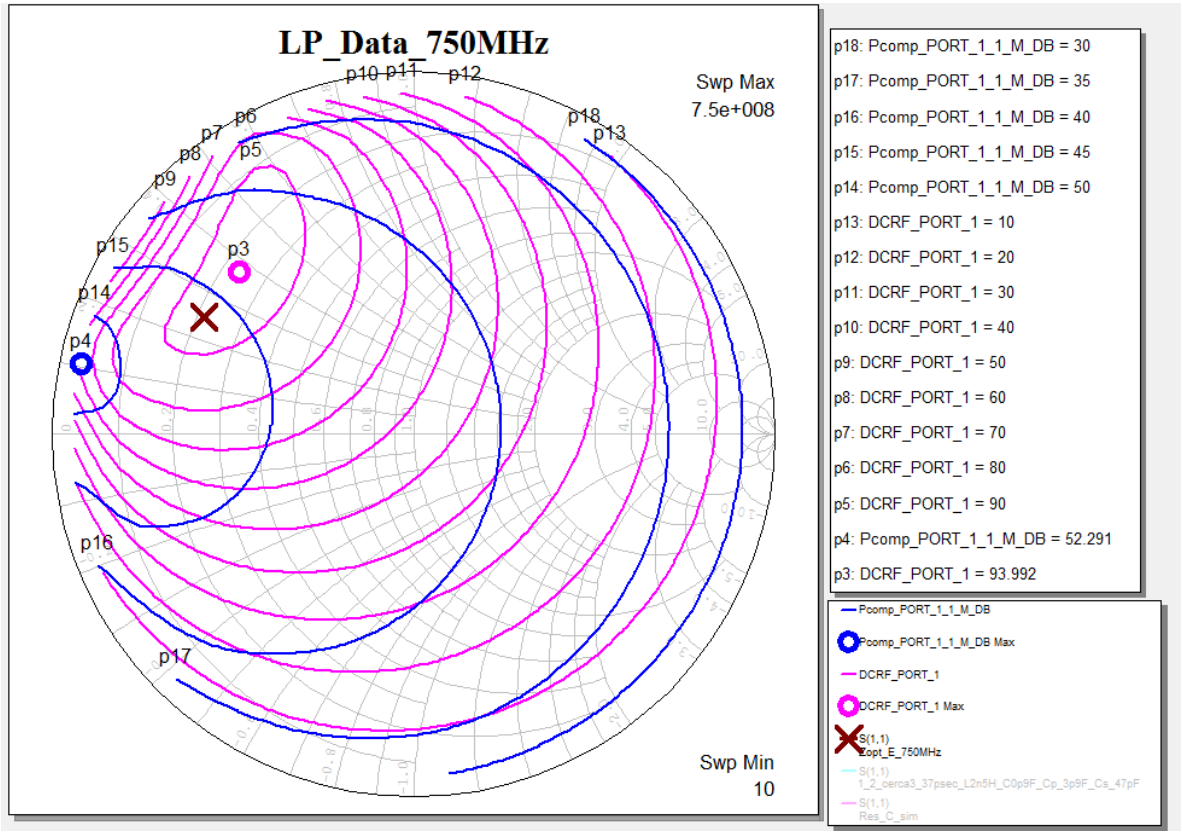


Figura 4.5: Simulación load-pull a una frecuencia de 750 MHz

A la frecuencia de 950Mhz el resultado de la simulación es el siguiente:

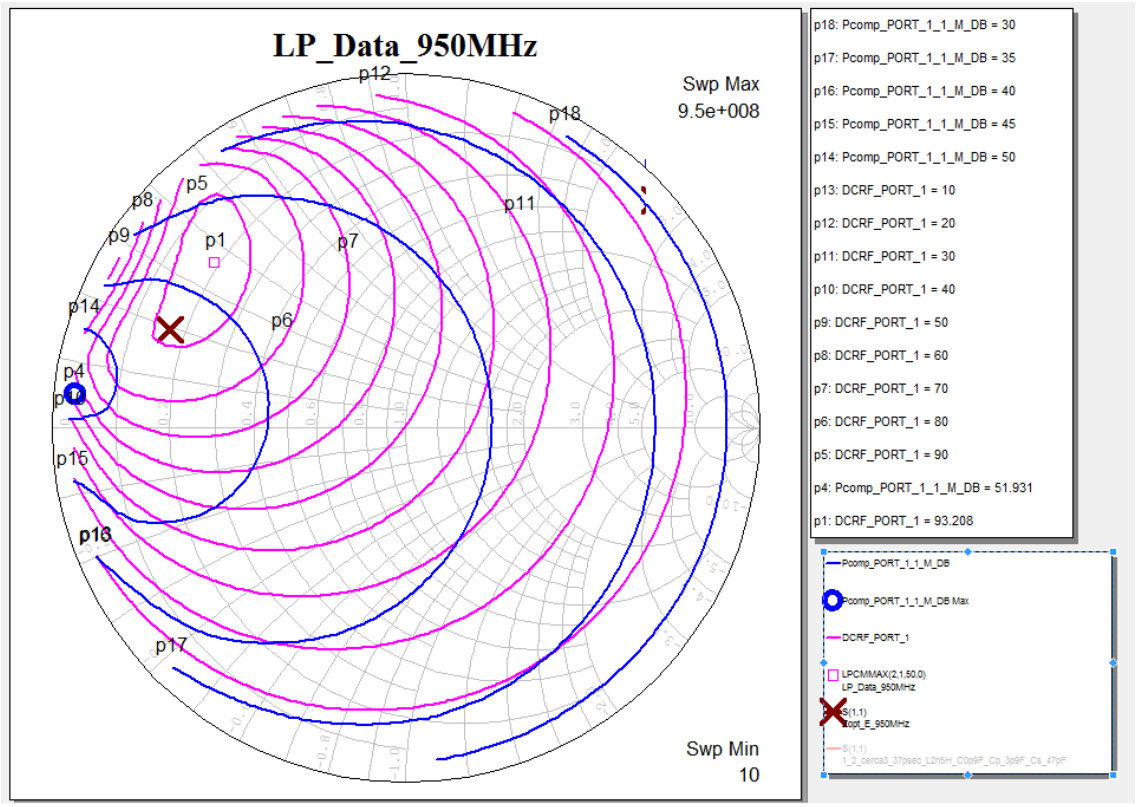


Figura 4.6: Simulación load-pull a una frecuencia de 950 MHz

Tal y como se puede apreciar de los resultados de simulación loas-pull, la impedancia para la que se consigue máxima eficiencia no coincide exactamente con el valor estimado teóricamente, pero queda bastante cerca de la misma.

4.7- Ajuste de la red de terminación en drenador

Para el diseño de la red de terminación en drenador se ajusta un circuito resonante paralelo entre el segundo y el tercer armónico, para conseguir una impedancia cercana al abierto con una bobina de bajo valor, de modo a que el factor de calidad del circuito al fundamental sea menor y con ello el comportamiento del amplificador varia menos con la frecuencia.

