

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

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**Diseño de Osciladores Clase E en
Tecnología GaN HEMT**
**Design of Class E Oscillators on GaN HEMT
Technology**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Andrés Gutiérrez Espinosa

Marzo - 2013



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Andrés Gutiérrez Espinosa

Director del PFC: José Ángel García García

Título: “Diseño de Osciladores Clase E en Tecnología GaN HEMT”

Title: “Design of Class E Oscillators on GaN HEMT Technology”

Presentado a examen el día: 27 de Marzo de 2013

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Fernández Ibáñez, Tomás

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

Vocal (Apellidos, Nombre): Ortega Quijano, Noé

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 N°
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos.

Antes de acabar esta etapa de mi vida, quiero dejar constancia de mis agradecimientos a las siguientes personas:

En primer lugar agradecer a toda mi familia, y con mención especial a mis padres y hermanas, 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 este periodo.

Dar las gracias a Estefanía por su apoyo durante el tiempo de realización de este proyecto.

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.

Reinel y Nieves, gracias por vuestra ayuda y ser siempre tan amables, al igual que Sandra por realizar el trabajo pedido, ya que sin su colaboración este proyecto no hubiera visto la luz.

A Diego, por su colaboración, ánimo y presencia en la realización de este proyecto.

Índice.

I Introducción.....	1
I.I Linealidad Vs. Eficiencia en transmisiones inalámbricas.....	2
I.II Objetivos.....	3
I.III Estructura de la memoria.....	4
I.IV Referencias.....	5
II Esquemas de transmisión.....	6
II.I Transmisor cartesiano.....	7
II.II Transmisor polar.....	8
II.II.I No idealidades del transmisor Polar.....	9
II.II.II Mecanismos lineales de distorsión: no idealidades debidas a la arquitectura del sistema.....	9
II.II.III Mecanismos no lineales de distorsión: no idealidades debidas a la etapa de modulación.....	10
II.III Referencias.....	11
III Características del amplificador de potencia y oscilador clase E.....	12
III.I Definición de parámetros más significativos en amplificadores y osciladores.....	13
III.I.I Eficiencia.....	13
III.I.II Linealidad.....	14
III.II Funcionamiento de la clase E.....	15
III.III Amplificador de potencia de alta eficiencia clase E.....	17

III.III.I	Análisis del circuito clase E original.....	18
III.III.II	Circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo.....	28
III.IV	Oscilador clase E.....	30
III.IV.I	Principio general de funcionamiento.....	30
III.IV.II	Estabilidad y pureza espectral en los osciladores.....	31
III.IV.III	Osciladores clase E de alta eficiencia.....	32
III.V	Referencias.....	33
IV	Diseño de osciladores clase E.....	34
IV.I	Caracterización del modelo del transistor.....	35
IV.II	Diseño de osciladores clase E con elementos discretos.....	40
IV.II.I	Diseño de la red de síntesis de impedancia multiarmónica.....	40
IV.II.II	Diseño de la red de adaptación de entrada.....	44
IV.II.III	Diseño de la red de polarización.....	45
IV.III	Realización del layout.....	47
IV.IV	Referencias.....	49
V	Montaje y verificación de los osciladores Clase E.....	50
V.I	Oscilador clase E con red de salida, bobina condensador.....	51
V.II	Oscilador clase E con red de salida, condensador bobina condensador, condensador a masa.....	62
VI	Conclusiones y líneas futuras de trabajo.....	69
VI.I	Conclusiones.....	70
VI.II	Líneas futuras de trabajo.....	71
VI.III	Referencias.....	78



Introducción.

En este primer capítulo mostramos el uso de los dispositivos de RF y la importancia de la alta eficiencia que deben tener para múltiples utilidades.

También se muestra los objetivos que tratamos de obtener a lo largo del proyecto y su estructuración por capítulos.

I.I Linealidad Vs. Eficiencia en transmisiones inalámbricas.

En los últimos años hemos ido asistiendo a la integración de servicios de comunicación en la sociedad. Esto se ha llevado a cabo por la necesidad imperante de estar conectado a servicios como correo electrónico, mensajes de texto y multimedia, señal de televisión, etc.

Debido a la incapacidad de las compañías de hacer llegar estos servicios mediante medios guiados, debido al alto coste que ello supondría, y la generación de nuevos términos como always on (siempre conectados), hacen necesarias las comunicaciones no guiadas.

Con el fin de conseguir comunicaciones con una mayor tasa de información, y teniendo en cuenta que disponemos de un espectro radioeléctrico finito, necesitamos técnicas de modulación digital multinivel como WCDM u OFDM.

Estas técnicas necesitan de amplificación lineal (normalmente con amplificadores Clase A) con el fin de conseguir la recepción correcta del mensaje transmitido.

Por otra parte las no linealidades originadas por los amplificadores de potencia debido al PAPR (peak to average power ratio), originado por las modulaciones mencionadas, hacen que necesitemos amplificaciones mucho más eficientes de las que podemos conseguir con amplificadores lineales.

Otro aspecto fundamental a tener en cuenta es la eficiencia en términos de potencia consumida, tanto en las estaciones base, por razones económicas ya que prácticamente la mitad de la energía utilizada en el transmisor es utilizada por la mala eficiencia en el amplificador de potencia, como en los terminales móviles debido a la duración de sus baterías.

Todos estos aspectos han creado la necesidad de escoger un compromiso entre eficiencia y linealidad en el transmisor de comunicaciones [1].

Aquí estudiaremos dos tipos de transmisores, en los cuales se manifiesta este compromiso.

El primero de ellos es el esquema de transmisión cartesiano en el que se llega a un límite en este compromiso por la utilización simultánea de amplificación lineal en la señal paso banda con variaciones en las componentes fase y amplitud.

El esquema de transmisión polar supera esta limitación tal y como veremos en el capítulo siguiente.

I.II Objetivos.

Durante los últimos años, la introducción de materiales semiconductores de amplio bandgap, y en especial los HEMTs de Nitruro de Galio (GaN), ha constituido toda una revolución en las aplicaciones de potencia en alta frecuencia [2].

Esto incluye no sólo el diseño de amplificadores de RF/microondas de alta eficiencia, sino también el desarrollo de convertidores DC/DC capaces de conmutar a frecuencias muy por encima de lo permitido por otras tecnologías.

En este proyecto se abordará el diseño de osciladores clase E en tecnología GaN HEMT, buscando maximizar sus prestaciones en términos de eficiencia y densidad de potencia.

Dichos osciladores estarán concebidos fundamentalmente para servir como etapa inversora en convertidores resonantes en la banda de 1 GHz, por lo que se prestará atención a la posibilidad de control sobre sus prestaciones.

Partiendo de procedimientos específicos de caracterización sobre transistores de última generación, se ajustarán redes de terminación multiarmónica en drenador, que permitan asegurar las condiciones de conmutación a tensión y derivada de la tensión igual a cero (ZVS y ZVDS).

En la implementación, se hará uso de bobinas y condensadores de alto factor de calidad, aprovechando además los parásitos en sus esquemas equivalentes.

Los osciladores diseñados se caracterizarán apropiadamente según la aplicación prevista.

I.III Estructura de la memoria.

La presente memoria sigue una distribución por capítulos, linealmente ordenados con el trabajo realizado, que se detallan a continuación.

Tras este primer capítulo de introducción, en el segundo mostramos los esquemas de transmisión cartesiano y polar, haciendo un estudio de las no linealidades de este último.

En el tercer capítulo nos centraremos en las características de los amplificadores de potencia y osciladores, ambos de la clase E. El estudio de los amplificadores de potencia nos será útil para el entendimiento del comportamiento de los osciladores, ya que estos se rigen por sus ecuaciones.

En el cuarto capítulo nos centraremos en el diseño, desde el punto de vista de simulación y diseño gráfico de la placa, de los osciladores creados en este proyecto.

El quinto capítulo está centrado en la fabricación, verificación y caracterización de dichos osciladores, desde el trabajo realizado en el laboratorio, usando en su fabricación elementos capacitivos e inductivos y un dispositivo GaN HEMT.

El sexto capítulo mostrará las conclusiones obtenidas mediante el trabajo realizado y las líneas futuras en las que se podrá ir trabajando a partir de él.

I.IV 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] Yang Gao, Alex Q. Huang, “Feasibility Study of AlGaN/GaN HEMT for Multimegahertz DC/DC Converter Applications”, IPEMC 2006

II

Esquemas de transmisión.

En éste capítulo detallaremos los esquemas de transmisión, tanto polar como cartesiano, con el fin de que el lector comprenda la situación de nuestro proyecto, dentro de ellos.

II.1 Transmisor cartesiano.

En los transmisores utilizados para los sistemas de radiocomunicación utilizamos señales paso banda, ya que la transmisión de éstas señales deben estar a unas frecuencias muy determinadas.

En las transmisiones de radiofrecuencia utilizamos tradicionalmente la representación en banda base de las señales paso banda mediante sus componentes en fase y cuadratura. Éste tipo de representación se denomina cartesiana.

En un esquema de transmisión típico, como el mostrado en la figura 2.1, observamos como las componentes en fase y cuadratura de la señal a transmitir modulan respectivamente a las componentes en fase y cuadratura de la señal portadora.

La combinación de las señales moduladas forma la señal a transmitir, que a su vez es procesada por un amplificador de potencia de RF, teóricamente lineal y poco eficiente, y enviada finalmente por la antena.

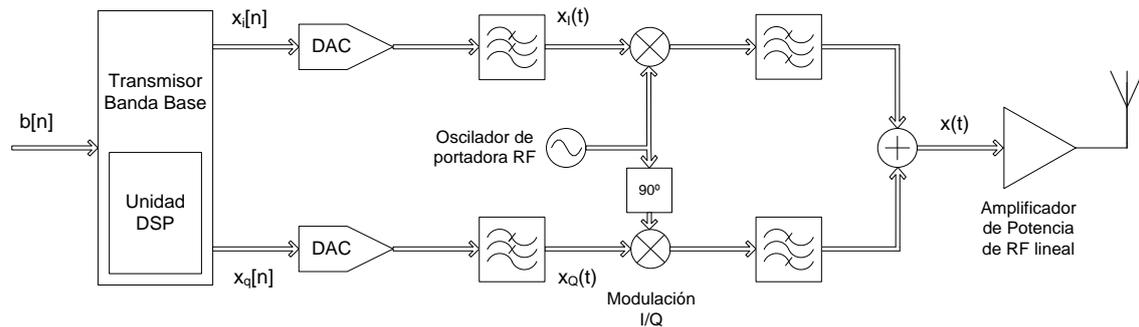


Figura 2.1 Esquema de transmisor cartesiano.

La señal de salida representada en función de sus componentes en fase y cuadratura, queda descrita según indica la siguiente expresión:

$$x(t) = x_i(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) - x_q(t) \cdot \text{sen}(\omega_c \cdot t) \quad (2.1)$$

Sin embargo, en los sistemas inalámbricos actuales, necesitamos satisfacer, como ya vimos, un compromiso entre la linealidad y la alta eficiencia, la cual éste tipo de transmisor no satisface.

Con el fin de alcanzar este objetivo utilizamos otro tipo de alternativas, como el transmisor polar.

II.II Transmisor polar.

Los esquemas de transmisión polar, propuestos por Kahn en 1952, se basan en el concepto de eliminación y restauración de envolvente (EER) e integran avances recientes en procesamiento digital de señal.

En la figura 2.2, podemos observar el esquema de un transmisor polar.

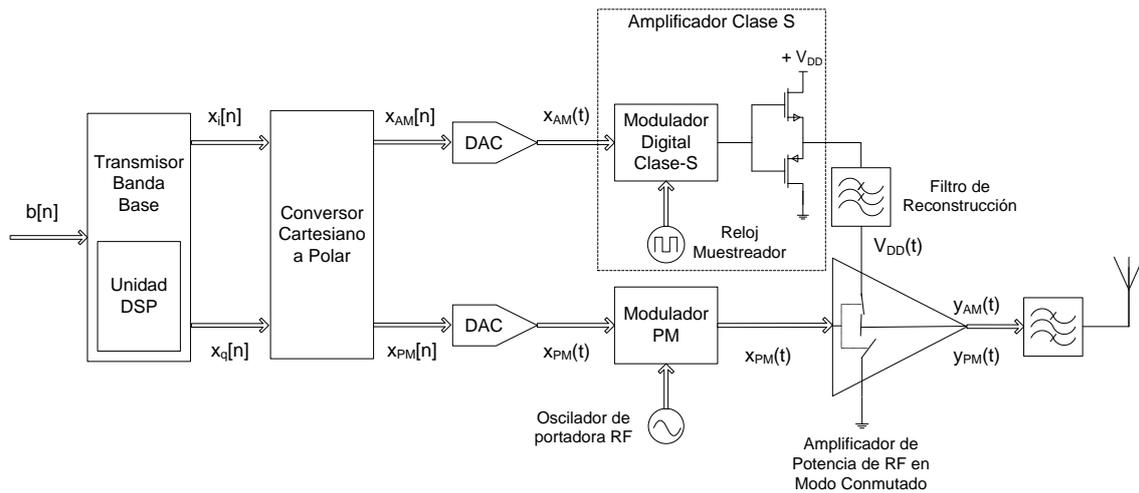


Figura 2.2 Esquema de transmisor polar.

El funcionamiento de este transmisor se basa en la representación de la señal paso banda a transmitir en función de sus componentes de amplitud y fase, siendo éstas señales paso bajo, como describe la siguiente ecuación:

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

El fin del transmisor polar es tratar 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, sustituyendo el modulador I/Q del transmisor cartesiano tradicional, por un modulador AM/PM polar. Las señales finalmente son combinadas en el amplificador de potencia RF.

El amplificador de potencia RF es un dispositivo de conmutación que opera en modo altamente eficiente, como un clase E. Si queremos conseguir la mayor eficiencia de cara a la potencia, la rama encargada de la modulación AM debe realizar también una amplificación conmutada, por ejemplo la clase S.

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 le da un cierto retraso, y después modula dinámicamente la tensión de polarización en drenador del amplificador clase E. Con lo que finalmente la señal de salida contiene información de amplitud y de fase.

II.II.I No idealidades del transmisor Polar.

El transmisor polar está diseñado, idealmente, para conseguir una eficiencia en potencia del 100% estando libre de distorsión. En realidad, el gran potencial de esta arquitectura está limitado por la presencia de no idealidades, que causan distorsión no lineal.

Las no idealidades más significativas son las que aparecen a nivel de sistema, lo que nos permite que sean más fáciles de controlar.

Cabe destacar además las no linealidades de amplitud y fase en la etapa de modulación, el amplificador conmutado de alta eficiencia.

II.II.II Mecanismos lineales de distorsión: no idealidades debidas a la arquitectura del sistema.

Estas no idealidades se deben a:

Retraso diferencial entre las ramas de AM y PM.

Ancho de banda finito del filtro reconstructor de la rama AM.

El retraso que se produce entre la componente moduladora de amplitud y la portadora de RF modulada en fase [2], ha sido considerado fijo e independiente de la frecuencia de la envolvente banda base.

Del mismo modo, el ancho de banda finito del modulador fue también tratado de un modo aproximado, asumiendo un filtro de reconstrucción ideal.

Los fenómenos anteriores son procesos lineales, pero pueden causar distorsión no lineal, ya que, tanto la generación de las componentes AM y PM en el DSP del transmisor, como su recombinación en el amplificador de potencia, son ambos procesos no lineales.

Estas no idealidades debidas a la arquitectura del sistema fueron inicialmente estudiadas por Raab [2] y, más adelante, Milosevic [3] consideró un filtro de reconstrucción más general para tratar la distorsión debida al ancho de banda finito del modulador.

Sin embargo, Raab también reconoció la existencia de otras fuentes de distorsión asociadas al estado de modulación, las características V_{DD} -AM y V_{DD} -PM del amplificador de potencia.

II.II.III Mecanismos no lineales de distorsión: no idealidades debidas a la etapa de modulación.

Estas no idealidades son debidas a:

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

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

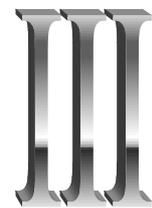
La distorsión causada en la etapa de modulación es debida a las no linealidades de las características V_{DD} -AM y V_{DD} -PM del amplificador de potencia.

En modo conmutado, un amplificador de potencia tiene una conversión $V_{DD}(t)$ - $y_{AM}(t)$ no lineal, denotada por una ligera compresión de la característica $V_{DD}(t)$ - $y_{AM}(t)$ en niveles altos de V_{DD} .

A parte de esto, en niveles bajos de V_{DD} , presenta un fenómeno denominado feedthrough, que se caracteriza por la presencia de nivel de salida de RF cuando la tensión de polarización es nula. Este fenómeno también provoca una modulación parásita $V_{DD}(t)$ - $y_{PM}(t)$.

II.III Referencias.

- [1] L. R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration", Proc. IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Julio 1952.
- [2] F. H. Raab, "Intermodulation Distortion in Kahn-Technique Transmitters," IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-44, no. 12, pp. 2273-2278, Diciembre 1996.
- [3] D. Milosevic, J. van der Tang and A. van Roermund, "Intermodulation Products in the EER Technique Applied to Class-E Amplifiers," Int. Symp. on Circuits and Syst. Dig., vol. I, pp.637-640, Vancouver, Mayo 2004.
- [4] M. de las Nieves Ruiz Lavín "Convertidor resonante de potencia en RF sobre tecnología GaN HEMT", Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2010.



Características del amplificador de potencia y oscilador clase E.

En este capítulo trataremos de explicar el funcionamiento, tanto del amplificador de potencia como del oscilador, y expondremos las ecuaciones que rigen dicho funcionamiento.

En primer lugar definiremos los parámetros más significativos a la hora de describir estos dispositivos para, a continuación, dar una breve descripción del funcionamiento de la clase E.

III.I Definición de parámetros más significativos en amplificadores y osciladores.

III.I.I Eficiencia.

Un parámetro importante en el diseño de amplificadores y osciladores, es la eficiencia.

La eficiencia 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.

Esta eficiencia viene descrita por la siguiente ecuación:

$$\eta_D = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \quad (3.1)$$

La eficiencia de potencia añadida, 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.

Queda descrita de la siguiente manera:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} \quad (3.2)$$

La eficiencia completa compara la potencia total recibida por el amplificador, es decir, la suma de la potencia de RF con la potencia de DC, con la potencia total entregada a la salida.

La ecuación que describe esta eficiencia es:

$$\eta = \frac{P_{outRF}}{P_{indc} + P_{inRF}} \quad (3.3)$$

De estas definiciones podemos concluir que:

Para maximizar la PAE, debemos reducir la potencia disipada, ya que con ello disminuimos el consumo.

Si la ganancia es elevada, la PAE es equivalente a la eficiencia total.

Si la ganancia es pequeña, la PAE es bastante inferior a la eficiencia total, hasta el extremo en el que si la ganancia es inferior a 1, la PAE cae por debajo de cero.

III.I.II 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.

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

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

La linealidad es función de la porción de tiempo que el amplificador permanece en la región de funcionamiento lineal, tal y como en la figura 3.1 queda reflejado.

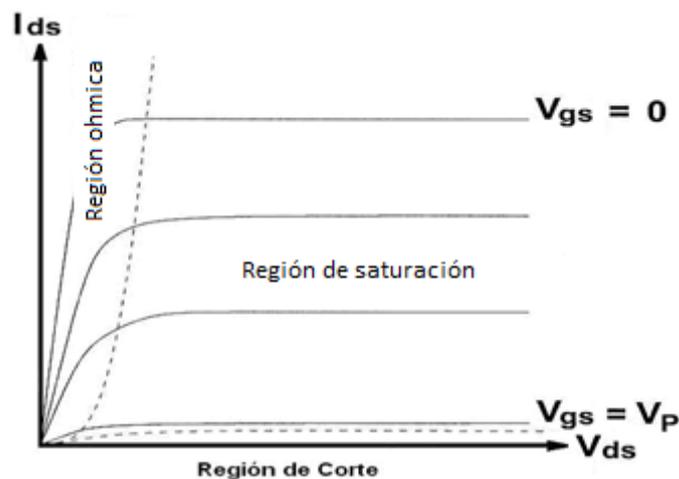


Figura 3.1 Curvas características I-V de un transistor FET.

La no linealidad de la amplitud suele provocar mayor distorsión que la variación de fase. El comportamiento no lineal provocado por la compresión de la ganancia se da

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

En la figura 3.2 podemos observar la variación de la ganancia de compresión y de fase en función de la potencia de entrada.