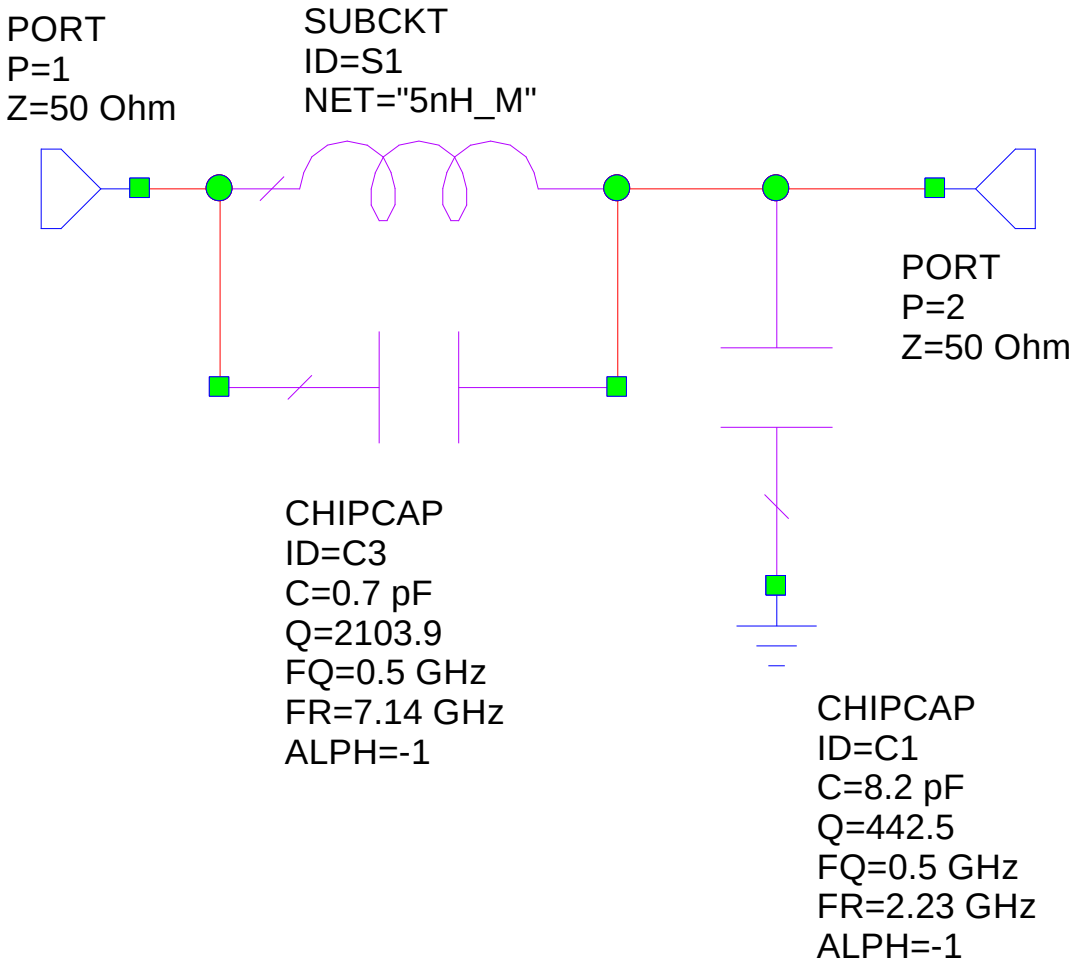


Figura 4.7: Red de terminación en drenador

Con este circuito la simulación queda de la siguiente forma para una frecuencia de 750 MHz (ver fig. 4.8 y 4.9 siguientes):

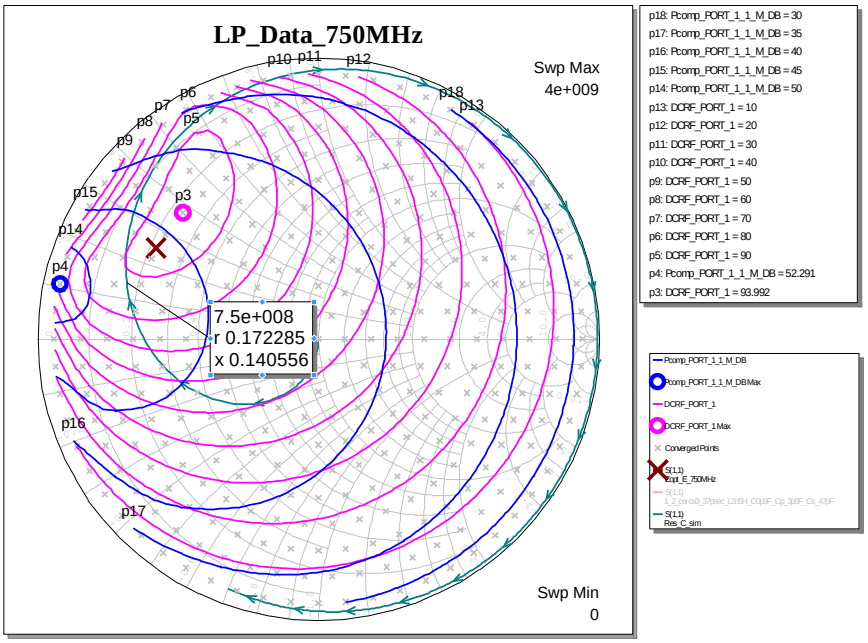


Figura 4.8: Simulacion load-pull incluyendo parámetros S a 750 MHz

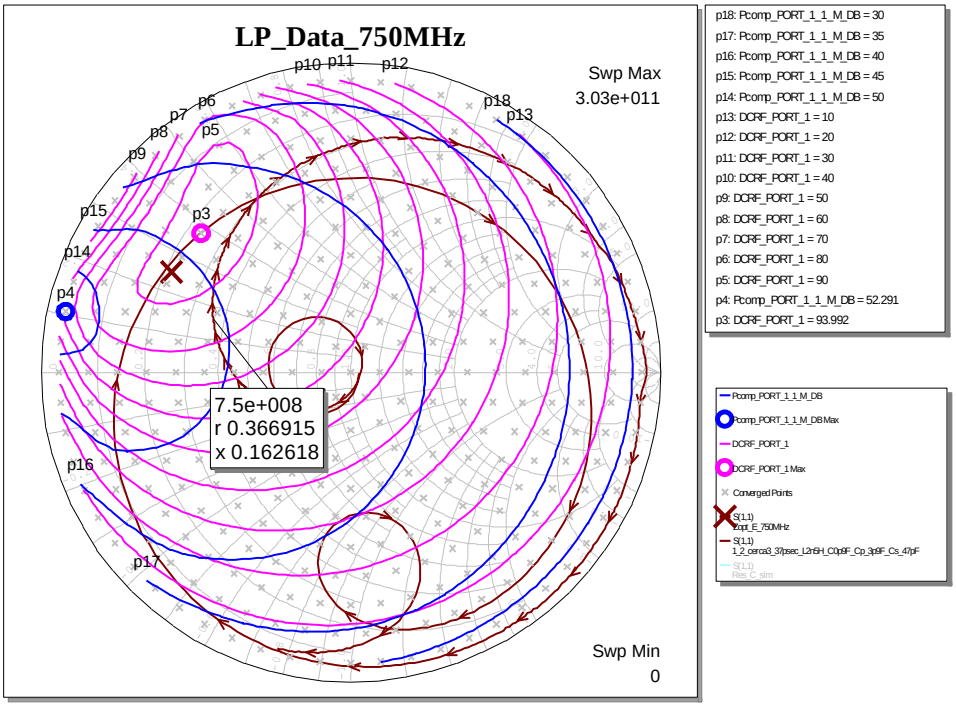


Figura 4.9: Simulación load-pull incluyendo red de terminación en drenador a 750 MHz

Como se puede apreciar en la imagen, obtenemos una impedancia que se acerca bastante a lo esperado.