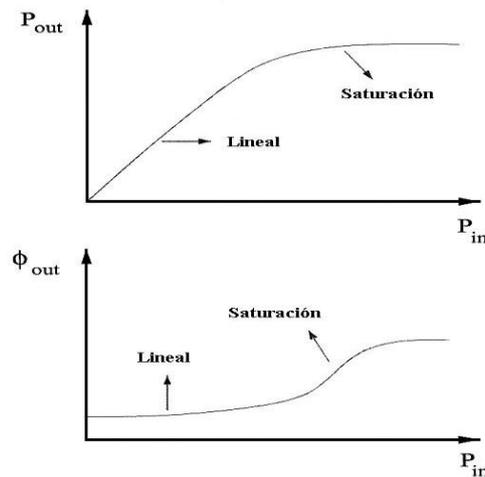


Figura 3.2 Ganancia de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia.

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

Cuando amplificamos señales de amplitud constante no nos influye la no linealidad del amplificador de potencia. Esto es debido a que la saturación del amplificador es función de la amplitud de la señal de entrada, por lo que, si ésta se mantiene constante, la saturación también se produce a un nivel constante y la ganancia del amplificador no varía.

III.II Funcionamiento de la clase E.

Un amplificador clase E, tiene un transistor conmutador conectado a una red de carga pasiva. En la figura 3.3 podemos observar, tanto el circuito como el circuito equivalente de un amplificador clase E.

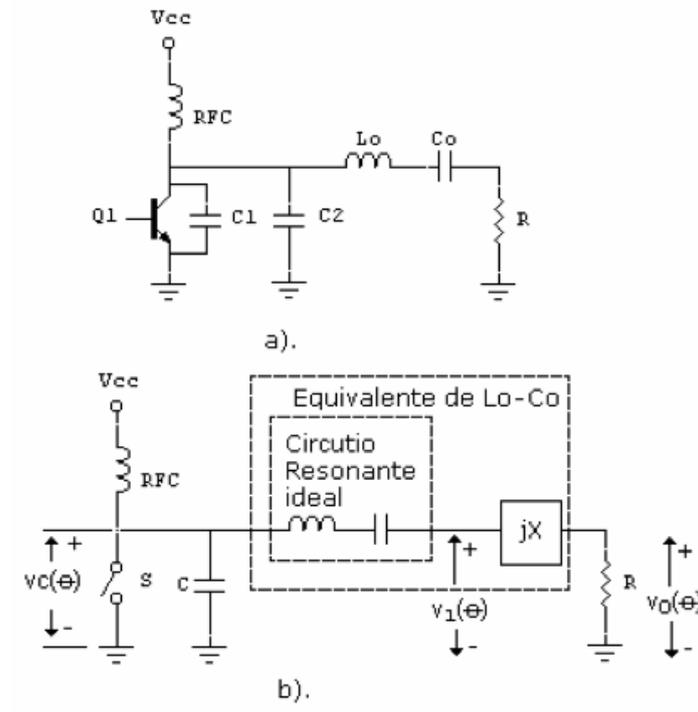


Figura 3.3 Amplificador clase E, a. Circuito b. Circuito equivalente.

Los amplificadores que trabajan en régimen de saturación, como el clase E, en general son extremadamente no lineales, por ende los armónicos generados en el proceso de distorsión aparecen en su salida, lo que conlleva la eliminación de ellos mediante filtrado.

Esta clase de funcionamiento, nos da la ventaja de poder superar eficiencias incluso del 90%, consiguiendo idealmente una eficiencia del 100%.

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

III.III Amplificador de potencia de alta eficiencia clase E.

El descubrimiento del amplificador clase E es relativamente reciente (N.O. Sokal y A.D. Sokal, 1975) [1], pero quedo relegado hasta que, en los años 90, el despliegue de telefonía móvil requirió de amplificadores de alta eficiencia para economizar batería.

Los amplificadores de potencia proporcionan ganancia, tanto en tensión como en corriente. Su principal función es convertir la potencia de DC en potencia de RF y amplificar la señal de RF de entrada, como se muestra en la figura 3.4.

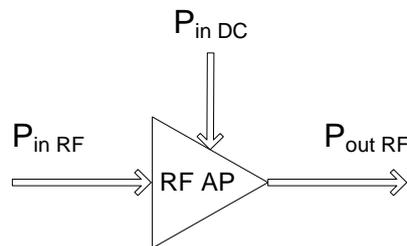


Figura 3.4 Potencias en un amplificador de potencia RF.

El amplificador clase E, mostrado en la figura 3.5, 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.

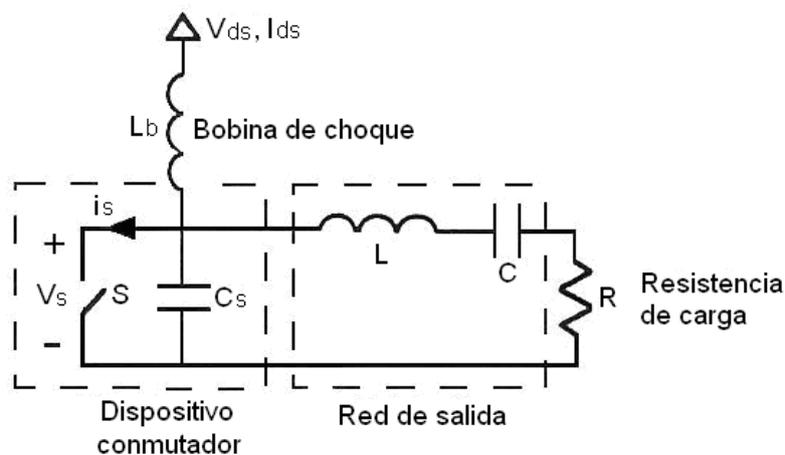


Figura 3.5 Circuito de alta eficiencia clase E original.

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

La red resonante de salida incluye 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%.

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

III.III.I 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 %, utilizando el mismo dispositivo, si la potencia de salida está limitada por la disipación térmica de 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 [2].

En bajas frecuencias, estos circuitos han conseguido eficiencias de hasta el 96%. Idealmente, la eficiencia sólo está limitada por la resistencia de saturación drenador-fuente del transistor, y por las propiedades de sus elementos parásitos. Las reactancias parásitas del elemento activo están incluidas en el diseño del circuito sintonizado por lo que no degradan las prestaciones del amplificador. La capacidad C_s , mostrada en la figura 3.6, puede representar la capacidad de salida intrínseca del transistor, mientras que parte de la inductancia L estaría relacionada con el efecto del empaquetado del transistor.

Para analizar el circuito clase E se realizan varias suposiciones:

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

-El dispositivo conmutador tiene una resistencia en estado ON, R_{ON} que idealmente será nula, e infinita en estado OFF, R_{OFF} . En la práctica se debe asegurar que la resistencia ofrecida por el dispositivo cuando se encuentra en abierto sea lo suficientemente alta, y que la resistencia parásita que ofrece cuando se encuentra en corto sea lo más pequeña posible. El condensador C_s , para un diseño de frecuencia máxima, consiste únicamente en la capacidad parásita de salida del transistor, la cual se

asumirá como lineal en este análisis. En la práctica, la capacidad C_s es a menudo no lineal, y cambia en función del voltaje aplicado.

-La corriente que circula a través de la carga será idealmente sinusoidal a la frecuencia fundamental de trabajo, y la corriente que fluye por la bobina de choque 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, aún 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 3.6.

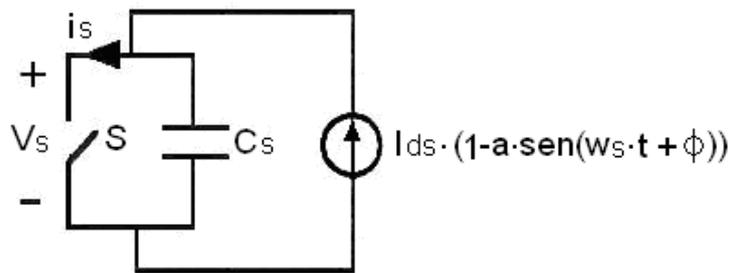


Figura 3.6 Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga.

El conmutador puede estar en modo ON (cerrado) o en modo OFF (abierto). A continuación se analizan los estados que tiene el conmutador.

-Conmutación de ON a OFF.

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 del transistor, esta inductancia está minimizada. Si se utiliza alguna capacidad externa, como es el caso habitual, entonces, cualquier inductancia parásita entre el transistor y la capacidad provoca una pérdida de energía de:

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad (3.4)$$

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

-Estado ON.

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

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

Estas pérdidas tienen un valor de:

$$\frac{1}{2} \cdot I_{DS}^2 \cdot R_{ON} \quad (3.5)$$

-Estado OFF.

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

$$C_s \cdot \frac{\partial V_s}{\partial t} = I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \sin(\omega_s \cdot t' + \varphi)) \quad (3.6)$$

Que integrando resulta:

$$V_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot \int_0^t (1 - a \cdot \sin(\omega_s \cdot t' + \varphi)) \cdot dt' \quad (3.7)$$

Y aplicando la primera ecuación en la integral anterior, resulta:

$$V_s(t) = \frac{I_{ds}}{\omega_s \cdot C_s} \cdot (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)) \quad (3.8)$$

Con lo que ya podemos determinar a y φ :

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1.862 \quad (3.9)$$

$$\varphi = -\tan^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) \cong -32.48^\circ \quad (3.10)$$

Es necesario recordar que estas constantes son válidas para cualquier circuito clase E de elevado factor de calidad, con una capacidad en paralelo con el conmutador.

Ya se saben, por tanto, las tensiones y corrientes en el conmutador.

$$V_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a \cdot (\cos(w_s \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)) & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (3.11)$$

$$I_s(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \sin w_s \cdot t + \varphi) & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (3.12)$$

En la figura 3.7 se muestra una representación de estas formas de onda.

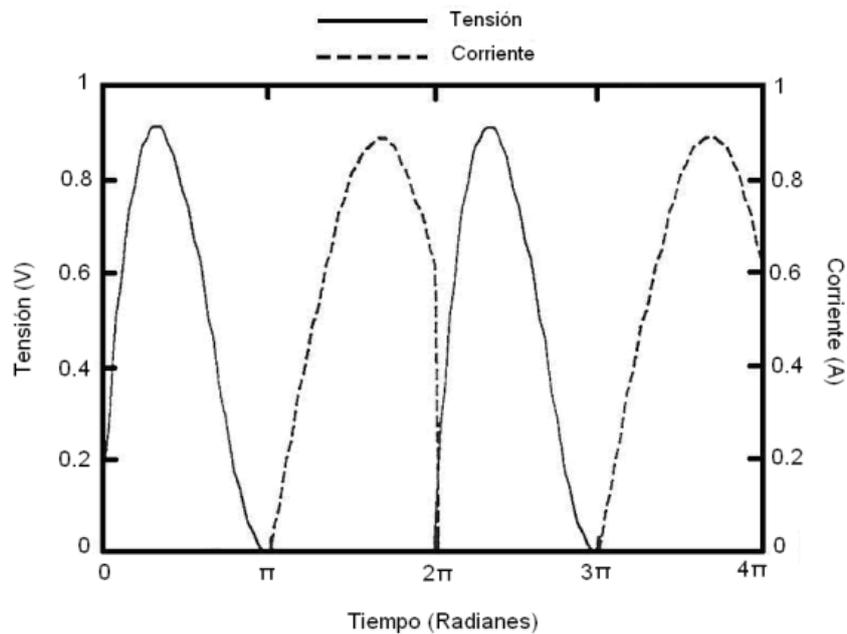


Figura 3.7 Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E.

-Conmutación de OFF a ON.

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

$$\frac{1}{2} \cdot f \cdot C_{OUT} \cdot V_{DD}^2 \quad (3.13)$$

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

Estas condiciones para el clase E son:

-ZVS (zero voltaje switching) [conmutación a tensión cero]:

$$V_{DS}(t = t_{ON}) = 0 \quad (3.14)$$

-ZDS (zero derivata switching) [conmutación de derivada cero]:

$$\left. \frac{\partial V_{DS}(t)}{\partial t} \right|_{t = t_{ON}} = 0 \quad (3.15)$$

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

De las formas de onda de tensión y corriente en los estados de ON y OFF, mostrada en la figura 3.8, desprendemos:

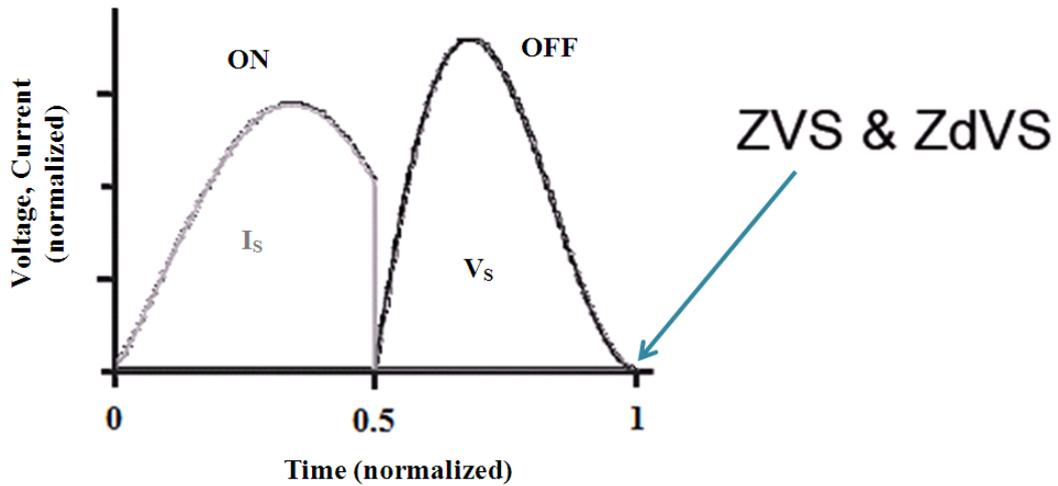


Figura 3.8 Formas de onda de tensión y corriente en estado ON y OFF.

La forma de onda de la corriente en el estado ON es aproximadamente sinusoidal, lo cual conseguimos con un factor de calidad del circuito resonante bastante alto.

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

Para lograrlas, la impedancia vista desde el paralelo entre el condensador y drenador hacia el circuito resonante debe ser inductiva.

En estas condiciones se ha demostrado que el inversor es visto por su fuente como una carga de valor:

$$R_{dc} = \frac{1}{\pi \cdot \omega \cdot C_{out}} \quad (3.16)$$

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

$$V_{ds} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_s(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_{ds}}{\omega_s \cdot C_s} \quad (3.17)$$

$$I_{ds} = \pi \cdot \omega_s \cdot C_s \cdot V_{ds} \quad (3.18)$$

Si se asume que el valor mínimo de C_s es la capacidad parásita del dispositivo, y que, a una determinada frecuencia, un dispositivo con una capacidad C_s dada, debe operar con una tensión de alimentación V_{ds} suficientemente elevada y función de las

características del elemento activo, las expresiones anteriores tienen importantes implicaciones en circuitos clase E prácticos de microondas.

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

$$I_{max} = (1 + a) \cdot I_{ds} \cong 2.86 \cdot I_{ds} \quad (3.19)$$

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

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

$$f_{max} = \frac{I_{ds}}{2 \cdot \pi^2 \cdot C_s \cdot V_{ds}} = \frac{I_{max}}{C_s \cdot V_{ds}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot (1 + a)} \cong \frac{I_{max}}{56.5 \cdot C_s \cdot V_{ds}} \quad (3.20)$$

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 $y_s(t)$, 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 $y_s(t)$, 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 $y_s(t)$ es una función periódica.

Por lo tanto:

$$V_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \quad (3.21)$$

Dónde:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (3.22)$$

Para $n=1$:

$$K_1 = \frac{I_{ds}}{\omega_s \cdot C_s \cdot T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)) \cdot e^{-j \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (3.23)$$

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

$$V_{s1} = a_0 \cdot I_{ds} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_0) \quad (3.24)$$

$$i_{net1} = a \cdot I_{ds} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi) \quad (3.25)$$

Donde las constantes a_0 y φ_0 son:

$$a_0 = \frac{2 \cdot |K_1|}{I_{ds}} = \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{16} + \frac{4}{\pi} - \frac{3}{4}} \quad (3.26)$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + \angle K_1 = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{2 \cdot \pi}{8 - \pi^2} \right) \quad (3.27)$$

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

$$Z_{net1} = \frac{a_0}{a} \cdot e^{j(\varphi_0 - \varphi)} \cong \frac{0.28015}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^\circ} \quad (3.28)$$

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 obtener es una impedancia a la frecuencia fundamental igual a Z_{net1} , y condiciones de circuito abierto a todos los armónicos superiores, con ello se cumplen las condiciones de ZVS y ZDS.

En la figura 3.9 se expone una topología específica para la red de carga externa:

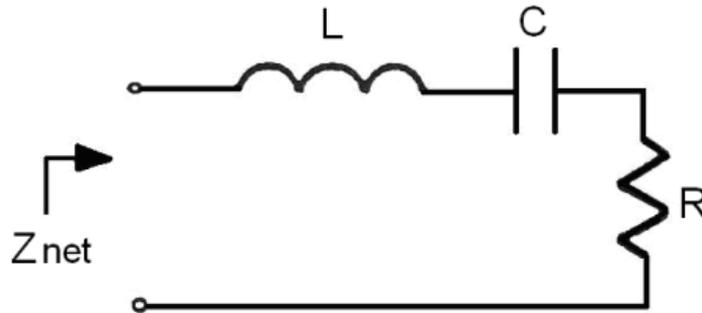


Figura 3.9 Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF.

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:

$$Z_{net1} = Z_{net} = R + j \cdot \omega_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} \quad (3.29)$$

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

$$Z_d(f) = R + j \cdot \omega_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} = \frac{0.18}{\omega_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0.21}{\omega_s \cdot C_s} = \frac{0.28015}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^\circ} \quad (3.30)$$

Para el resto de frecuencias tendríamos:

$$Z_d(K \cdot f) = \infty \quad \text{con } K > 1 \quad (3.31)$$

Esto se consigue gracias a las condiciones antes descritas de ZVS y ZDS.

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

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot 5.447} \quad (3.32)$$

$$C = C_s \cdot \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}}{Q_L}\right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}\right) \cong C_s \cdot \frac{5.447}{Q_L} \cdot \left(1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153}\right) \quad (3.33)$$

Donde el factor de calidad (Q_L) se define como:

$$Q_L = \frac{w_s \cdot L}{R} \quad (3.34)$$

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

$$C \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L}\right) \cdot \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08}\right) \quad (3.35)$$

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

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

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

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

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

III.III.II 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 3.10.

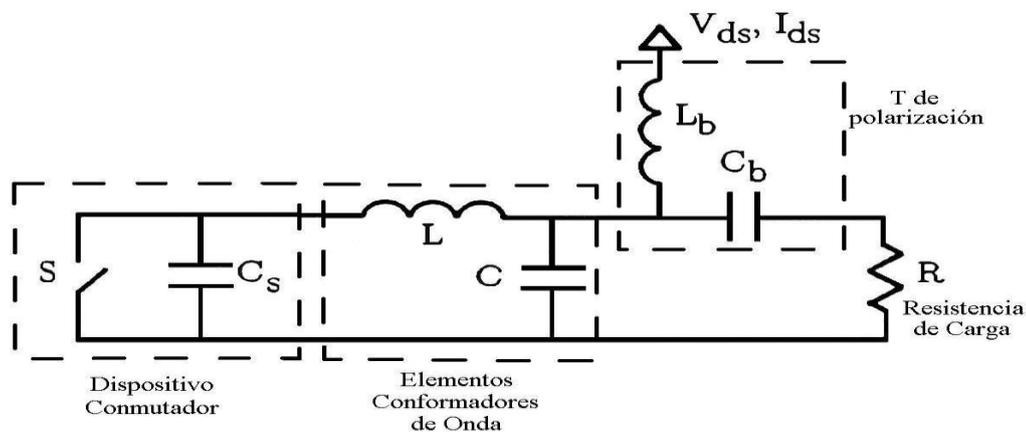


Figura 3.10 Circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo.

En el esquema anterior, L_b y C_b actúan como T de polarización, pero se asumirá 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 RF vista por el condensador conmutado, como muestra la figura 3.11.

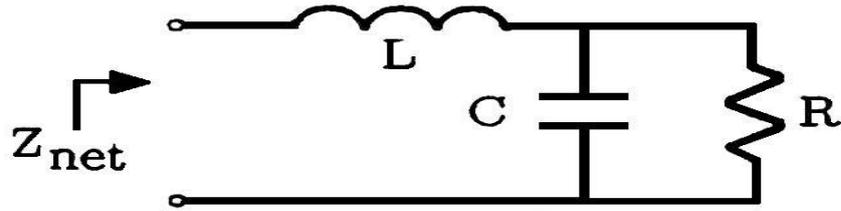


Figura 3.11 Red de carga externa del circuito clase E con elementos discretos L serie/ C paralelo, vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de operación.