Para una frecuencia de 950 Mhz obtenemos la siguiente gráfica (fig. 4.10 y 4.11):

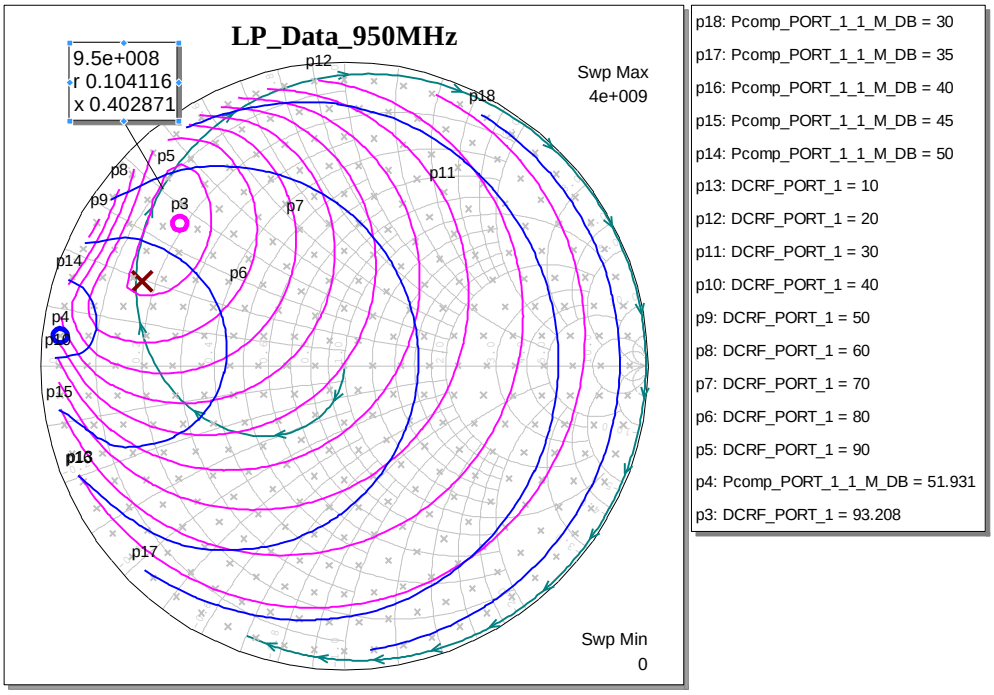


Figura 4.10: Simulacion load-pull incluyendo parámetros S a 950 MHz

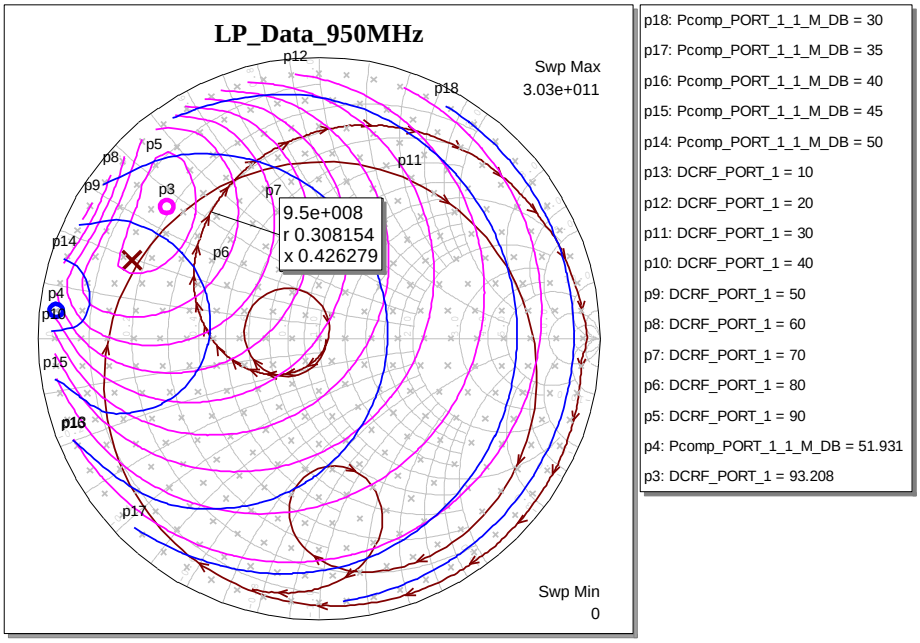


Figura 4.11: simulación load-pull incluyendo red de terminación en drenador a 950 MHz

4.8- Simulación del amplificador incorporando la red de salida ajustable

En este caso introducimos una red con una bobina en serie y un condensador conectado a tierra en lugar del TUNER que teníamos anteriormente, como se muestra a continuación:

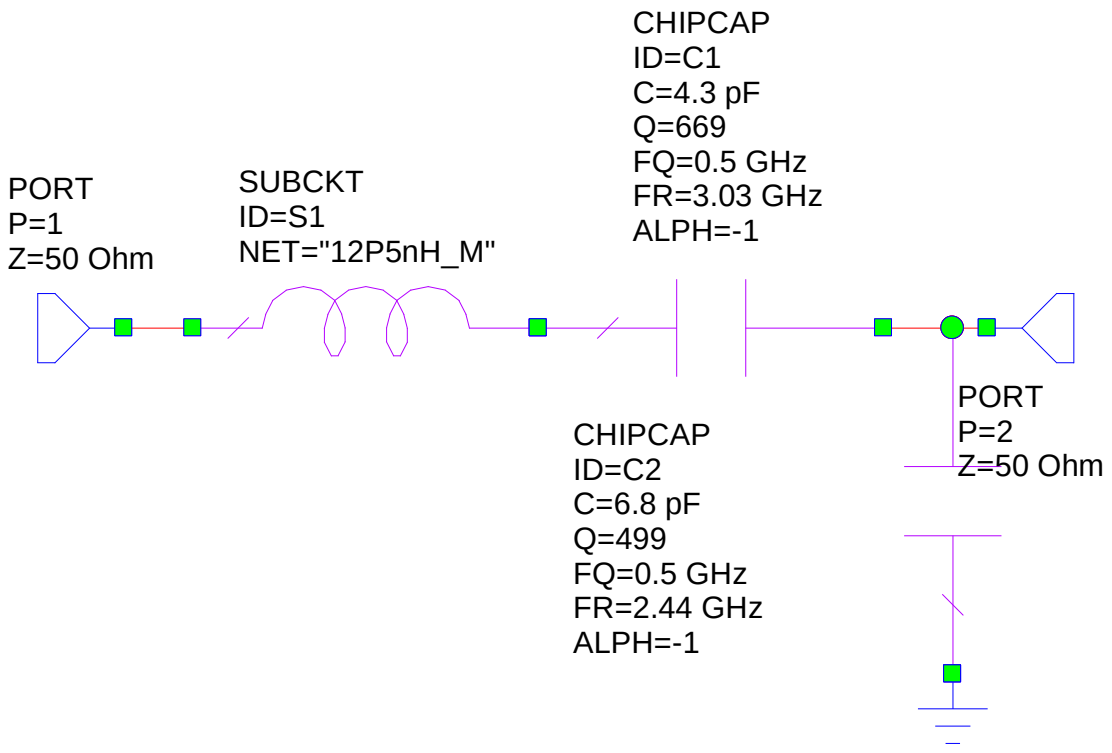


Figura 4.12: Red de adaptación de un clase E original

Este seria el esquema que se ha elegido en diseños previos de banda estrecha. Se considero interesante simular el amplificador con esta red para hacer evidente la mejora en ancho de banda a conseguir con la configuración propuesta.

Quedando el circuito representado según la figura siguiente:

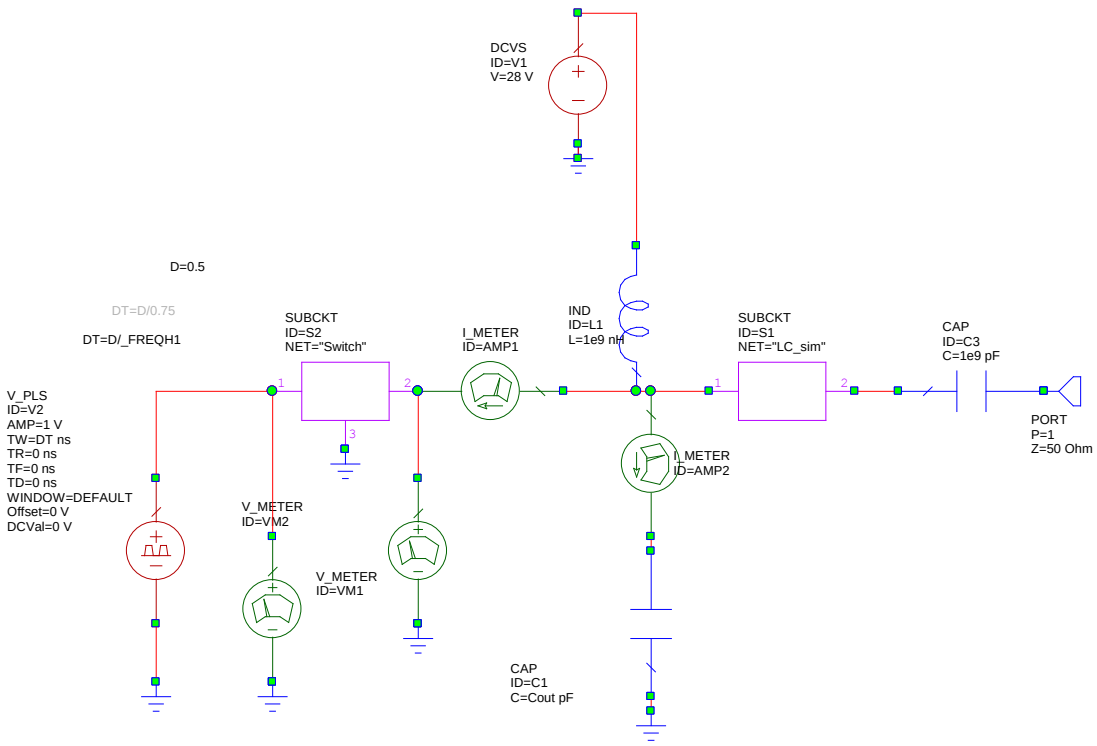


Figura 4.13: Esquemático para la simulación del amplificador incluyendo la red de los parámetros S

A continuación se muestra una gráfica de la P_{OUT} frente a la frecuencia:

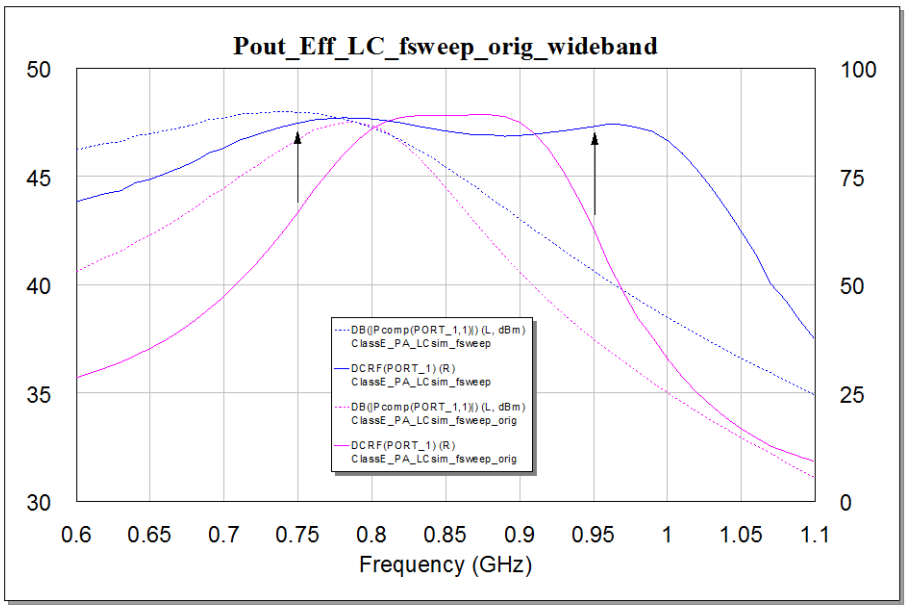


Figura 4.14: Grafica de la P_{out} y eficiencia frente a frecuencia

Se puede observar (mediante las fechas) que la eficiencia es mejor en todo el ancho de banda y que la potencia no sufre una caída tan “brusca”.

Se observa que con el modelo original la eficiencia esta en torno al 80% en el rango de frecuencias de 800MHz y 900Mhz, sin embargo con el otro modelo se observa que el valor de la eficiencia esta en torno a ese 80% pero en un rango de frecuencia mayor (750MHz y 950MHz).

5. MEDIDAS Y COMPROBACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL AMPLIFICADOR

5.1- 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.

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 de diseño.

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 en la via de polarización de puerta 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 menor valor.