Como anteriormente, la impedancia de la red de carga deseada a la frecuencia de conmutación es:

$$Z_{net1} = \frac{K_0}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j\theta} \quad (3.36)$$

$$K_0 = \omega_s \cdot C_s \cdot \frac{a_0}{a} \cong 0.28015 \quad (3.37)$$

$$\theta_0 = \phi_0 - \phi \cong 40.0524^\circ \quad (3.38)$$

Igualando las dos expresiones de Z_{net1} se obtiene una ecuación compleja con dos incógnitas, L y C .

Igualando las partes real e imaginaria podemos obtener ambas incógnitas:

$$L = \frac{K_0}{\omega_s^2 \cdot C_s} \cdot \left(\sin \theta_0 + \cos \theta_0 \sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (3.39)$$

$$C = \frac{1}{\omega_s \cdot R} \cdot \left(\sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (3.40)$$

En esta topología, la resistencia de la 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.

III.IV Oscilador clase E.

III.IV.I Principio general de funcionamiento.

Los osciladores son un pilar importantísimo en los sistemas radieléctricos de comunicaciones debido a la gran cantidad de aplicaciones que poseen. Entre ellas cabe destacar su uso como fuentes de señal de las cuales se obtienen las señales de sincronismo en los sistemas digitales o mencionar que son los circuitos generadores de las portadoras que serán moduladas por las señales de información. El funcionamiento más general de un oscilador, es la creación de una señal sinusoidal de frecuencia y amplitud constantes.

Debido a que los osciladores, como hemos mencionado anteriormente, generan las señales usadas como referencia de frecuencia en los sistemas de comunicaciones, hay que prestar especial atención a que la señal generada sea constante, es decir, su frecuencia no varíe considerablemente para su uso en transmisores radioeléctricos.

La estabilidad en frecuencia se expresa en partes por millón (ppm), o lo que es igual, en la variación que sufre en frecuencia en hertzios (Hz) por mega hertzios (MHz), de manera que un oscilador de 1 GHz, con una estabilidad de 0,1 ppm, solo puede tener una variación en frecuencia de ± 100 Hz respecto a su frecuencia central (1 GHz).

Comercialmente existen multitud de osciladores a diversas frecuencias, pero en todos ellos, su principio de funcionamiento es similar. Es importante comprender este principio de funcionamiento, ya que muchos dispositivos, que en condiciones normales no deberían oscilar, lo hacen al variar alguna de estas condiciones, como puede pasar en los amplificadores de RF.

El principio fundamental de funcionamiento en osciladores es la retroalimentación positiva. En la figura 3.12, podemos observar un esquema genérico de un oscilador que pasaremos a describir a continuación.

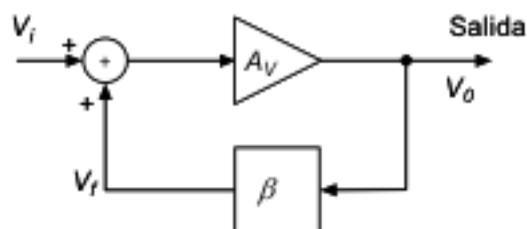


Figura 3.12 Esquema genérico de oscilador.

De manera rigurosa, la función de un oscilador es convertir la energía de corriente continua de la fuente de alimentación, en energía útil de señal.

En el esquema mostrado en la figura 3.12 podemos ver una señal de entrada externa, la cual en la mayoría de osciladores, y en los que hemos desarrollado durante este proyecto, no existe, aunque si hay que destacar que la entrada a un oscilador es el escalón de voltaje al aplicarle el voltaje de la fuente de alimentación, que junto con el ruido interno, presente en el circuito, hace que este produzca a su salida una oscilación autosostenida sin necesidad de otras señales de entrada externas a él.

De esta forma, la fuente de alimentación genera una señal oscilatoria, que es la señal útil de salida, y suministra la energía que consume el circuito del oscilador. Como podemos comprobar en la figura 3.12, el circuito está formado básicamente por un amplificador que compensa las pérdidas internas en la señal y, generalmente, un circuito capaz de mantener la frecuencia de oscilación, que por lo general se trata de un circuito resonante que o bien puede ser un circuito sintonizado L C, como un resonador de cristal, una cavidad resonante, etc.

Finalmente en el oscilador es necesaria una red de retroalimentación, que se ajusta a dos criterios, designados como criterios de Barkhausen. Primero, la señal debe estar exactamente en fase con la señal de entrada en el diagrama de la figura 3.12, y segundo, la ganancia total del lazo cerrado por el amplificador y la red de retroalimentación, debe ser igual a 1, expresado matemáticamente:

$$Av \cdot \beta = 1 \quad (3.41)$$

Donde Av y β , son las ganancias del amplificador y de la red de retroalimentación respectivamente.

III.IV.II Estabilidad y pureza espectral en los osciladores.

Aunque los osciladores son circuitos relativamente simples, su comportamiento es siempre crítico en cualquier sistema de comunicaciones. La estabilidad de frecuencia, ya mencionada antes, es de máxima importancia, ya que todo servicio radioeléctrico ocupa un segmento espectral del que no puede salirse sin interferir con otros servicios en frecuencias cercanas.

Otro aspecto de gran interés es la pureza espectral. Con el término pureza espectral nos referimos, principalmente, a que la señal de un oscilador, en un transmisor, es la portadora que será modulada por la información. Algo similar a esto ocurre en el oscilador local del receptor, cuya salida se mezcla con la recibida del transmisor.

Estas señales deben ser puramente sinusoidales, es decir, no deben tener componentes espectrales a otras frecuencias aparte de la nominal del oscilador. Sin

embargo por diversas razones, a veces pueden usarse osciladores no sinusoidales. Ejemplos de esto son los multivibradores que producen una señal cuadrada o un generador de señales en diente de sierra, los cuales son también osciladores, aunque no suelen utilizarse como generadores de portadora ni como osciladores locales en receptores.

Aún así se da el caso de que la salida de un oscilador no sinusoidal no es puramente tal y puede contener componentes armónicas a la frecuencia de oscilación. Estos se pueden eliminar fácilmente mediante técnicas de filtrado.

A parte de las medidas tomadas en el diseño del oscilador, también cabe mencionar que la señal de salida del oscilador antes de llegar a la salida de un transmisor, pasa a través de amplificadores sintonizados que, además de amplificar la señal, hacen de filtros garantizando la pureza espectral de la señal.

III.IV.III Osciladores clase E de alta eficiencia.

A partir de un diseño sencillo, desde el punto de vista de circuitería, los osciladores clase E nos ofrecen una alta eficiencia.

Se pueden obtener dos modos de funcionamiento del oscilador:

- con oscilaciones de funcionamiento libre.
- con oscilaciones sincronizadas.

La sincronización permite al oscilador lograr una alta eficiencia global y una alta estabilidad en frecuencia de oscilación. Tanto la frecuencia y la amplitud de la tensión de salida de los osciladores sincronizados son estables si la señal de sincronismo cae dentro de la banda de sincronización. Estos osciladores pueden encontrar aplicaciones en sistemas, donde la eficiencia alta es importante, como pueden ser osciladores de frecuencia modulada de alta eficiencia y estabilidad.

Por último destacaremos el uso de osciladores Clase E sincronizados como amplificadores Clase E ya que en ciertas aplicaciones puede ser ventajoso debido a su mayor eficiencia, por falta de etapa de alimentación a puerta, y por tener la capacidad de entregar una potencia de salida sin una señal de entrada de gran tamaño.

III.V 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, N° 3, Junio 1975
- [2] T. B. Mader, Z. B. Popović, “The Transmisi3n-Line High-Efficiency Class-E Amplifier”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 5, N° 9, Septiembre 1995
- [3] M. Niknejad. “The Class E/F Family of Harmonic-Tuned Switching Powers Amplifiers”
- [4] G Hernández Espeso “Diseño de inversores y convertidores DC/DC en RF a GaN HEMT.”, Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2012.
- [5] A VHF Class E DC-DC Converter with Self-Oscillating Gate Driver - Toke M. Andersen, Søren K. Christensen‡, Arnold Knott† and Michael A. E. Andersen Technical University of Denmark. 2011
- [6] M.K. Kazimierczuk, “Synthesis ef phase-modulated resonant DC/AC inverters and DC/DC convertors”, Julio 1992.
- [7] F. H. Raab, “Idealized operation of the class E tuned power amplifier, ”*IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CS-24, no. 12, pp. 725–735, Dec. 1977.
- [8] A. González Echave “Osciladores clase E de alta eficiencia.”, Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2012.

IV

Diseño de osciladores clase E.

En este capítulo describiremos los métodos utilizados para la simulación de los circuitos osciladores en clase E.

Haremos la descripción de la optimización de los osciladores, teniendo en cuenta su comportamiento inicial, como amplificadores.

En primer lugar verificaremos el modelo del transistor utilizado para las dos configuraciones del oscilador, y finalmente nos centraremos en ellos mostrando su diferenciación en la red de salida del dispositivo.

IV.I Caracterización del modelo del transistor.

El transistor escogido para la realización del proyecto es el transistor de GaN HEMT de Cree Inc. Dentro de la gama que proporciona el fabricante, usaremos el modelo CGH60030D [1].

Con el fin de que las simulaciones, realizadas en Microwave Office 2011, sean lo más fiable posible, utilizamos un modelo de transistor que describimos a continuación.

El circuito que modela el transistor utilizado (Figura 4.1), obtiene las condiciones de trabajo óptimas que consiguen el máximo rendimiento.

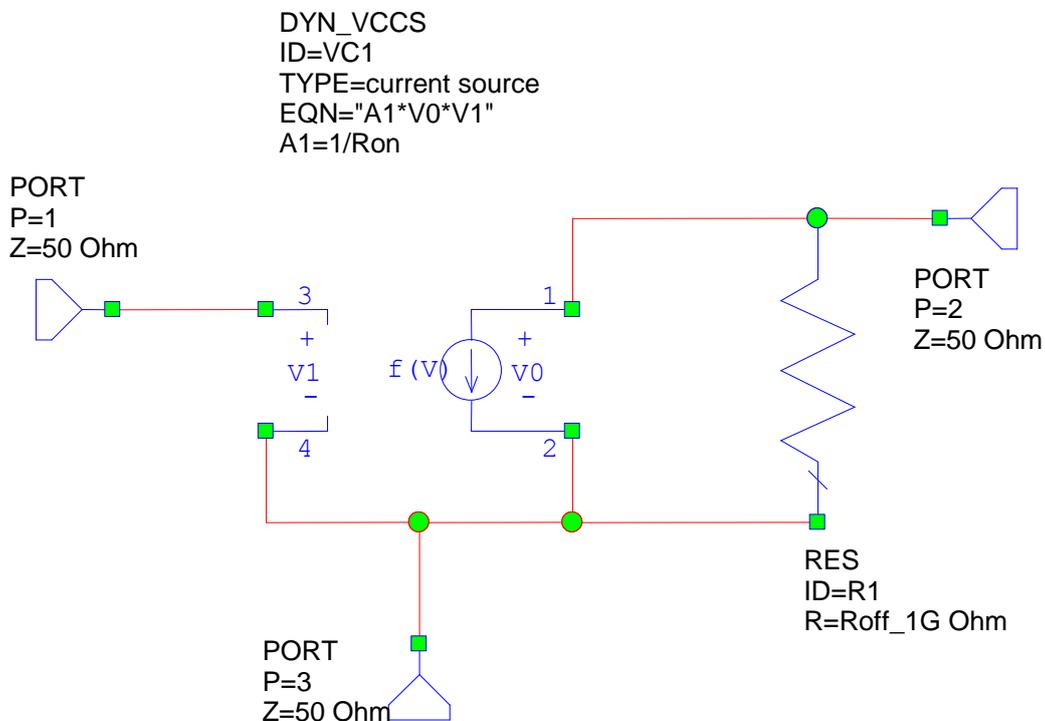


Figura 4.1 Modelo del transistor CGH60030D.

El primer paso es conseguir el valor de la tensión de pinch-off, V_p , que es el valor de V_{GS} que indica el comienzo de la zona de pinch-off. La mejor definición del valor de pinch-off es observando la tercera derivada o tercer armónico de la amplitud de corriente I_{DS} . En este armónico la V_p es el valor que toma la V_{GS} cuando la corriente es nula.

Esta definición depende de la utilización de nuestro transistor. Dado que nuestro transistor va a ser utilizado en un dispositivo clase E, el cual no tiene una característica

lineal, es decir, que si está en el estado OFF a partir de la tensión de pinch-off se ponga a conducir sino que cuando está en el punto de pinch-off habría conductancia, es decir, que cuando está en pich-off no estaría del todo abierto.

Para utilizar el modo conmutado interesa que cuando esté en el estado OFF no conduzca y en pinch-off hay algo de conductancia, por lo que es mejor que trabaje con una tensión inferior.

Teniendo en cuenta esto, podemos observar el S_{22} del transistor mientras se aumenta V_{GS} . En el borde de la carta de Smith se comporta como un abierto, hasta el momento en que el parámetro se introduce hacia la carta que es cuando comienza a haber conducción entre drenador y fuente, por lo que se trabaja con una tensión un poco inferior en puerta. Esta tensión de puerta es la más alta con la que la conductancia no ha empezado a crecer, es decir, que no haya conducción entre drenador y fuente, en éste momento nos encontramos en el punto de trabajo del clase E. Finalmente una vez que se trabaja más abajo para llevarle al estado ON, necesito aplicar más potencia, llegando el punto en que sin conducción necesitaría la menor potencia para llevarle al estado ON.

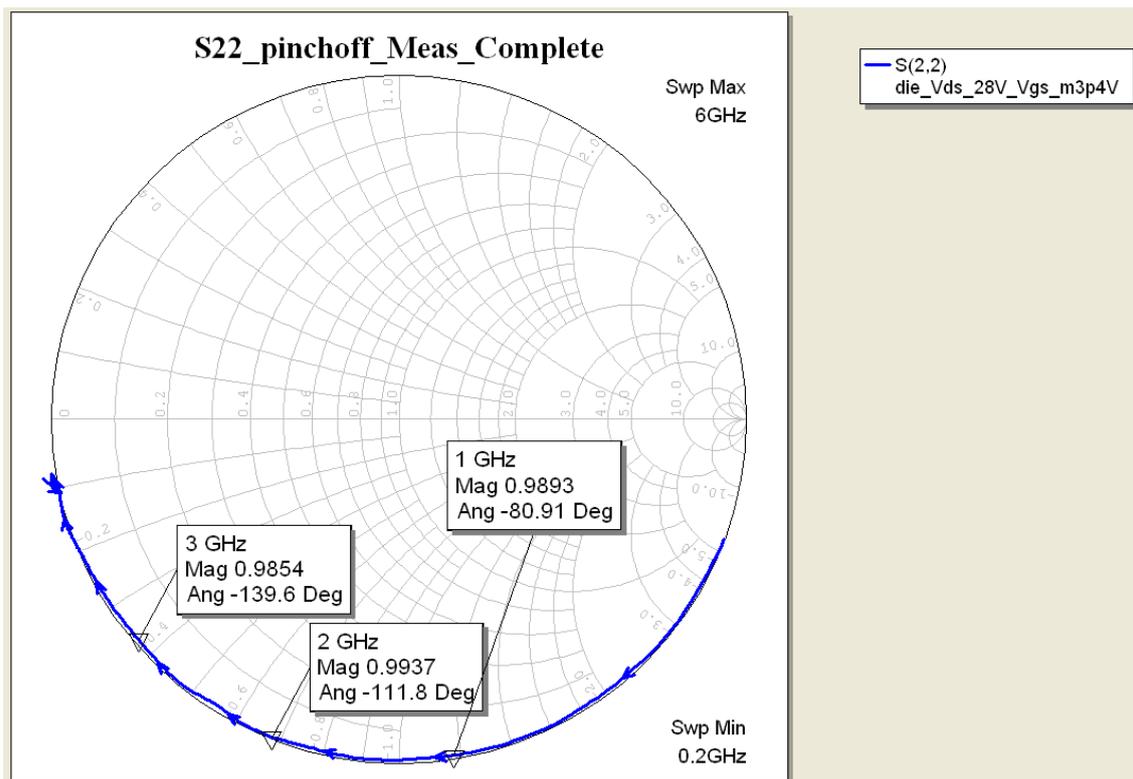


Figura 4.2 Medida del parámetro S_{22} en pinch-off.

En la figura 4.2 observamos que para una tensión de V_{DD} de 28V, el valor de V_{GS} es de -3.4V.

Con el fin de obtener el modelo del transistor, calculamos los parámetros que le caracterizan, a través de las ecuaciones de salida mostradas en la figura 4.3.

Frequency Sweep

FREQUENCY=1e9

CGH60030

Output Susceptance (Pinch-off)

Bout_030_Meas = Sparam_030_Meas_pinchoff:Im(YIN(2))

Output Conductance (Pinch-off)

Gout_030_Meas = Sparam_030_Meas_pinchoff:Re(YIN(2))

Output Capacitance

Cout_030_Meas=Bout_030_Meas/(2*_PI*FREQUENCY)

Off Resistance

Roff_030_Meas = 1/Gout_030_Meas

Optimum Impedance and Reflection Coeff. @ f0

Zopt_030_Meas=0.28015/(2*_PI*FREQUENCY*Cout_030_Meas)*exp(j*49.0524/180*_PI)

Sopt_030_Meas=(Zopt_030_Meas-50)/(Zopt_030_Meas+50)

Mag_030_Meas=abs(Sopt_030_Meas)

Phase_030_Meas=180/_PI*angle(Sopt_030_Meas)

Figura 4.3 Ecuaciones de salida para calcular los parámetros del transistor CGH60030D.

Que nos dan como resultado los valores mostrados en la figura 4.4.

SWITCH DEFINITION (CGH60030)

Ron=0.4836

MagE1G=0.6635

R1G=10.77

Roff_1G=5360

PhaseE1G=150.9

X1G=12.41

Cout_1G=2.714

Figura 4.4 Valores de los parámetros del transistor CGH60030D.

A continuación, en la figura 4.5, observamos la característica I_{DS} , frente a V_{DS} para distintas tensiones de V_{GS} , de nuestro transistor, donde sacamos el valor R_{ON} .

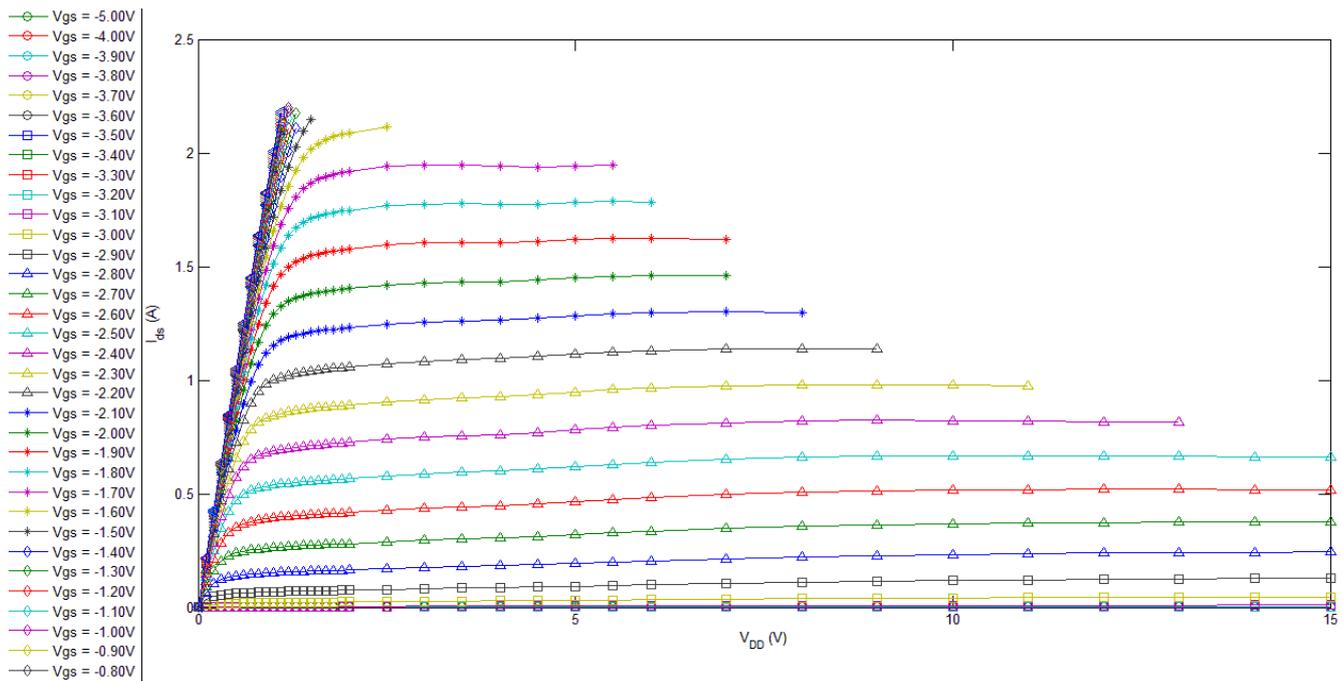


Figura 4.5 Curvas I/V del transistor CGH60030D.