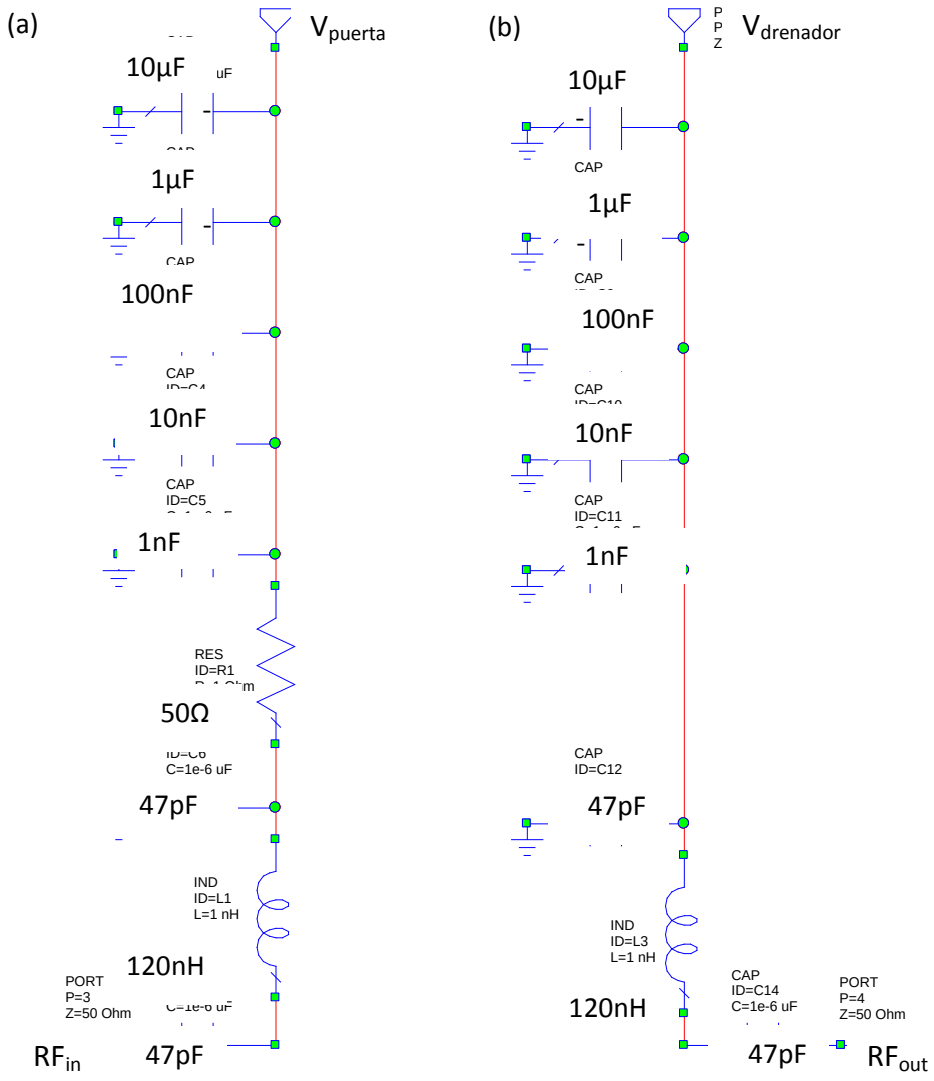


Figura 5.1 (a) Red de polarización de entrada. **(b)** Red de polarización de la salida.

Siguiendo los resultados conseguidos con la red de terminación en drenador del capitulo anterior, e incorporando las redes de polarización antes descritas, se procedió a la implementación del amplificador, tal y como se muestra en la figura 5.2. Se reajusto ligeramente la red de salida para conseguir un perfil de eficiencia optimo, ajustando la red de adaptación de entrada(bobina en serie y condensador a masa) para lograr una mejor adaptación en el extremo superior de la banda y con ello una característica de ganancia lo mas plana posible.

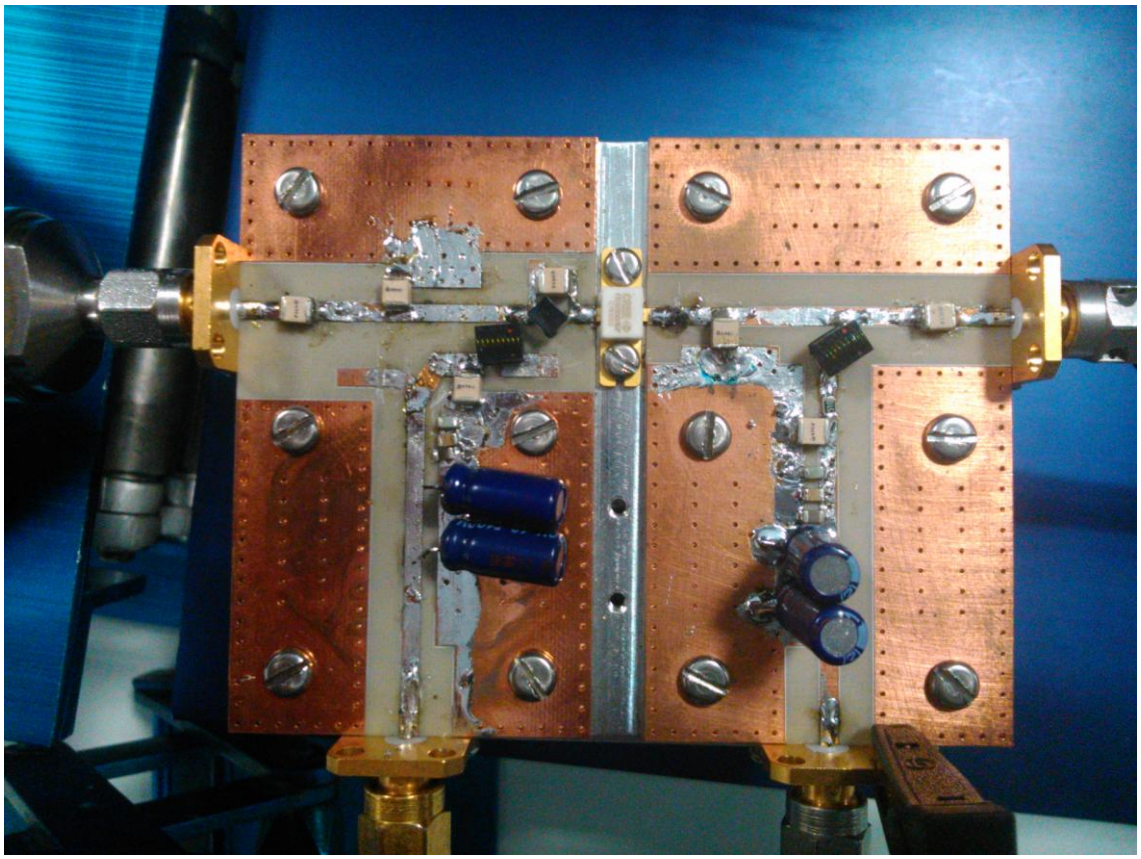


Figura 5.2 Diseño final del amplificador

5.2- 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 Vgs=-3.8 V, siempre y cuando no se indique lo contrario.

5.2.1- Medidas frente a frecuencia

Esta primera medida consistió en dejar fija la Vdd a distintos valores, en nuestro caso a 28 V, manteniendo una potencia de entrada constante de 26 dBm y variando la frecuencia de entrada de 750 MHz hasta 950 MHz.

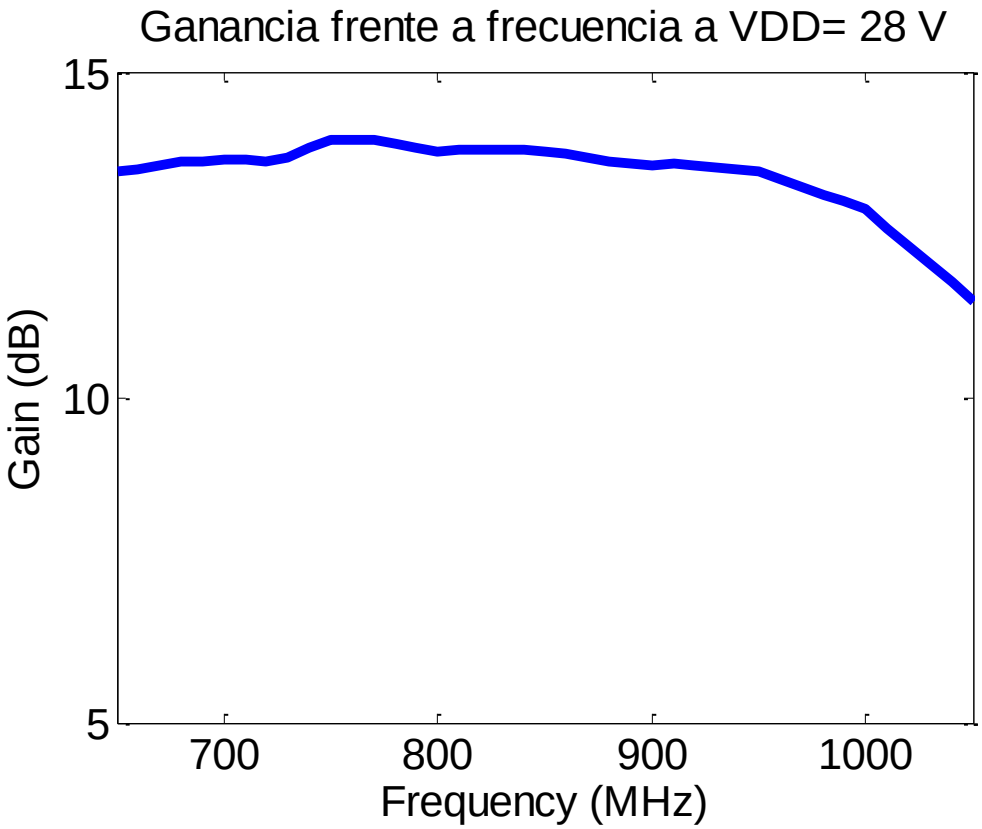


Figura 5.3: Valor de la ganancia frente a frecuencia para un valor de Vdd

En esta gráfica podemos comprobar como obtenemos una ganancia mas o menos plana a lo largo de todo el rango de frecuencia, decreciendo ligeramente a valores altos. Este perfil es mucho mejor que el que se conseguiria con un diseño de banda estrecha, en que la ganancia decrecería unos cuantos dB al subir la frecuencia.

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:

$$\eta_D = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \tag{V.1}$$

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:

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

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

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

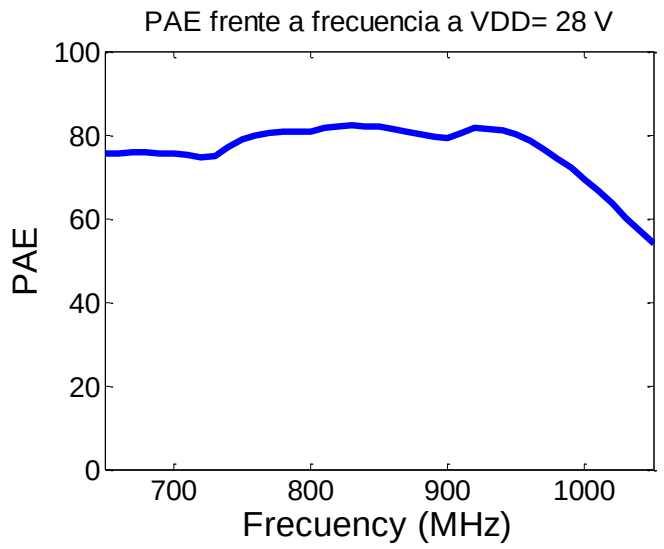


Figura 5.4: Valor de la PAE frente a frecuencia para un valor de Vdd

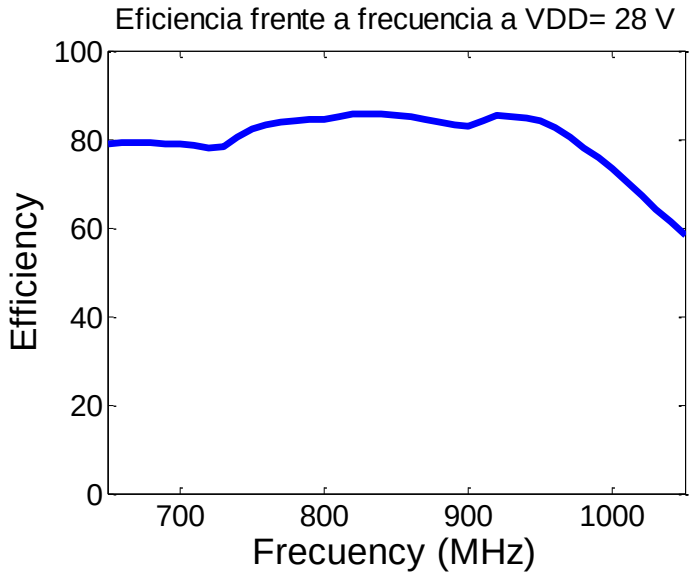


Figura 5.5 valor de la eficiencia frente a la frecuencia para un valor de Vdd

De las dos graficas anteriores podemos concluir que tanto la PAE como la Eficiencia no sufre mucha variación con la frecuencia y se mantiene en unos valores bastante buenos(entre el 75% y el 85%)

5.2.2- Medidas frente a V_{DD}

Considerando que el amplificador diseñado podría ser usado como etapa de salida de un transistor polar, se considero oportuno caracterizarle frente a la tensión de polarización en drenador, V_{DD}.

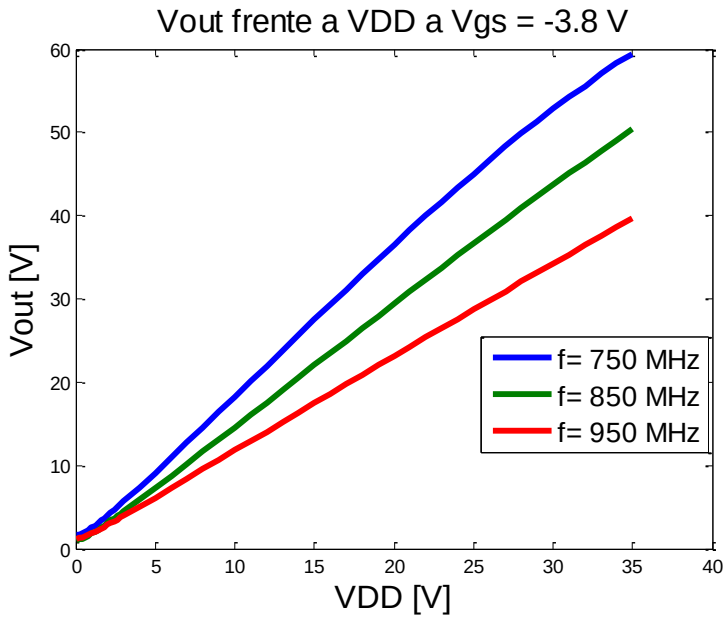


Figura 5.6: Vout frente a Vdd con Vgs = -3.8 V a distintas frecuencias

En esta grafica podemos observar la variación de la Vout con la Vdd en la cual se aprecia que la relación es líneal a valores por encima de 5 V y que a valores inferiores pasa de ser lineal a no lineal, no llegando a producirse un nulo en la amplitud de la tensión a la salida debido al efecto feedthrough, producido por la capacidad entrada-salida del transistor, C_{gd}