Tras tener 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.

El objetivo de realizar esta simulación es observar los contornos de eficiencia y del nivel de potencia en la salida con respecto a la impedancia de la terminación óptima.

Para realizar la simulación nos servimos del esquemático mostrado en la figura 4.6, en el cual se realizará el barrido de impedancia y utilizaremos el modelo de transistor caracterizado en este apartado. La capacidad está externa en el circuito para conseguir medir la corriente que la atraviesa mediante el amperímetro 2.

En la figura 4.7 podemos ver los círculos de eficiencia y potencia en la salida del esquemático de la figura 4.6.

Podemos apreciar como el punto de impedancia óptima al fundamental está dentro del círculo de mayor eficiencia y el punto de mayor potencia en la salida un poco más alejado. Gracias a esto se puede asegurar que el punto de mayor potencia en la salida no implica que sea el punto donde tengamos más eficiencia y que nuestra impedancia óptima este en un punto intermedio de ellos dos.

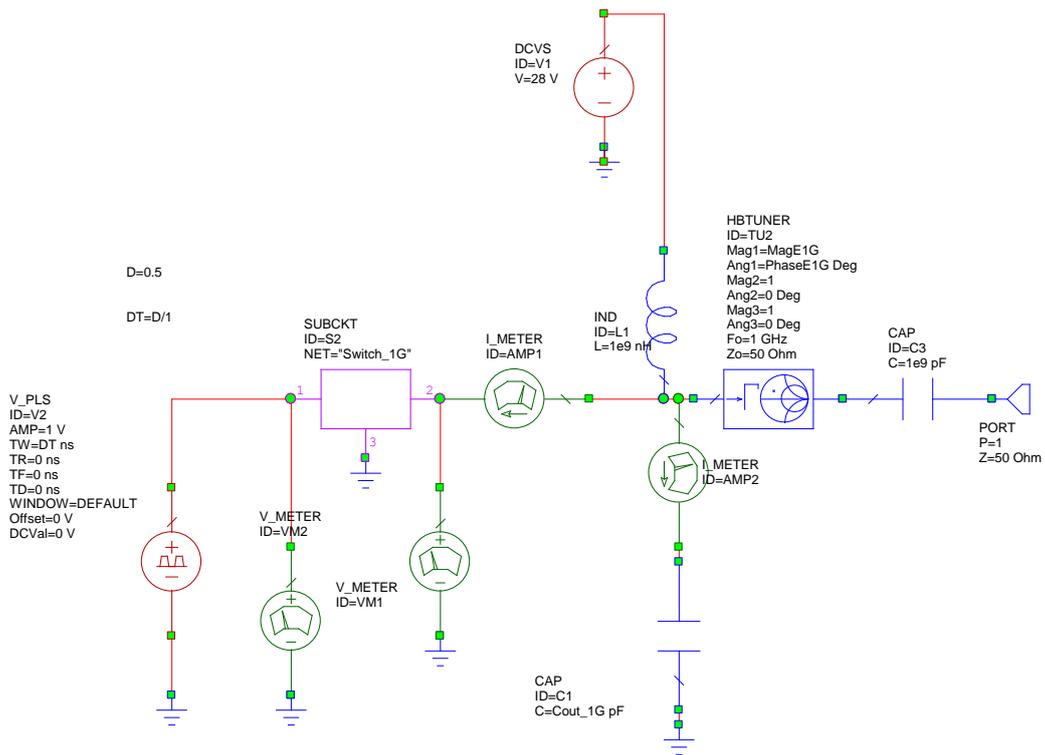


Figura 4.6 Esquemático para la simulación Load-Pull.

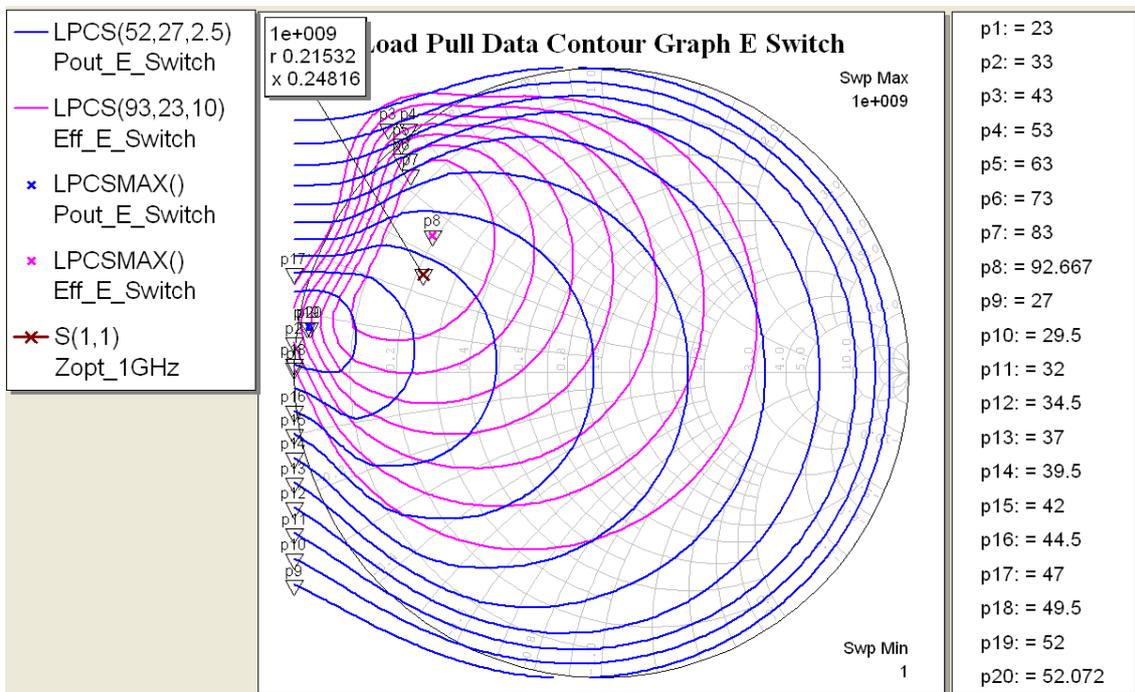


Figura 4.7 Resultado de la simulación Load-Pull.

IV.II Diseño de osciladores clase E con elementos discretos.

IV.II.I Diseño de la red de síntesis de impedancia multiarmónica.

Desde el punto de vista del diseño, nuestro proyecto intenta conseguir el desarrollo de osciladores con redes de salida básicas formadas por elementos discretos como bobinas y condensadores.

Las redes de salida básicas estarán formadas por una única bobina auto resonante con el fin de que resuene cerca del segundo y tercer armónico y los mínimos condensadores posibles de manera que nos acerquen a la reactancia deseada.

La simplicidad de nuestras redes hará que nuestros sistemas sean más eficientes por la reducción de pérdidas ocasionadas por los elementos, aunque por el contrario tendremos un peor comportamiento en términos de impedancia.

Implementaremos dos redes de salida distintas, la primera estará formada por una bobina y un condensador en serie (figura 4.8) y la segunda por una bobina en serie con dos condensadores y un condensador a masa (figura 4.9). Las bobinas utilizadas pertenecen al fabricante Coilcraft [2] mientras que los condensadores son del fabricante ATC [3].

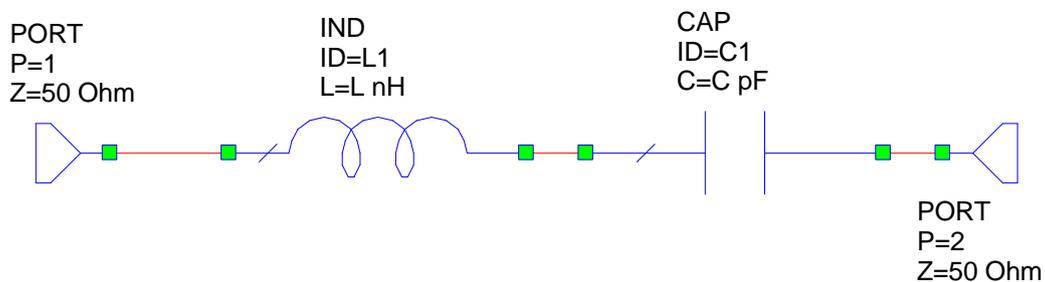


Figura 4.8 Red de salida LC.

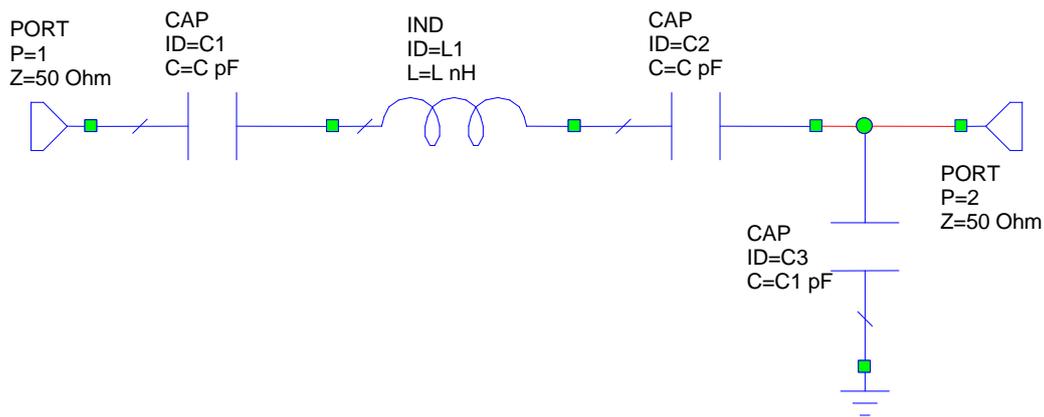


Figura 4.9 Red de salida CLC_C.

Dentro de la configuración LC, la bobina es la encargada de eliminar los armónicos superiores mientras que el condensador ajusta la reactancia deseada al fundamental.

En la configuración CLC_C, la bobina lleva los armónicos superiores al circuito abierto mientras que la combinación de condensadores se encarga de llevar la impedancia al fundamental lo más cerca posible de la impedancia óptima. El condensador conectado a masa hace aumentar la parte resistiva de la impedancia de montaje ya que sin ella nos encontraríamos muy lejos del objetivo a conseguir.

El siguiente paso consiste en encontrar los valores de las redes que se aproximen lo máximo posible a la impedancia óptima, estos valores son:

-Red LC:

Condensador: 1pF

Bobina: 12.5nH

-Red CLC_C

Condensador: 8.2pF

Bobina: 8nH

Condensado: 8.2pF

Condensador: 4.7pF

En la figura 4. 10 vemos como el comportamiento de ambas redes es muy próximo al esperado teóricamente.

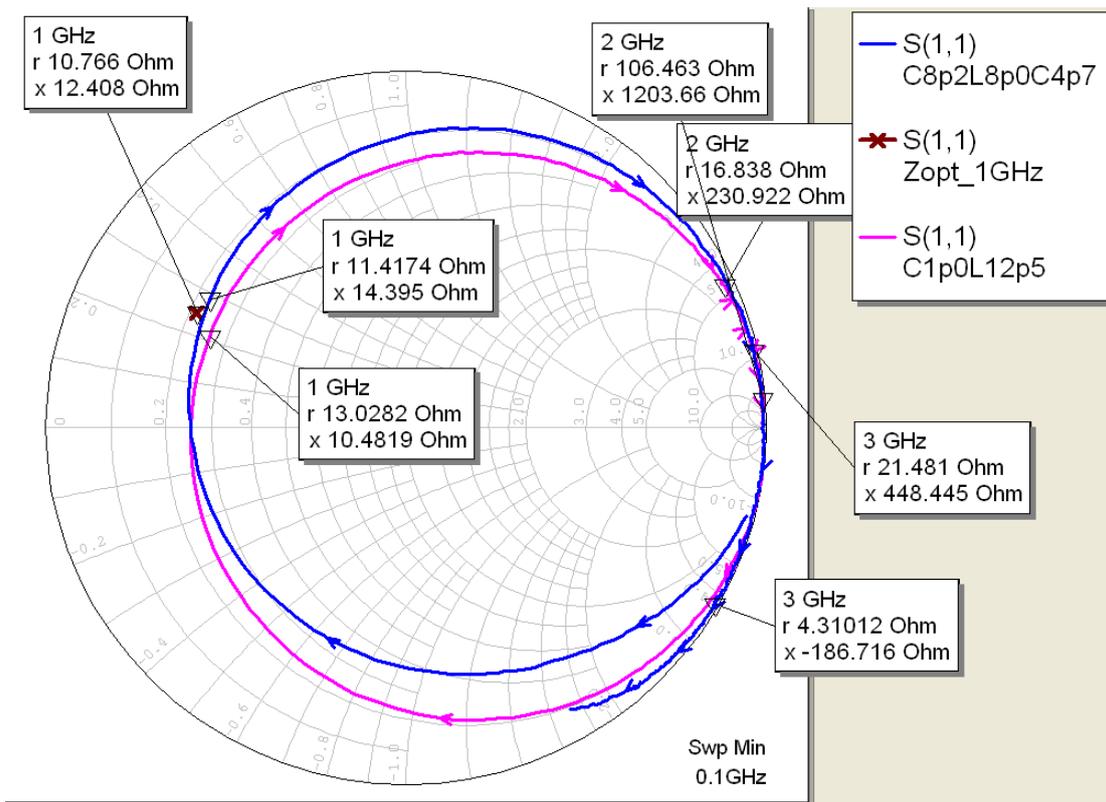


Figura 4.10 Parámetros S11 de las redes de salida.

El siguiente paso consiste en simular el comportamiento que tendría los osciladores con las redes de salida descritas mediante los esquemáticos mostrados en las figuras 4.12 y 4.13. Los resultados de las simulaciones los recogemos mediante las ecuaciones de salida mostradas en la figura 4.11

Inverter Class E LC

```
VDD_inv_E_LCreal = ClassE_PA_1G_Switch_LC_real:Re(Vcomp(DCVS.V1,0))
IDD_inv_E_LCreal = ClassE_PA_1G_Switch_LC_real:Re(Icomp(DCVS.V1,0))
RDC_inv_E_LCreal=VDD_inv_E_LCreal/IDD_inv_E_LCreal
```

Inverter Class E CLCCp

```
VDD_inv_E_CLCCpreal_real = ClassE_PA_1G_Switch_CLCCp_real_real:Re(Vcomp(DCVS.V1,0))
IDD_inv_E_CLCCpreal_real = ClassE_PA_1G_Switch_CLCCp_real_real:Re(Icomp(DCVS.V1,0))
RDC_inv_E_CLCCpreal_real=VDD_inv_E_CLCCpreal_real/IDD_inv_E_CLCCpreal_real
```

Figura 4.11 Ecuaciones de salida para simulaciones.

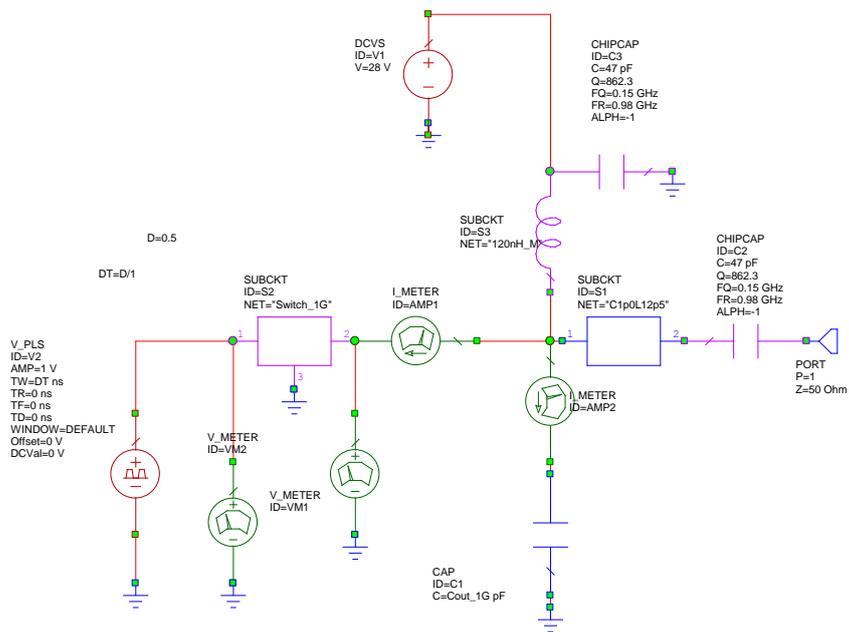


Figura 4.12 Esquemático transistor más red LC.

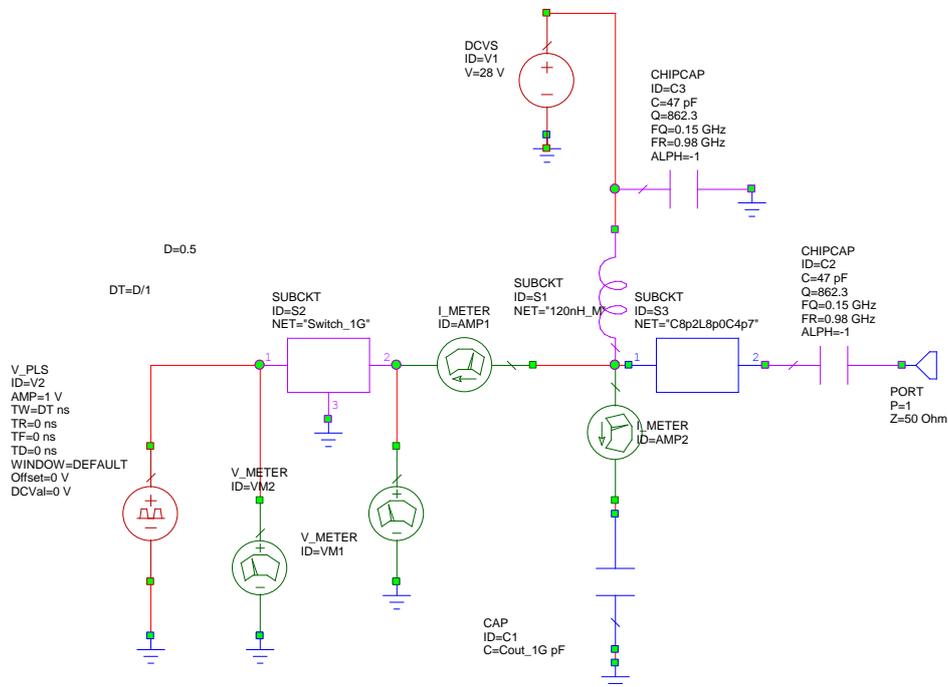


Figura 4.13 Esquemático transistor más red CLC_C.

A continuación se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas para ambas redes, donde observamos una mayor eficiencia en la red CLC_C con un valor de 81.423% frente a un 80.161%.

Frequency (GHz)	DB(Ipcomp(PORT_1... ClassE_PA_1G_Swit...	DCRF(PORT_1) ClassE_PA_1G_Swit...	Re(Eqn(RDC_inv_E... Output Equations	Re(Eqn(VDD_inv_E... Output Equations	Re(Eqn(IDD_inv_E... Output Equations
1	45.951	80.161	15.967	28	1.7536

Figura 4.14 Resultados simulación salida LC.

Frequency (GHz)	DB(Ipcomp(PORT_1... ClassE_PA_1G_Swit...	DCRF(PORT_1) ClassE_PA_1G_Swit...	Re(Eqn(RDC_inv_E... Output Equations	Re(Eqn(VDD_inv_E... Output Equations	Re(Eqn(IDD_inv_E... Output Equations
1	45.69	81.423	17.222	28	1.6258

Figura 4.15 Resultados simulación salida CLC_C.

IV.II.II Diseño de la red de adaptación de entrada.

El siguiente paso, dentro del orden lógico de diseño, es realizar la red de adaptación de entrada.

La adaptación de entrada se diseña partiendo de una bobina en serie con un condensador a masa, pero el valor, tan reducido de la bobina a utilizar hace que esta inductancia sea modelada por el tramo de línea existente ente el condensador y el transistor, haciendo finalmente, que no sea necesario poner la bobina.

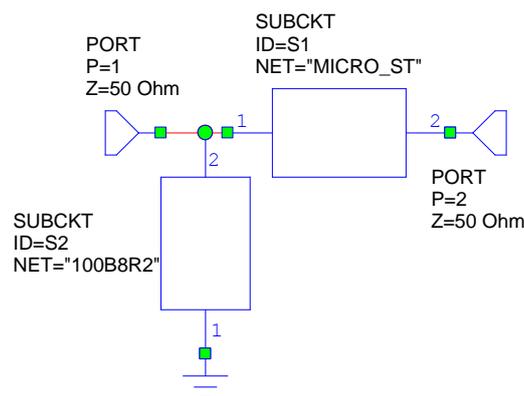


Figura 4.16 Red de adaptación de entrada.

IV.II.III Diseño de la red de polarización.

Dado que nuestro dispositivo trabaja tanto con señal en RF como con señales en continua (señales de alimentación), debemos diseñar una red de polarización (figura 4.17) que aisle ambas señales.

A la hora de diseñar estas redes debemos de tener en cuenta los siguientes requisitos:

-Los condensadores en continua deben tener un comportamiento de circuito abierto, mientras que a la señal de RF deben ser cortocircuitos.

-Las bobinas en continua deben comportarse como cortocircuito y en RF como circuitos abiertos.

Los comportamientos descritos implican el uso de componentes ideales, en la práctica escogeremos los valores más elevados de estos elementos que nos aproximen lo máximo posible al comportamiento ideal, sin escoger un valor demasiado grande cuya resonancia nos estropee el circuito.

Teniendo en cuenta estas premisas de diseño, escogemos los valores de los elementos que tengan la frecuencia de resonancia lo más cercana a nuestra frecuencia de trabajo, obteniendo:

Valor de condensador: 47 pF.

Valor de bobina: 120 nH.

Puesto que la bobina resuena a la frecuencia de 1.1 GHz.

Finalmente en el diseño de la red de polarización debemos tener en cuenta las oscilaciones a bajas frecuencias producidas por la característica del transistor que da más ganancia a frecuencias más bajas. Para eliminar estas oscilaciones colocamos una batería de condensadores, que además nos ayuda a estabilizar el circuito y conseguir un valor estable de tensión de DC.

La batería de condensadores para la polarización de baja frecuencia está formada por dos condensadores electrolíticos de 1 μ F y 10 μ F y tres condensadores cerámicos de 1 nF, 10 nF y 100 nF.

En la red de polarización de la entrada colocamos una resistencia de valor próximo a 50 ohmios para conseguir que el transistor vea esa impedancia en puerta en baja frecuencia. Esto podría hacerse de igual manera en drenador, pero la corriente que disipa la resistencia haría que decayera la eficiencia del dispositivo.

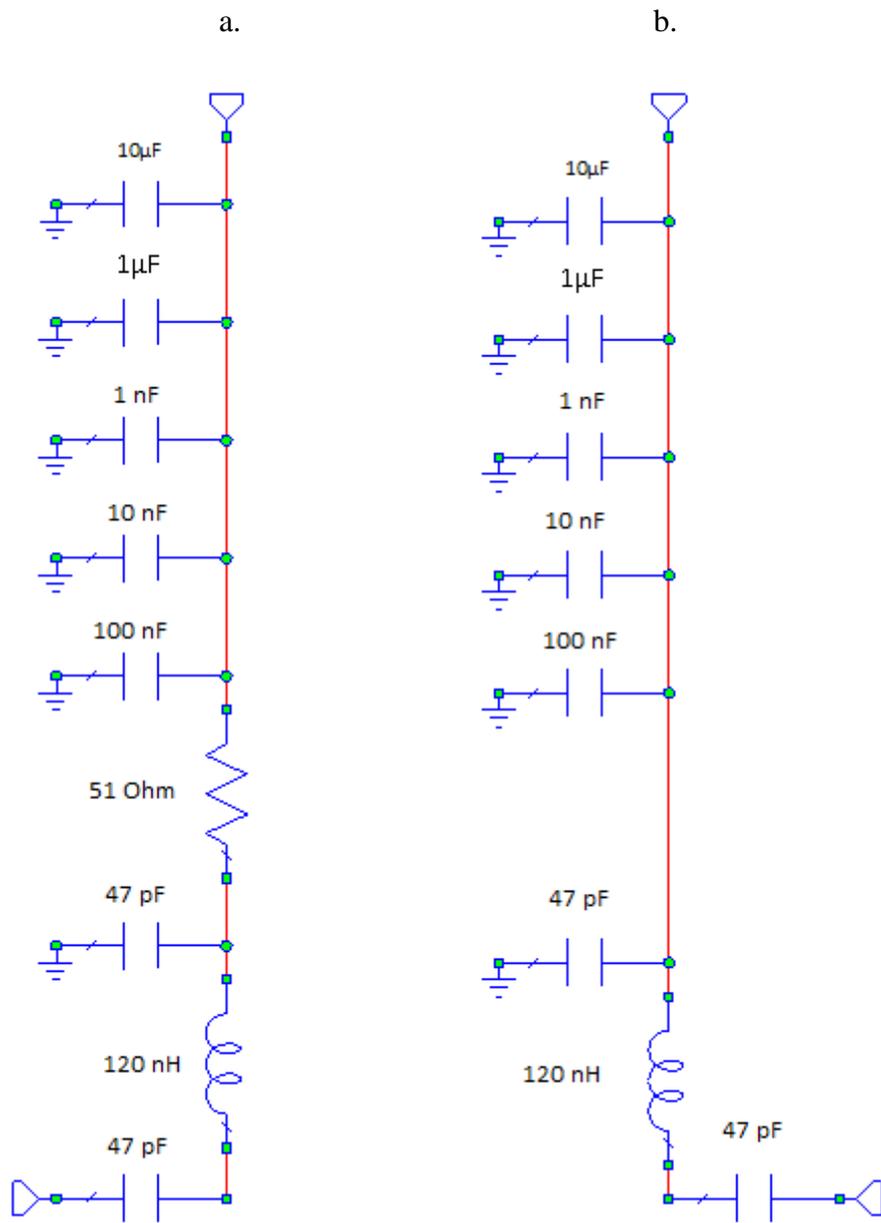


Figura 4.17 a. Red de polarización de entrada. b. Red de polarización de salida.

IV.III Realización del layout.

El último paso antes de la obtención física del circuito es la realización del layout mediante AutoCad.

Siguiendo los esquemáticos mostrados a lo largo del capítulo, insertaremos en el modelo de placa disponible las redes de síntesis de impedancia, las redes de adaptación y las redes de polarización.

En el diseño tendremos en cuenta que puede ser necesario recolocar componentes, con el fin de maximizar la eficiencia, con lo que dejaremos espacio suficiente para su realización.

Otro factor a tener en cuenta es que la red de síntesis de impedancia ha de estar lo suficientemente cerca del transistor como para anular los armónicos sin ocupar el espacio necesario para las redes de salida.

Ahora ya podemos diseñar los osciladores, figura 4.18 y 4.19, que competen el proyecto, para su posterior caracterización en el siguiente capítulo.

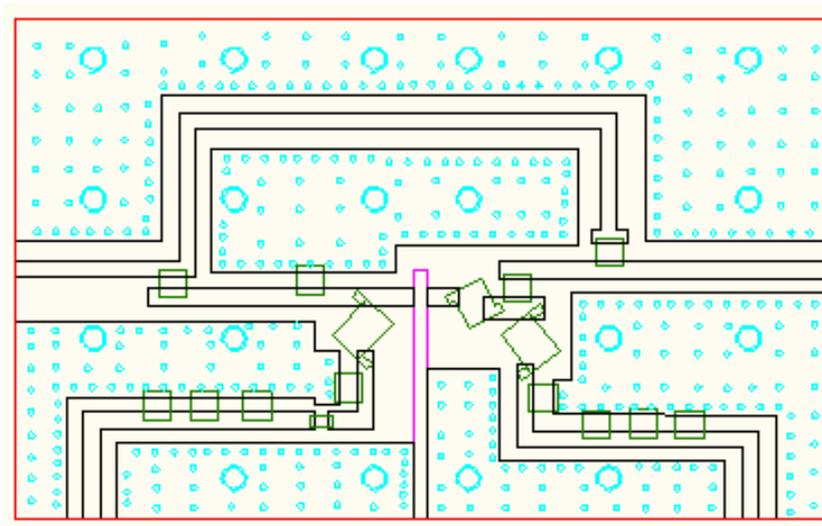


Figura 4.18 layout del oscilador con red de salida LC.

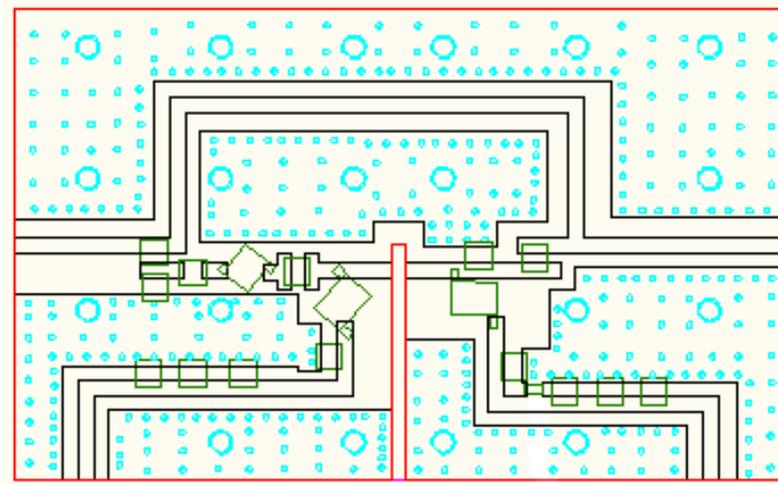


Figura 4.18 layout del oscilador con red de salida CLC_C.

IV.IV Referencias.

- [1] www.cree.com/rf/products/gan-hemts/discrete-bare-die/cgh60030d
- [2] www.coilcraft.com/smspring.cfm
- [3] www.atceramics.com/Userfiles/100b.pdf
- [4] www.arlon-med.com
- [5] M. N. Ruiz Lavín, “Convertidor resonante de potencia en RF sobre tecnología GaN HEMT”, Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2010.



Montaje y verificación de los osciladores Clase E.

Este capítulo muestra el montaje físico de los circuitos, las medidas realizadas, y la verificación de su correcto funcionamiento, como dispositivos osciladores.

La totalidad del trabajo detallado en este capítulo está centrado en el laboratorio, con lo que los diseños simulados pueden tener variaciones, que maximicen la eficiencia, para conseguir un mejor rendimiento.

El capítulo estará dividido en dos secciones; la primera muestra el trabajo realizado sobre el oscilador cuya red de salida está formada por una bobina y un condensador, y la segunda, por el oscilador que tiene como red de salida, un dispositivo formado por un condensador, bobina, condensador, y finalmente una capacidad a masa.

V.I Oscilador clase E con red de salida, bobina condensador.

Una vez realizado el layout de la placa, para su posterior fabricación, desarrollamos el montaje del dispositivo, de manera que obtenemos el circuito mostrado en la figura 5.1.

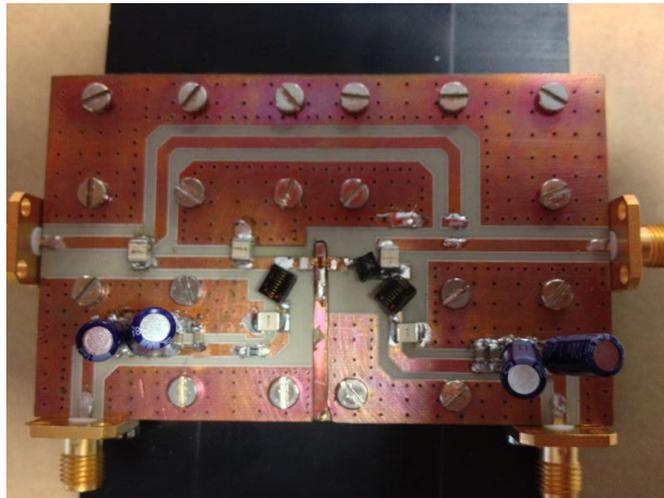


Figura 5.1 Montaje del dispositivo con red de salida LC, tras su layout.

Los valores introducidos en los elementos montados en esta placa son los valores calculados, como se mostró en el capítulo anterior, mediante simulación para obtener máxima eficiencia.

Debido a la simplicidad de las redes, pequeñas variaciones de colocación dentro de las líneas microstrip, o variaciones en los valores de capacidad pueden causar alteraciones no despreciables en la maximización de las prestaciones.

Con el fin de obtener, finalmente, la mayor eficiencia en uso, realizamos variaciones en el circuito de manera que consigamos la optimización del circuito usado como amplificador.

Para ello, desacoplamos la red de retroalimentación a la entrada, y realizamos el montaje que podemos observar en la figura 5.2.

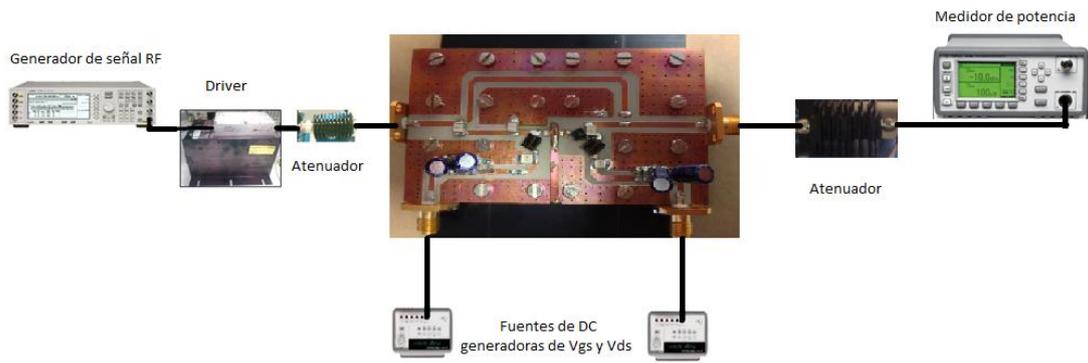


Figura 5.2 Montaje para verificación como dispositivo amplificador.

En la siguiente imagen (figura 5.3), podemos observar el montaje durante las medidas.

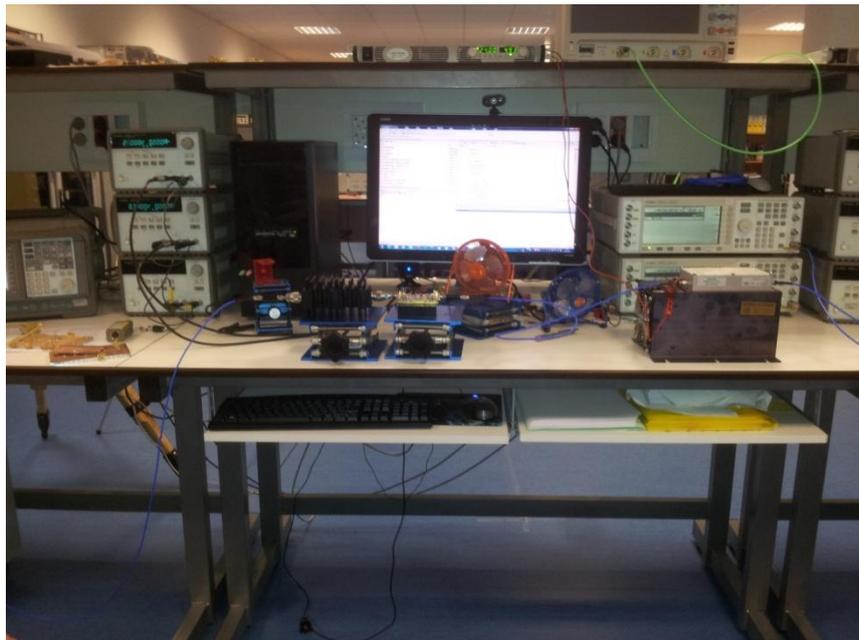


Figura 5.3 Montaje realizado en el laboratorio para obtener medidas como amplificador.

Con el fin de encontrar la máxima eficiencia comenzamos modificando la capacidad de salida dado que la eficiencia obtenida con la configuración inicial está por debajo de lo esperado. Para ello modificamos el condensador ya que la bobina tiene la frecuencia de resonancia en el punto deseado. Con un valor de 1.2 pF encontramos la eficiencia máxima del dispositivo.

A continuación modificamos el valor de la capacidad de entrada con el fin de obtener la mejor adaptación de señal a la entrada, para ello realizamos las siguientes medidas:

Tras varios cambios obtenemos:

-Condensador de entrada de 8.2 pF.

Eficiencia: 86.7623

PAE: 85.3973

-Condensador de entrada de 6.8 pF.

Eficiencia: 88.0463

PAE: 84.6297

Estos resultado los obtenemos para distintas potencias de entrada, en concreto la de 6.8 pF consigue una peor adaptación, con lo que finalmente nuestro circuito tendrá una capacidad de entrada de 8.2 pF.

Tras este cambio, observamos, en el analizador de espectros, que modificando la V_{gs} de nuestro circuito aparecen oscilaciones a bajas frecuencias indeseadas, producidas por la red de polarización. Para evitar este comportamiento, realizamos ajustes en los valores de las bobinas de dichas redes dándonos los siguientes resultados.

-Bobina de 43 nH en la red de polarización de puerta y de 120 nH en la red de polarización de drenador.

Para una potencia de RF de entrada de 27 dBm, obtenemos:

P_{out} : 29.42 w

P_{dc} : $28.003 \cdot 1.258 = 35.227$ w

Eficiencia: 83.51

Con esta configuración observamos unos valores más que aceptables de eficiencia y constatamos que no se producen oscilaciones indeseadas con variaciones de V_{gs} .

El siguiente paso consiste en hacer trabajar el dispositivo como oscilador de clase E.

Para ello, modificamos la placa de manera que ahora la entrada no sea externa sino que, como vemos en la figura 5.4, provenga de la rama de retroalimentación.

Para ello la muestra que cogemos de la red de salida, debe ser lo suficientemente pequeña como para que el producto del valor de ganancia del dispositivo multiplicado con la muestra obtenida sea 1, como vimos en el capítulo 3.

Con el fin de obtener este requerimiento utilizamos un condensador de 0.1 pF en serie con uno de 0.2 pF para obtener la muestra que consiga hacer oscilar al dispositivo.

Finalmente, conseguimos observar la oscilación a la frecuencia deseada, a la frecuencia de 1 GHz, sin embargo, esta oscilación aparece enmascarada junto con otra oscilación que se encuentra en torno a la frecuencia de 670 MHz. Para evitar esta oscilación basta con colocar un filtro paso alto a una frecuencia, por ejemplo de 750 MHz, el cual queda implementado en la rama de retroalimentación mediante dos condensadores en serie de valor, 3.9 pF y una bobina a masa de 5.6 nH, tal y como se puede observar en la figura 5.4.

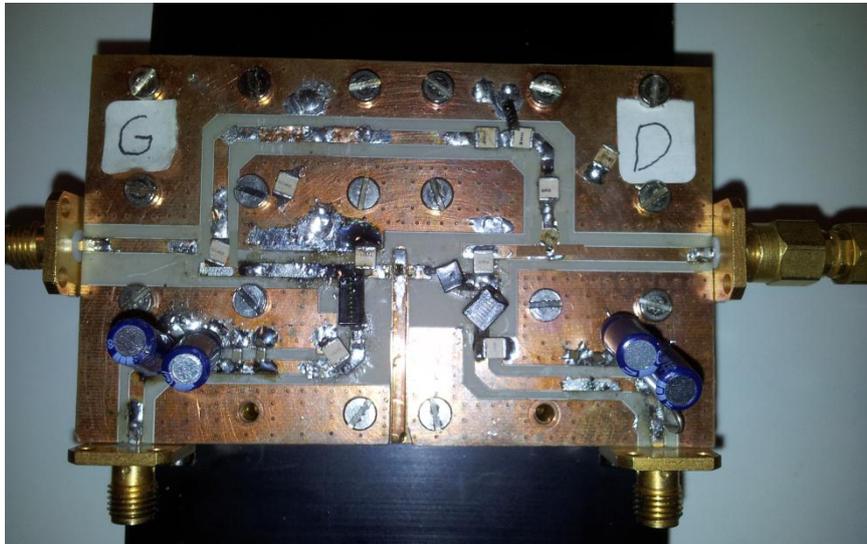


Figura 5.4 Oscilado con red de salida LC.

Una vez tenemos ya nuestro oscilador funcionando correctamente, pasamos a caracterizarle tomando todas las medidas que estimamos oportunas.

El oscilador será caracterizado para dos tensiones de drenador fijas (22V y 28V) y representaremos, para ambas, la relación de la frecuencia frente a la variación de la tensión de puerta (figuras 5.5 y 5.8) y la variación de la eficiencia (figuras 5.6 y 5.9) y la potencia de salida (figuras 5.7 y 5.10) respecto a un barrido en frecuencia del oscilador.