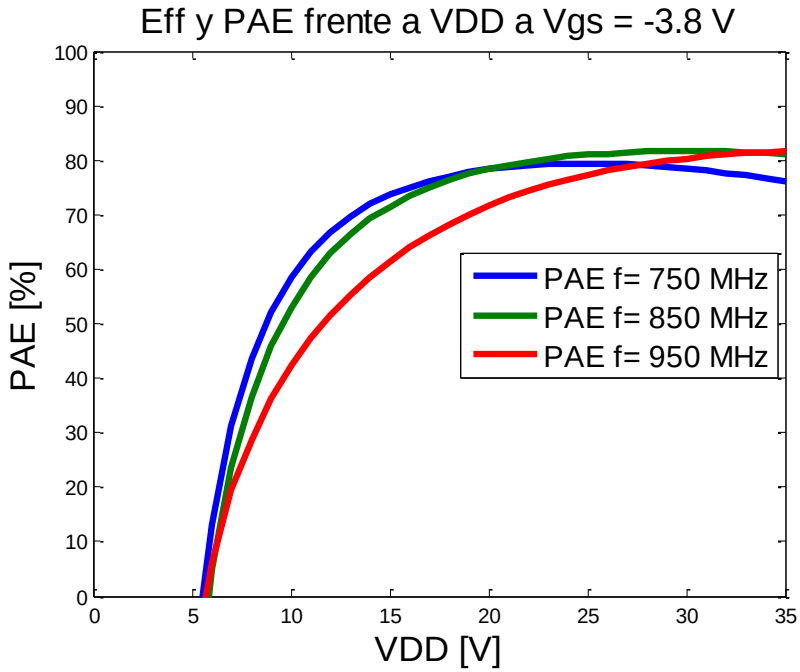


Figura 5.7: PAE frente a Vdd con Vgs= -3.8 V a distintas frecuencias

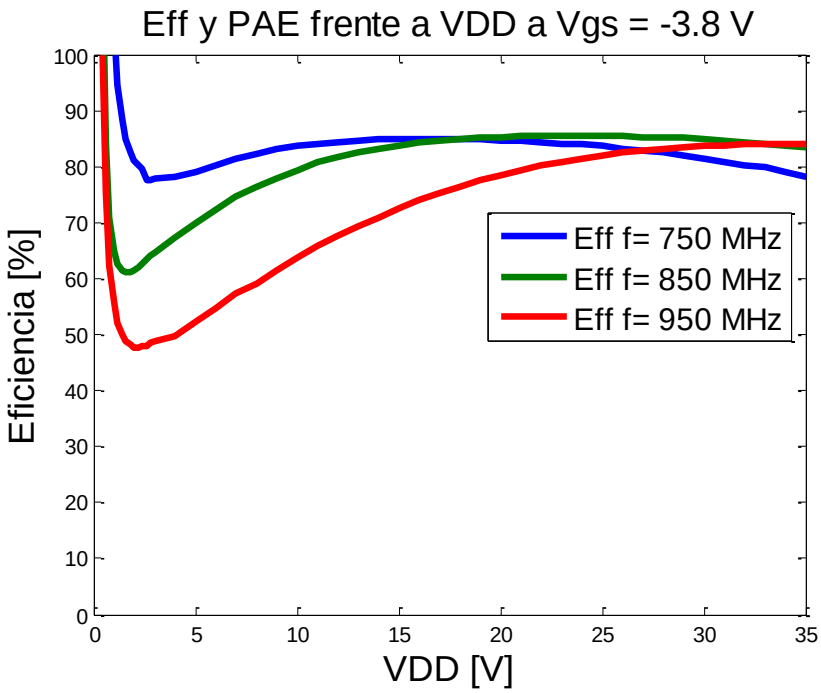


Figura 5.8: Eficiencia frente a Vdd con Vgs= -3.8 V a distintas frencuencias

En estas 2 graficas podemos apreciar como para valores superiores a 5 V, tanto la PAE como la eficiencia aumentan y a partir de un valor de Vdd esos valores se mantienen mas o menos constantes en nuestro rango de frecuencias.

5.2.3- Medidas frente a PIN

Aunque un amplificador clase E no se usaría para amplificar o manipular una señal de envolvente variable, si se elevara su tensión de polarización en puerta por encima de pinch-off, se conseguiría un modo de operación clase J continuo de interés para la amplificación lineal de tales señales. Es por ello que se decidió caracterizar el amplificador diseñado frente a P_{IN} a la tensión de puerta seleccionado y/o valores superiores.

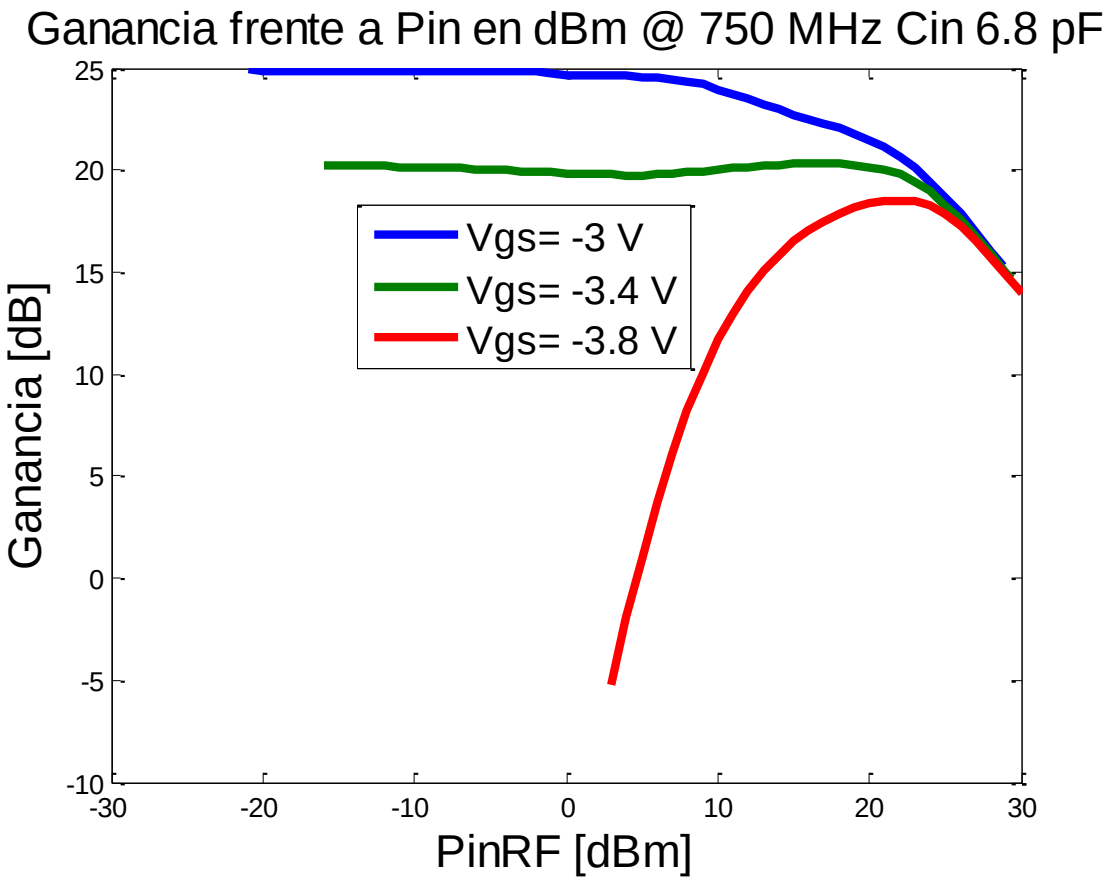


Figura 5.9: Ganancia frente a Pin a 750MHz para distintos valores de Vgs

Como se puede observar en esta gráfica, a tensión por debajo de pinch-off se produce expansión de ganancia seguido de compresión, en cambio a tensiones cercanas a pinch-off la ganacia se mantiene más o menos constante con compresión a potencias altas. Al elevar V_{gs}, estaríamos evolucionando hacia una clase de amplificación J (punto de operación clase AB), siempre que se opere por debajo de saturación.