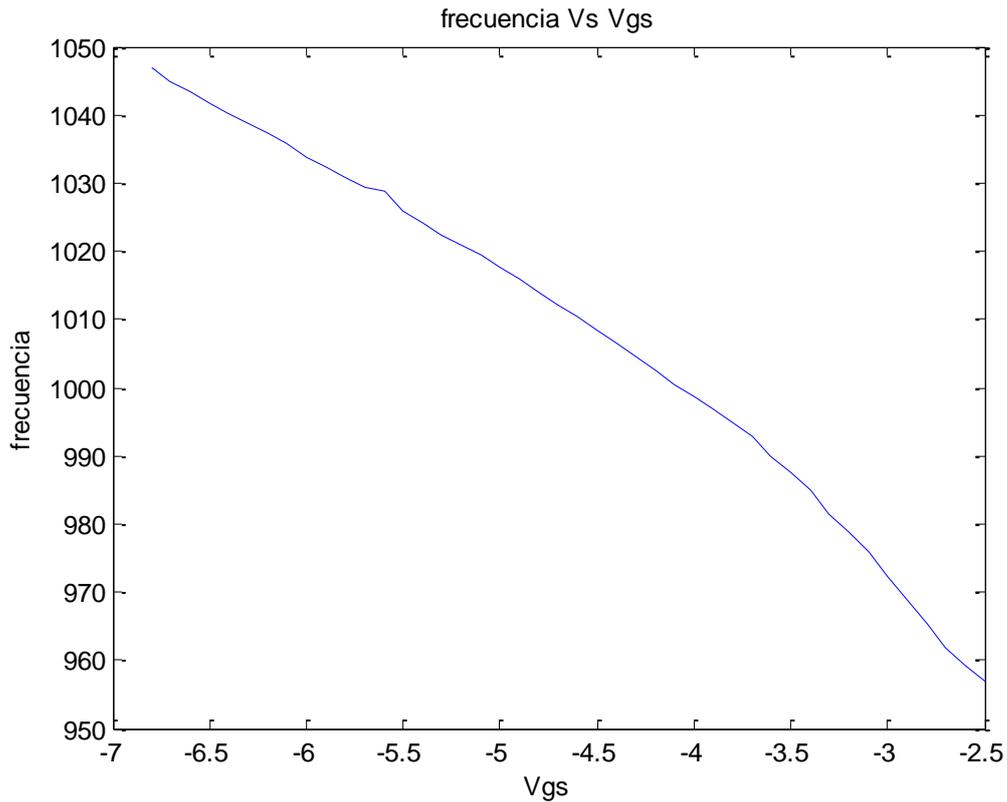


Figura 5.5 Frecuencia de oscilación respecto a la tensión de puerta ($V_{dd}=22V$).

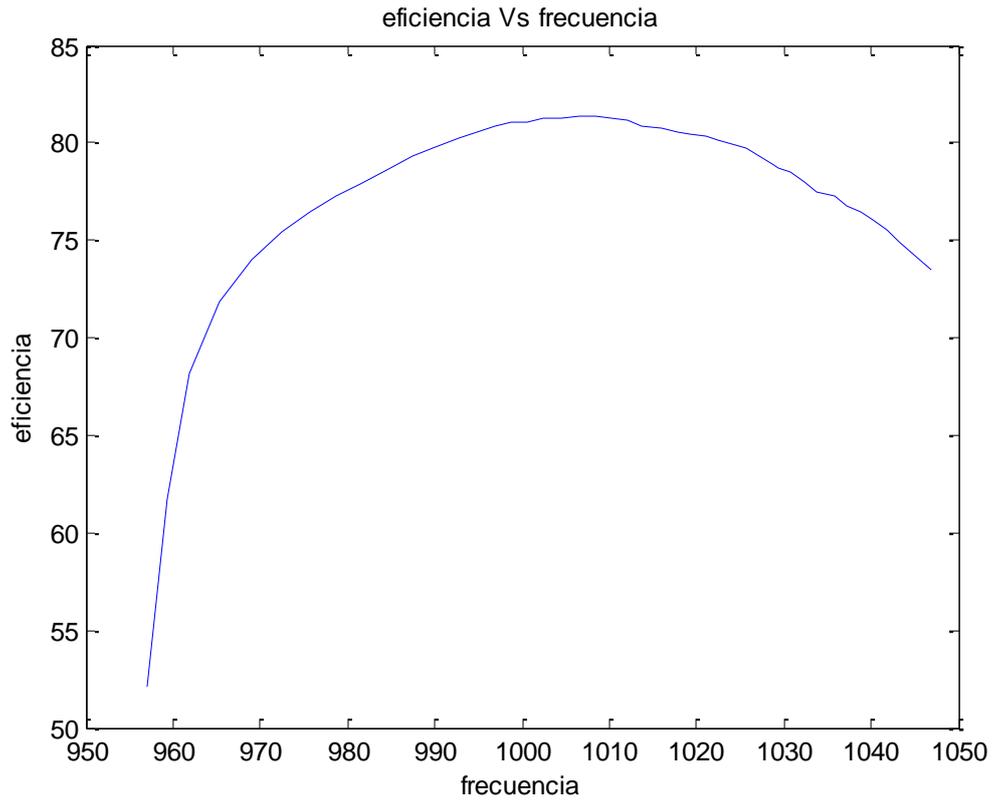


Figura 5.6 Eficiencia respecto a la frecuencia de oscilación ($V_{dd}=22V$).

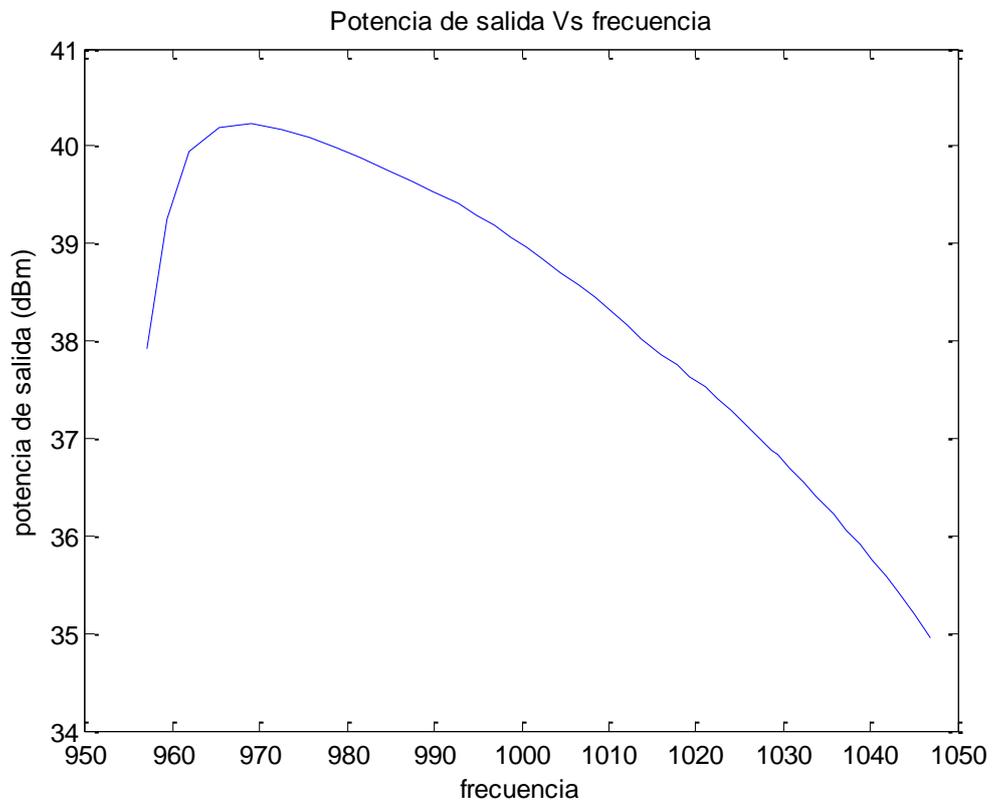


Figura 5.7 Potencia de salida respecto a la frecuencia de oscilación ($V_{dd}=22V$).

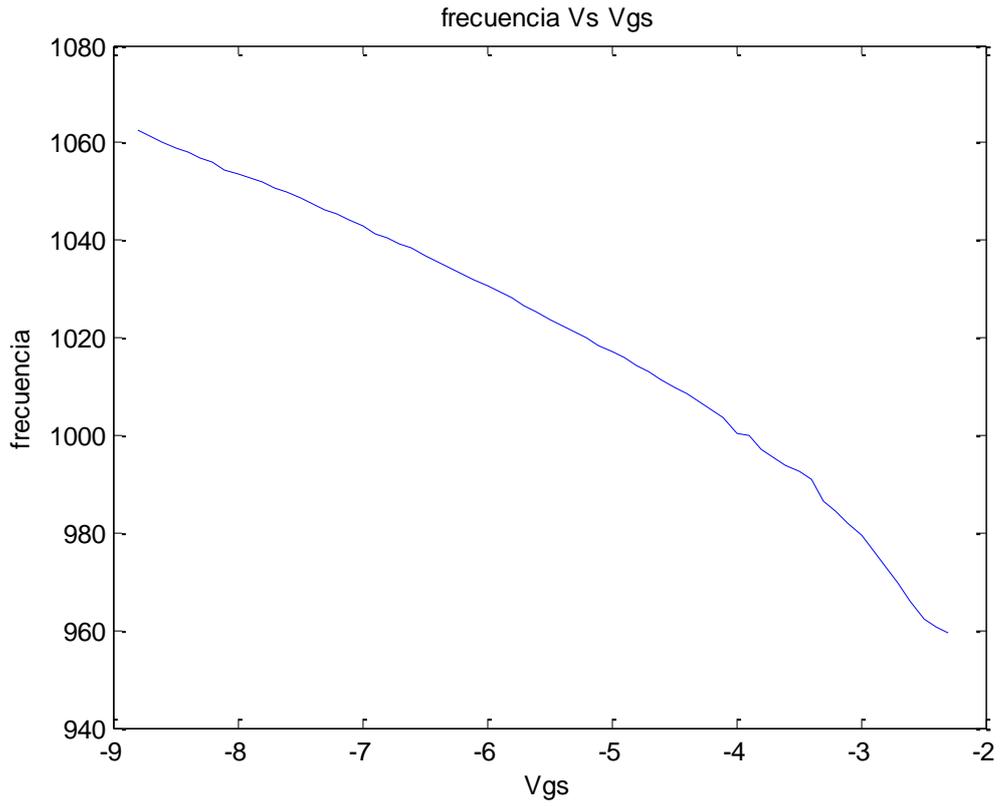


Figura 5.8 Frecuencia de oscilación respecto a la tensión de puerta ($V_{dd}=28V$).

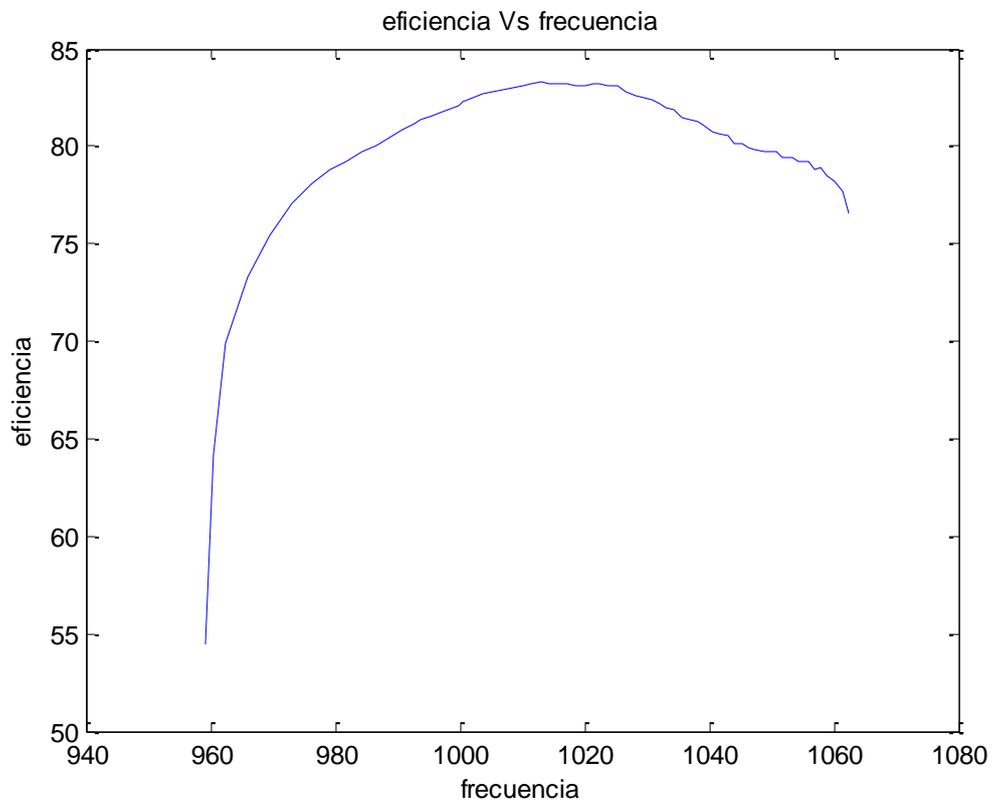


Figura 5.9 Eficiencia respecto a la frecuencia de oscilación ($V_{dd}=28V$).

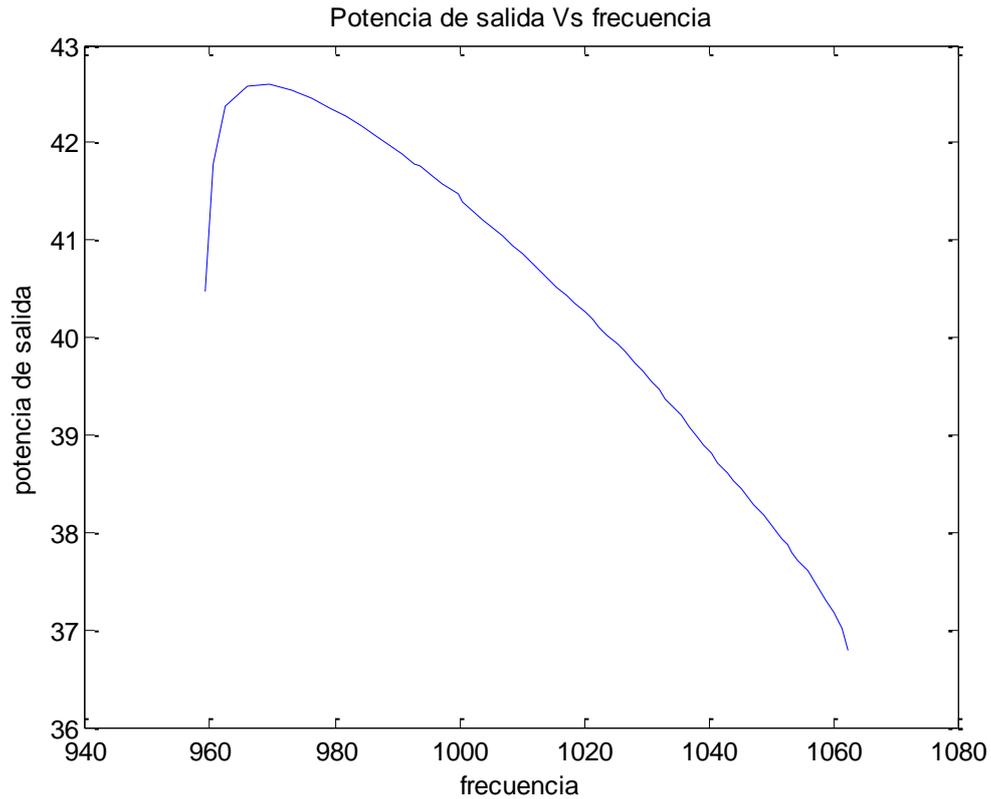


Figura 5.10 Potencia de salida respecto a la frecuencia de oscilación (Vdd=28V).

También resulta interesante tener una muestra de la variación de la frecuencia (figura 4.11), eficiencia (figura 4.12) y tensión de salida (figura 4.13) respecto a la variación de la tensión de drenador. Para ello fijamos la tensión de puerta en el valor en el cual la oscilación sale centrada en la frecuencia de 1 GHz (-3.96V) para una tensión inicial de drenador de 28V.

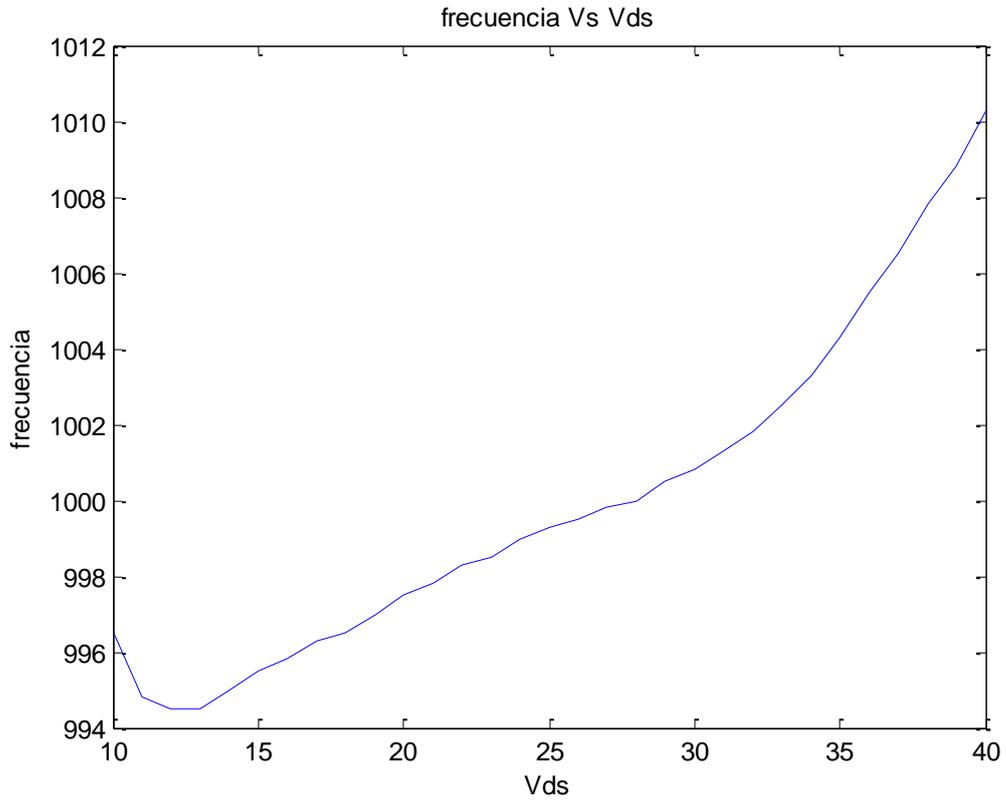


Figura 5.11 Frecuencia frente a la variación de Vdd ($V_{gs}=-3.96$ V).

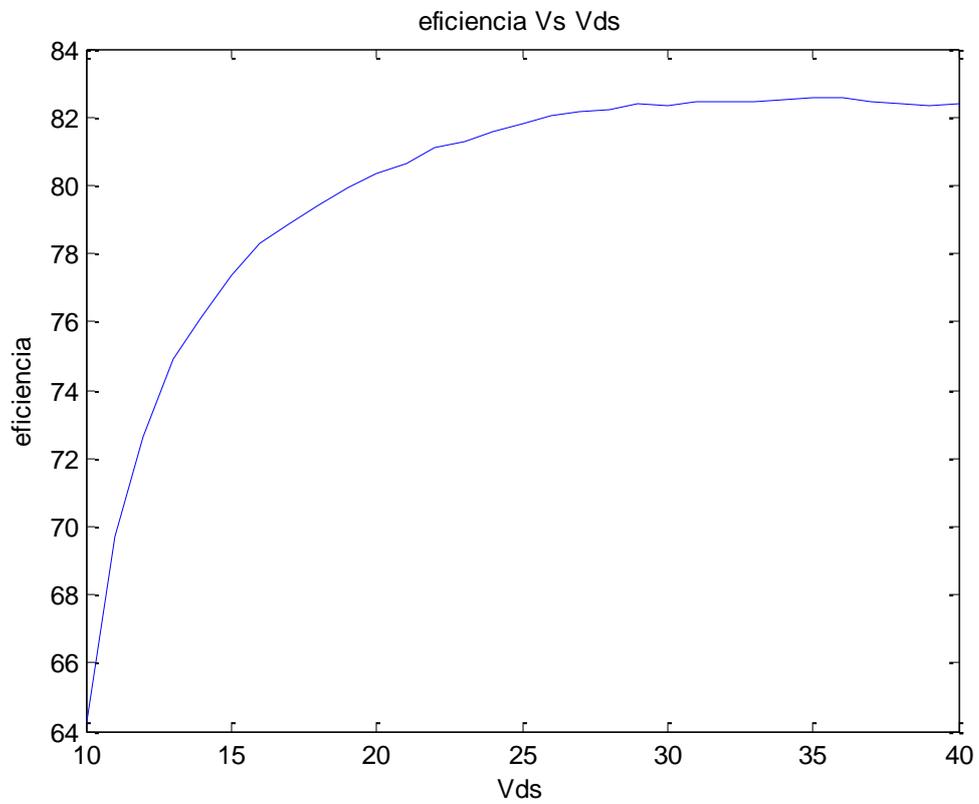


Figura 5.12 Eficiencia frente a la variación de Vdd ($V_{gs}=-3.96$ V).

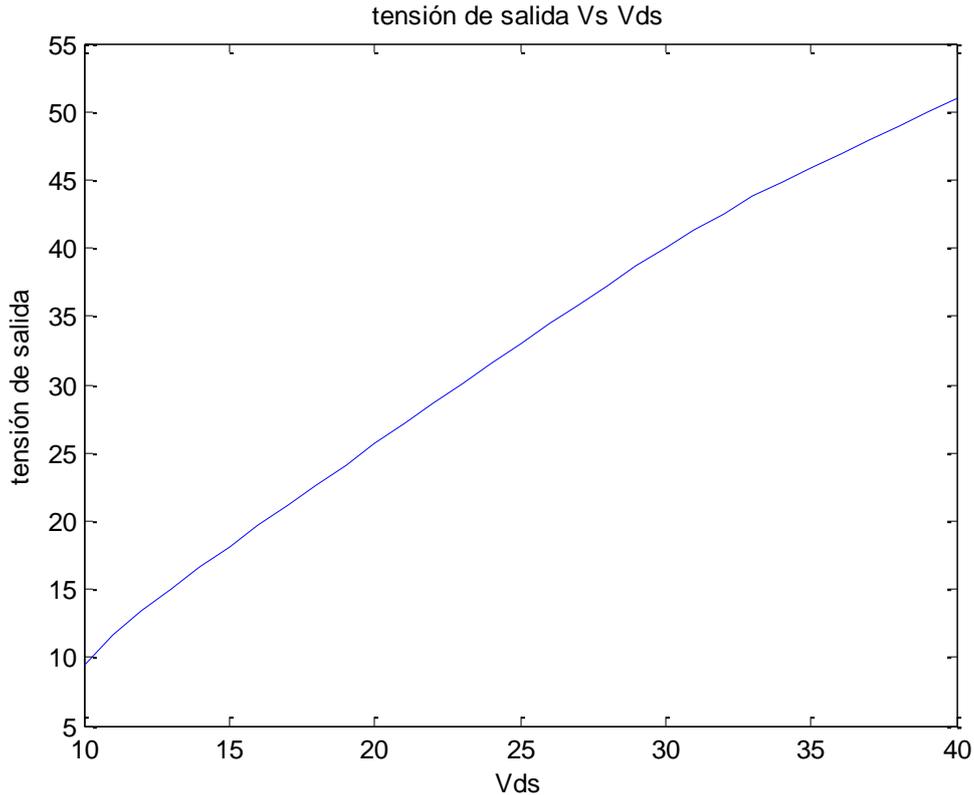


Figura 5.13 Tensión de salida frente a la variación de Vdd ($V_{gs} = -3.96$ V).

Observamos en esta última gráfica como la tensión de salida varía linealmente con la tensión V_{dd} .

Aunque para los objetivos requeridos en este proyecto no necesitamos conseguir un ruido de fase sobresaliente, realizamos a continuación su medida puesto que resulta una característica muy importante en la caracterización de este tipo de dispositivos.

El ruido de fase, al superponerse a la oscilación en elementos no lineales, provoca un fenómeno llamado mezclado recíproco, que ocasiona componentes espurios en la señal que degradan su calidad. Debido a las sucesivas amplificaciones, el ruido puede llegar a tapar la señal útil, con lo que se demuestra la importancia de que la señal de oscilación sea lo más limpia posible. El ruido de fase se mide mediante la relación de la densidad de potencia del ruido alrededor de la frecuencia central con respecto a la potencia de la señal, expresada en dBc/Hz.

Realizamos el siguiente montaje (figura 5.14), y nos da un ruido de fase como el mostrado en la figura 5.15.

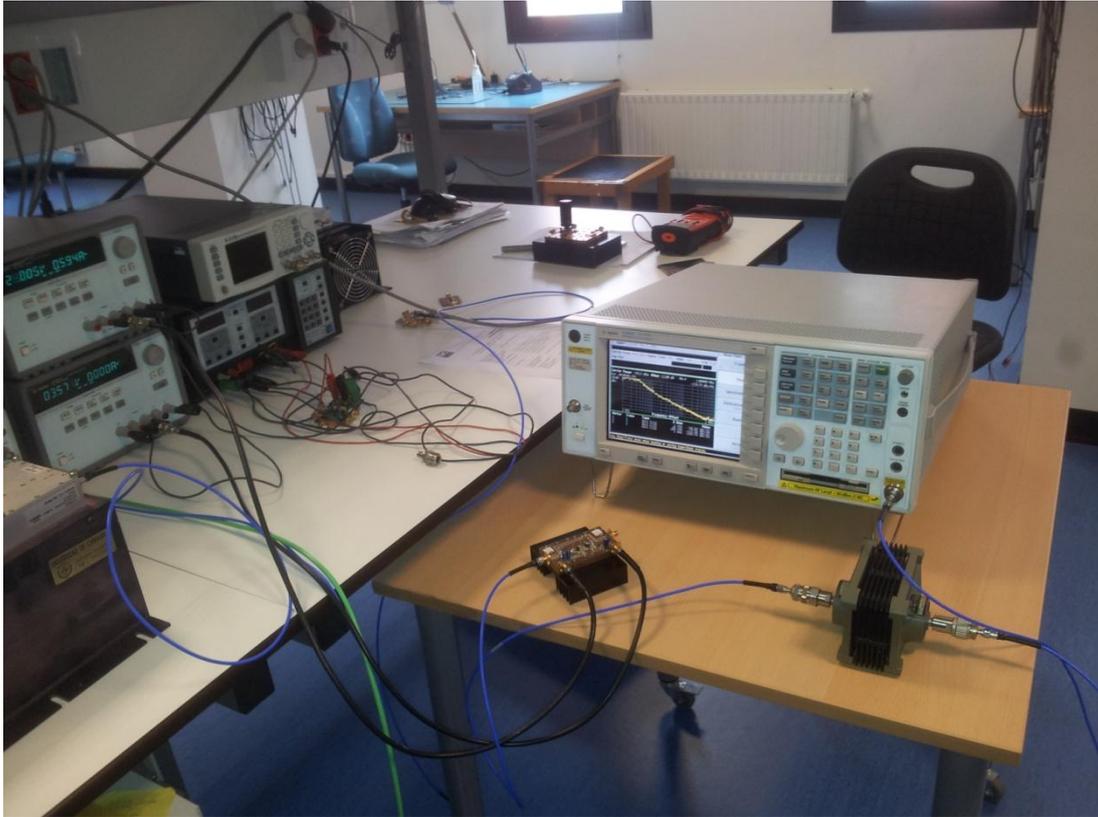


Figura 5.14 Montaje de medida para ruido de fase.

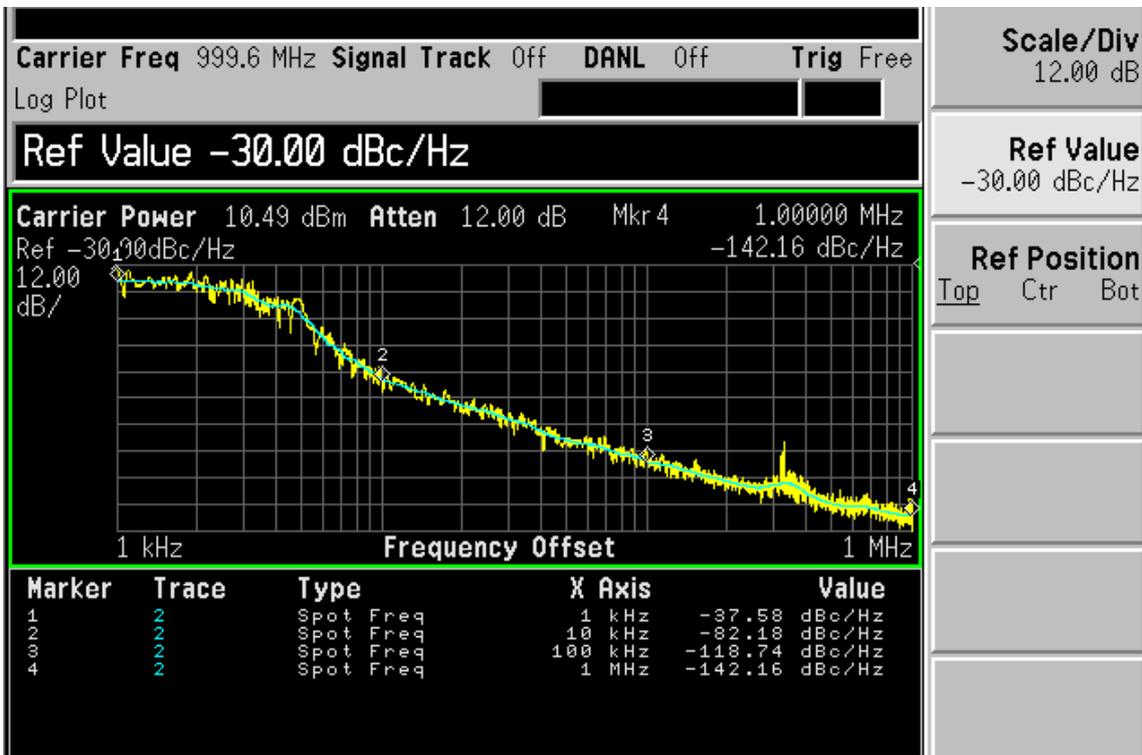


Figura 5.15 Medida de ruido de fase del oscilador con red de salida LC.

Como podemos observar en la figura 5.15, el ruido de fase debe caer, por lo menos, 30 dBc por cada década, sobre todo en el rango entre 100 KHz y 1 MHz, en donde tenemos una caída superior, con lo que resaltamos unos valores satisfactorios en ruido de fase, aún sin ser objetivo del proyecto.

V.II Oscilador clase E con red de salida, condensador bobina condensador, condensador a masa.

El proceso de caracterización para esta configuración es idéntico al anterior con lo que mostraremos los valores finales obtenidos de forma manual que maximizan la eficiencia del oscilador.

Las redes de polarización quedan iguales que en el modelo anterior, es decir, con la bobina de 43 nH en puerta, para eliminar las oscilaciones de baja frecuencia.

La capacidad de entrada tendrá un valor de 15 pF, que ofrece la mejor adaptación.

El condensador escogido para recoger la muestra de la señal es en este caso 0.2 pF.

La red de salida queda determinada por:

Condensadores en serie: 5.6 pF.

Condensador a masa: 3.9 pF.

Bobina en serie: 8 nH.

Quedando el oscilador como se muestra en la figura 5.14.

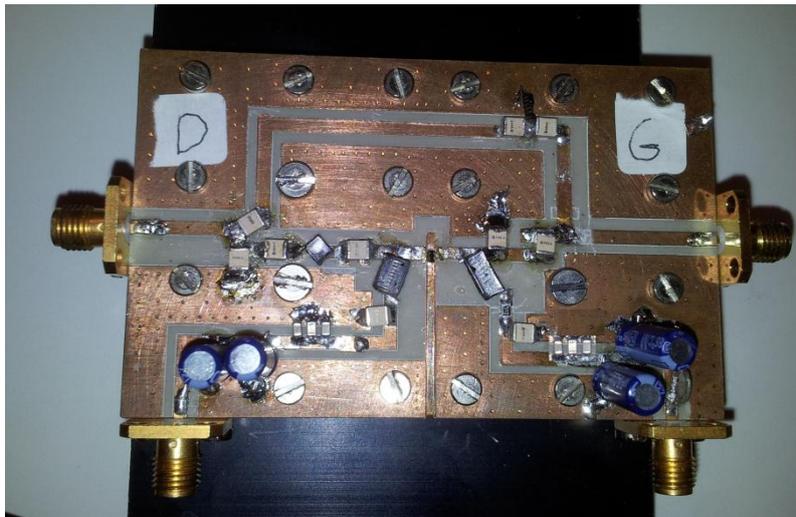


Figura 5.16 Oscilador con red de salida CLC_C.

Ahora pasamos a tomar las medidas como en el modelo anterior, resultando las siguientes gráficas:

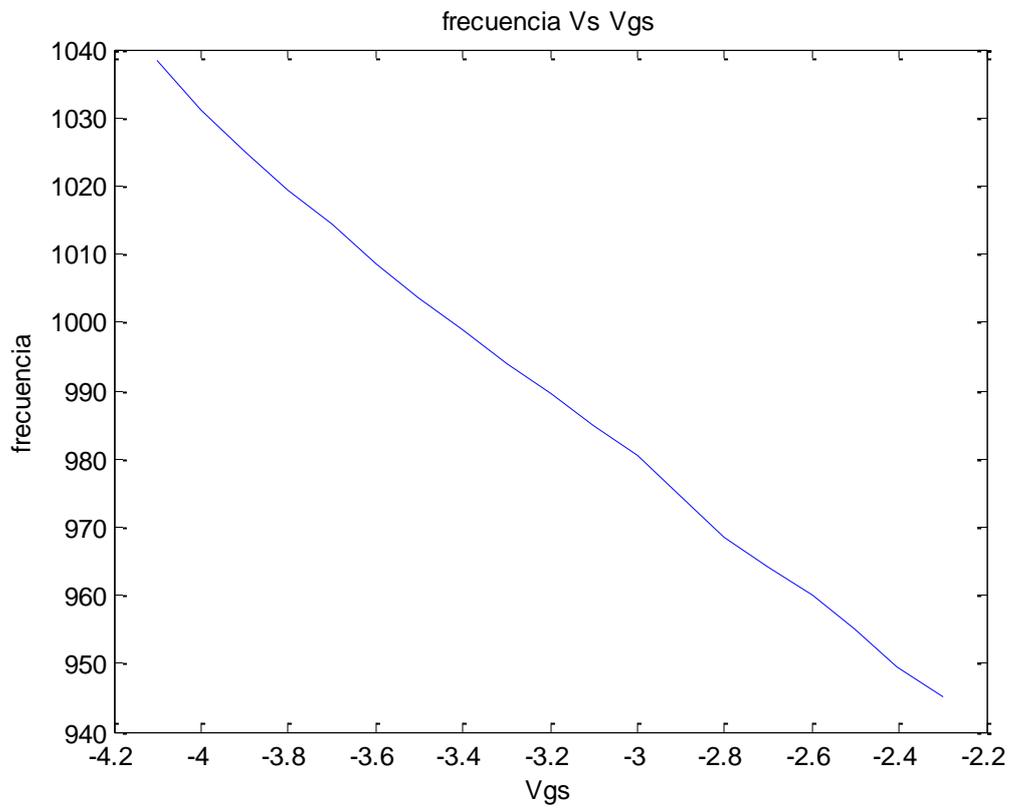


Figura 5.17 Frecuencia de oscilación respecto a la tensión de puerta ($V_{dd}=22V$).

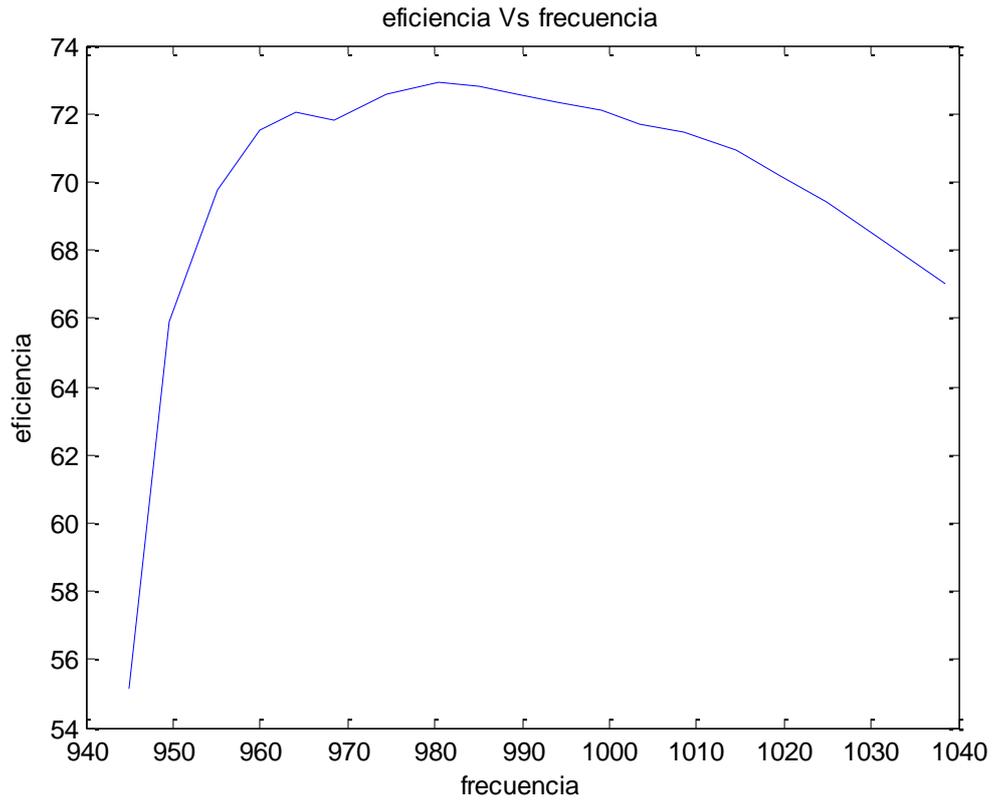


Figura 5.18 Eficiencia respecto a la frecuencia de oscilación (Vdd=22V).

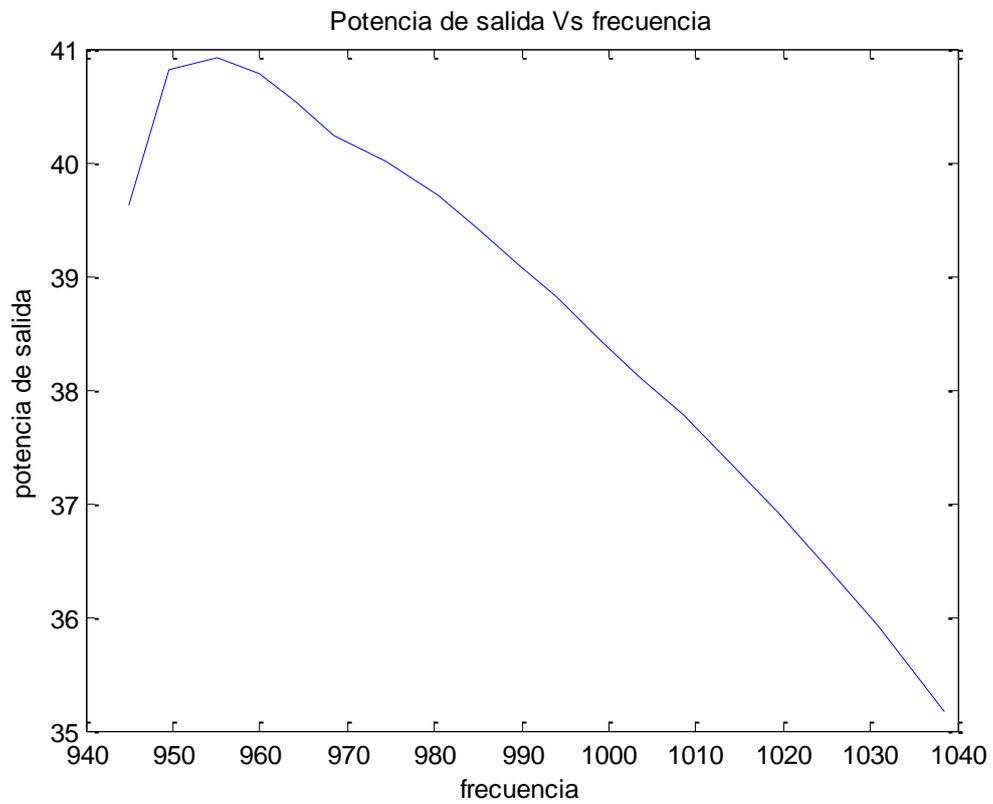


Figura 5.19 Potencia de salida respecto a la frecuencia de oscilación (Vdd=22V).