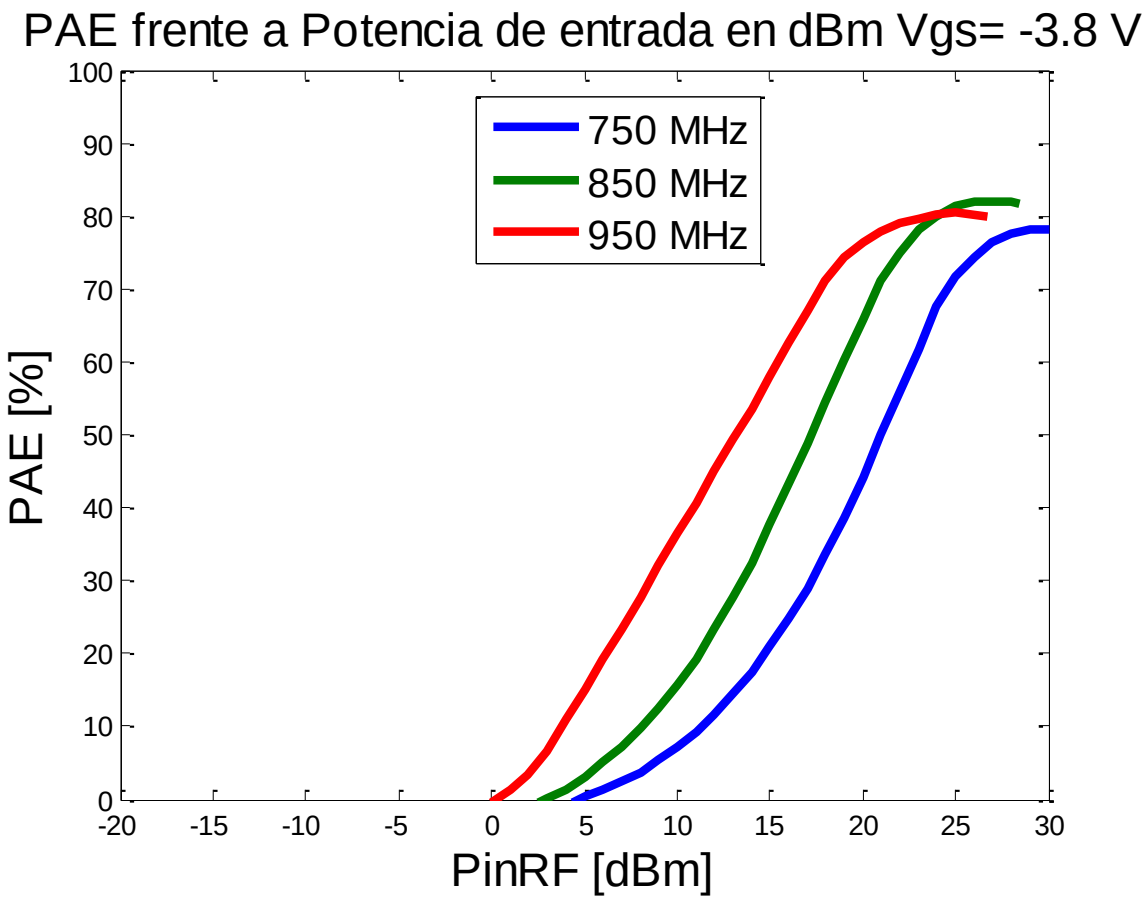


Figura 5.10: PAE frente a potencia de entrada para Vgs= -3.8 a distintas frecuencias

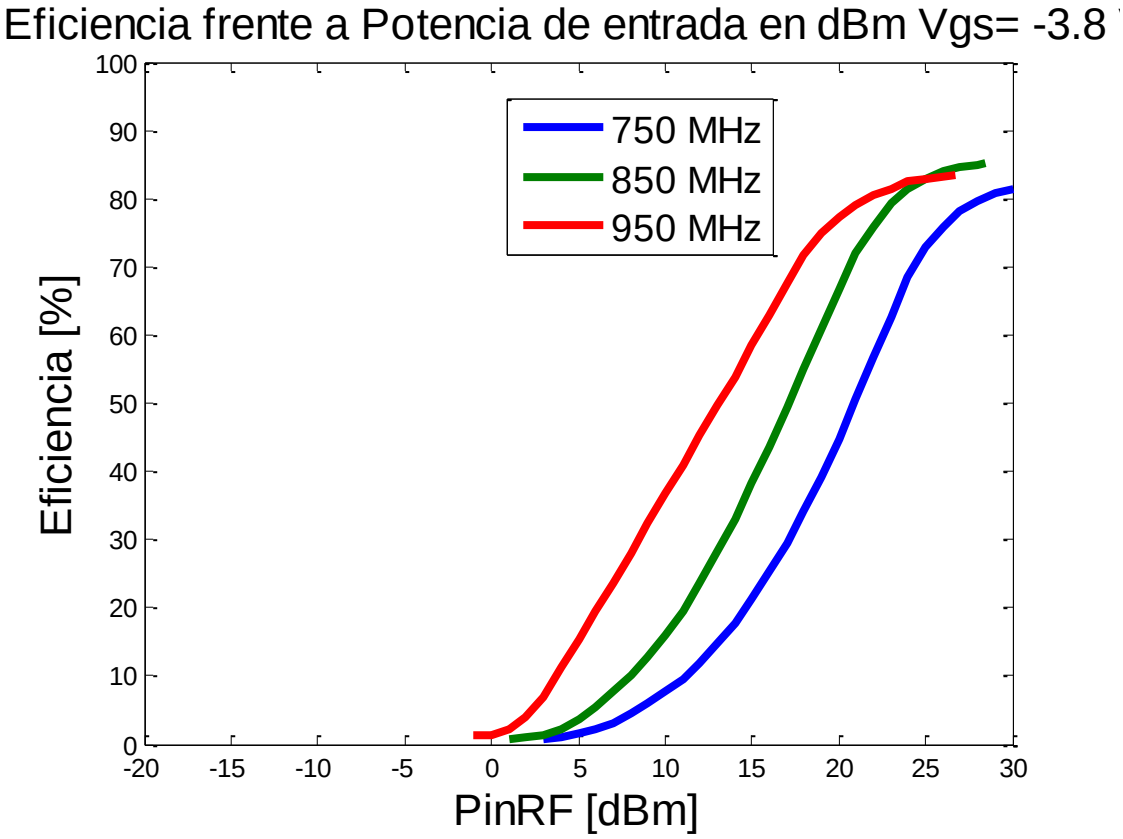


Figura 5.11: Eficiencia frente a potencia de entrada para Vgs= -3.8 a distintas frecuencias

Como se puede observar en estas 2 gráficas, tanto la PAE como la Eficiencia aumentan a medida que aumenta la Pin, y vemos que a 950 MHz satura antes para una potencia menor que a 850MHz y 750 MHz.

6. Conclusiones y líneas futuras

6.1- 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.

Los datos correspondientes a nuestro proyecto son los medidos a unas condiciones normales de Vdd=28 V , donde obtenemos una eficiencia y una PAE superiores al 80%, con una potencia de entrada de 26dBm, para un rango de frecuencias entre 750MHz y 950MHz

También podemos observar, de las medidas realizadas que podemos conseguir una ganancia mas o menos constante a lo largo del mismo.

Finalmente se puede concluir que los objetivos fijados inicialmente para el proyecto fin de carrera se han cumplido de manera satisfactoria, consiguiendo buenas prestaciones, cercaos al estado de la técnica.

6.2- Líneas futuras

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

Una línea de trabajo futura es la implementación del amplificador en un esquema de transmisión outphasing (LINC) como el descrito en la **figura 2.3**.