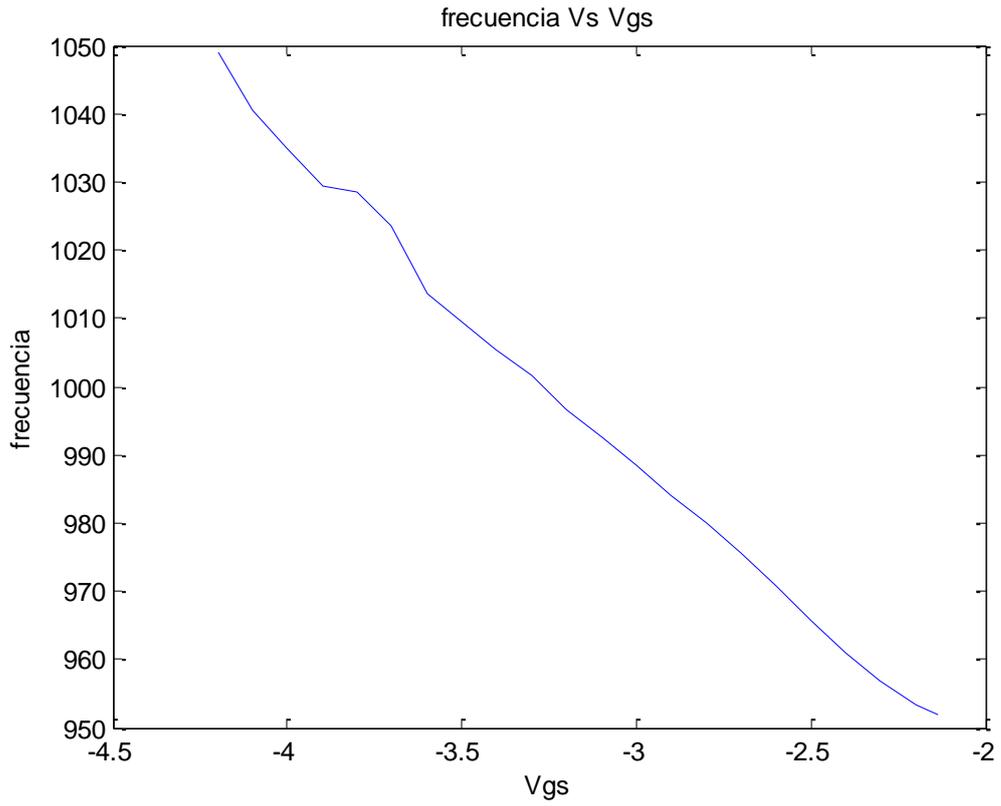


Figura 5.20 Frecuencia de oscilación respecto a la tensión de puerta ($V_{dd}=28V$).

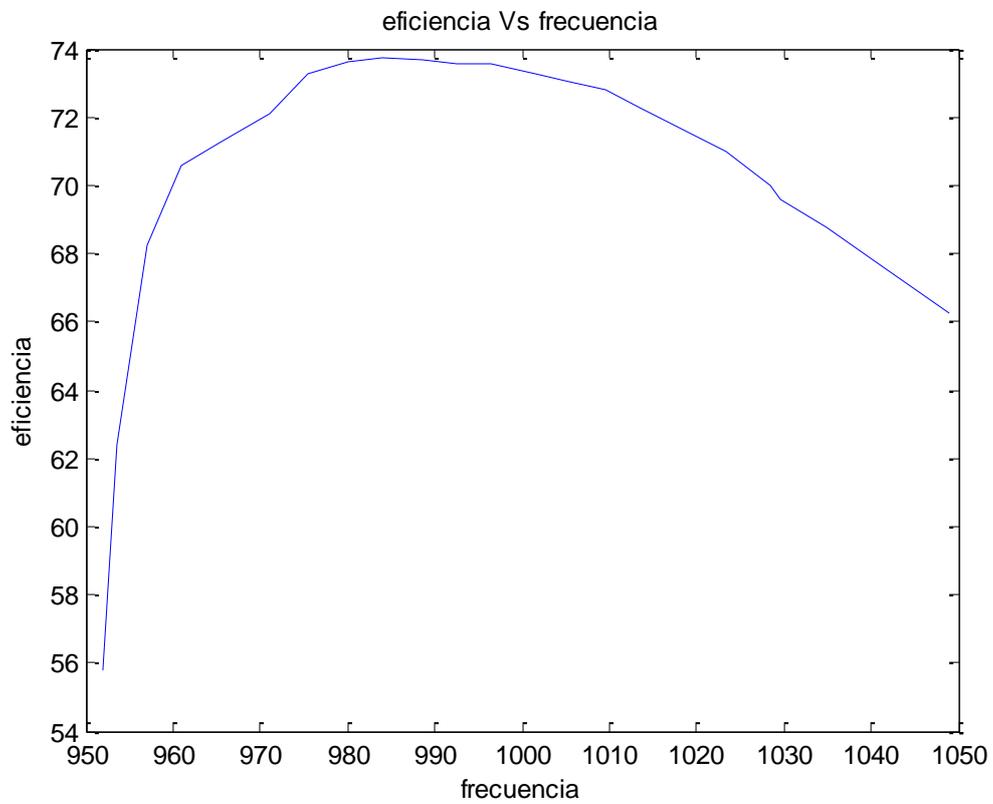


Figura 5.21 Eficiencia respecto a la frecuencia de oscilación ($V_{dd}=28V$).

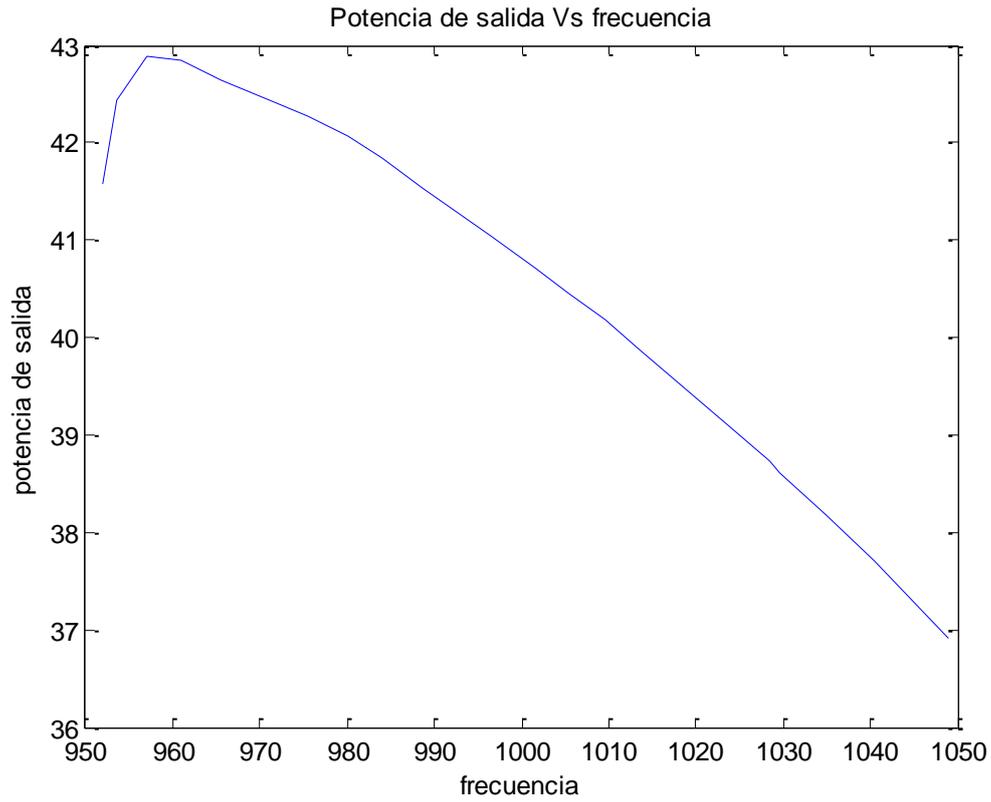


Figura 5.22 Potencia de salida respecto a la frecuencia de oscilación ($V_{dd}=28V$).

Como podemos observar en las medidas realizadas, esta configuración tiene una eficiencia inferior a la del dispositivo anterior, al igual que la potencia de salida.

Y finalmente las gráficas respecto a la tensión de drenador (-4.32V):

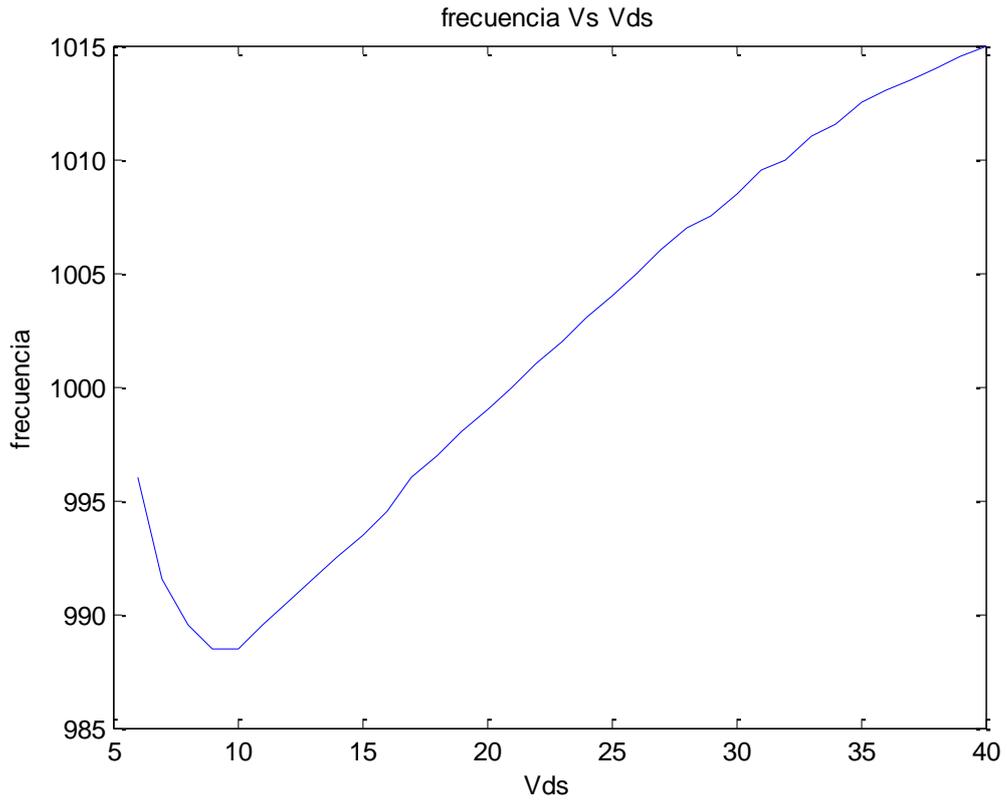


Figura 5.23 Frecuencia de oscilación respecto a la tensión de drenador ($V_{gs}=-4.32V$).

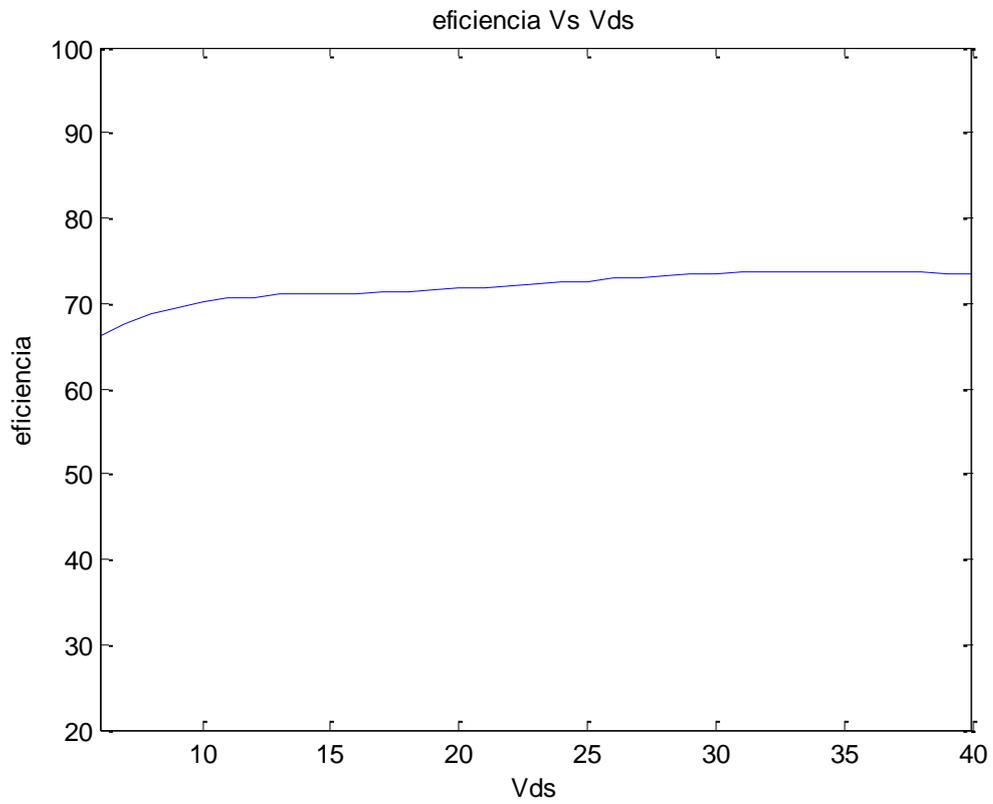


Figura 5.24 Eficiencia respecto a la tensión de drenador ($V_{gs}=-4.32V$).

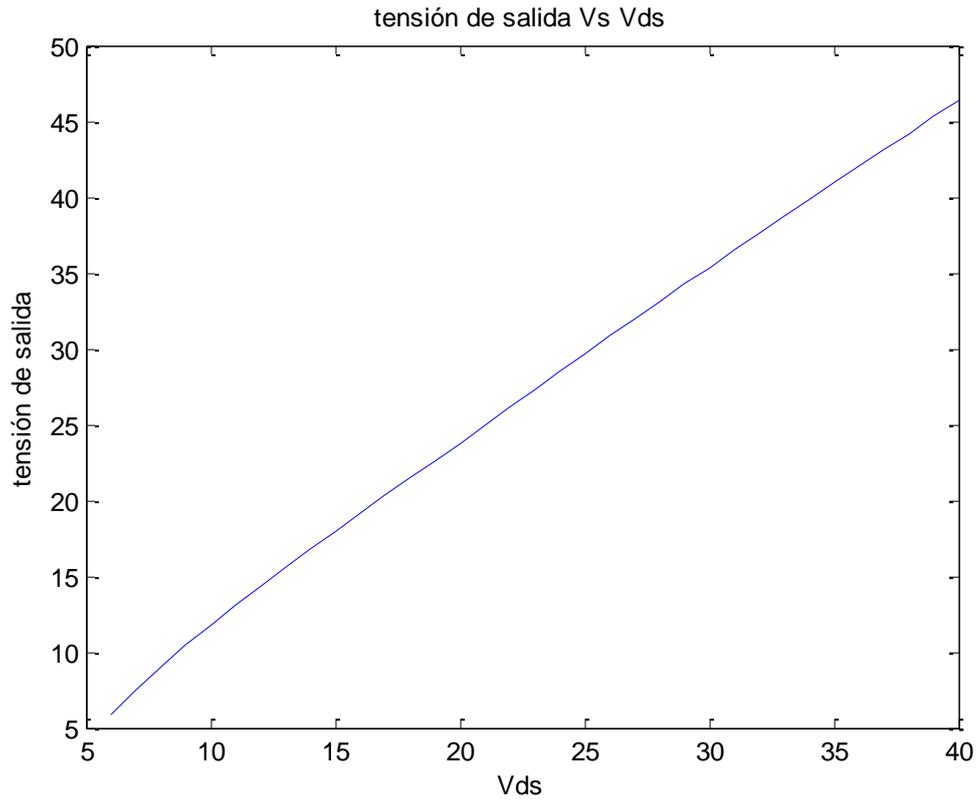


Figura 5.25 Tensión de salida respecto a la tensión de drenador ($V_{gs}=-4.32V$).

Finalmente medimos el ruido de fase del dispositivo obteniendo mejores resultados que en el caso anterior, al superar los 35 dBc/Hz en la zona de interés, a pesar de no ser esta característica fundamental en nuestras aplicaciones.

VI

Conclusiones y líneas futuras de trabajo.

En este capítulo exponemos las conclusiones inmediatas del proyecto y su comparación con otros osciladores diseñados. De igual manera se exponen las líneas futuras de trabajo que se desprenden directamente del trabajo realizado.

VI.I Conclusiones.

Finalizado todo el proceso de creación de los osciladores podemos concluir que el oscilador formado por la red de salida LC es más eficiente debido a la circuitería más simple que consigue unas pérdidas de potencia inferiores, mientras que si lo que buscamos es estabilidad, y teniendo en cuenta que trabaja con una eficiencia superior al 70%, valor más que suficiente para la mayoría de las aplicaciones, nos decantaríamos por la red de salida CLC_C.

Al trabajar con transistores en die, cabe mencionar también que tiene un montaje muy sofisticado y que cualquier variación el proceso de montaje puede variar en unos puntos la eficiencia obtenida.

A continuación mostraremos una tabla (tabla 1) indicando el estado del arte para osciladores a distintas frecuencias, como conclusión comparativa.

Frecuencia oscilación	Potencia de salida	Eficiencia	Referencia
800 KHz	1.19 W	86%	1
2 MHz	3 W	95%	2
410 MHz	67 W	69%	3
770 MHz	12.6 W	88.58%	4
1 GHz	13.79 W	82.33%	Este proyecto(LC)
1 GHz	12.71 W	73.54%	Este proyecto (CLC_C)
1.6 GHz	0.25 W	67%	5
2.45 GHz	47.9 W	58 %	6
4.4 GHz	0.004 W	43%	7
5 GHz	0.47 W	56%	8

Tabla 1. Estado del arte en osciladores.

Observando el estado del arte en este tipo de osciladores vemos que tienen una gran eficiencia superada solamente por osciladores que trabajan a una frecuencia de oscilación bastante inferior mientras que tienen mayor eficiencia que los que trabajan por encima de su frecuencia de oscilación.

VI.II Líneas futuras de trabajo.

Del trabajo desarrollado en este proyecto se desprenden varias líneas futuras de trabajo.

La segunda línea de trabajo que se deriva es la implementación de un convertidor clase E², usando los diseños realizados. Para mostrar su funcionamiento hemos realizado una prueba utilizando la configuración CLC_C oscilando conectado a una configuración del dispositivo con red de salida LC en modo rectificador, tal y como muestra la figura 6.1.

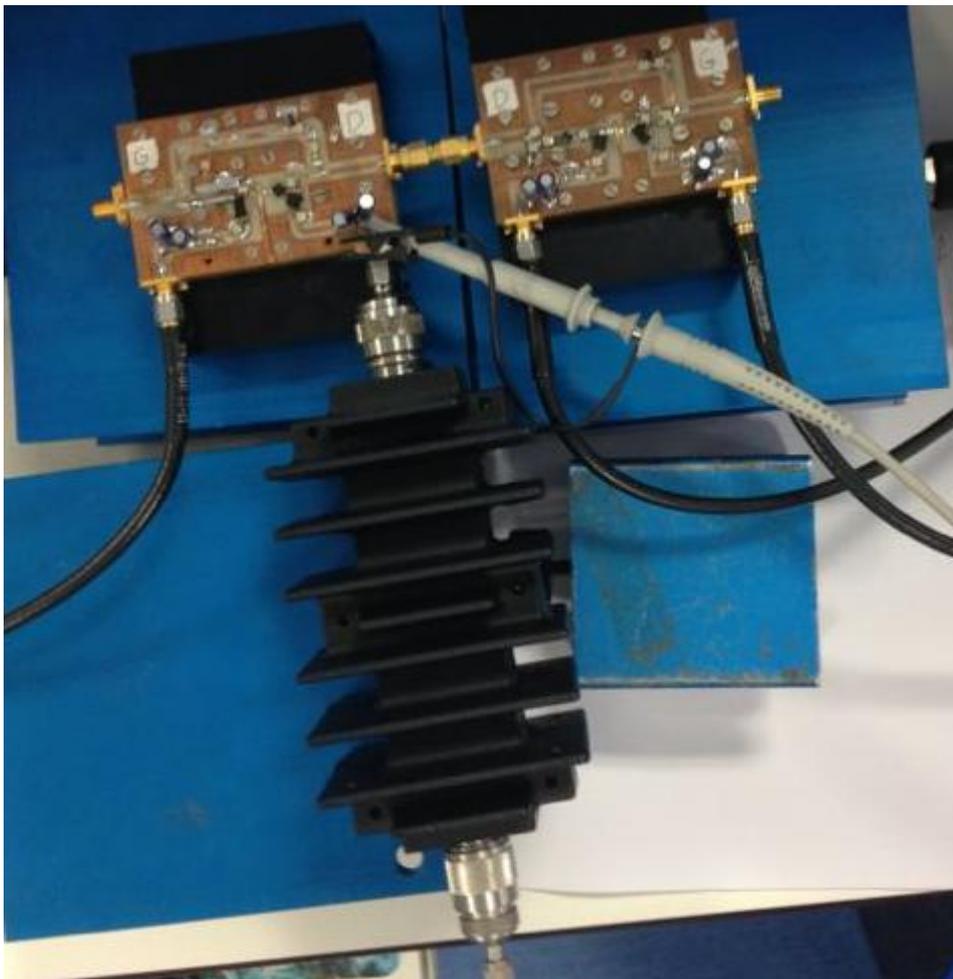


Figura 6.1 Esquema de montaje de convertidor clase E2.

A partir del montaje descrito tomamos las medidas oportunas de manera que podamos hacer una caracterización del convertidor para contrastar su futura implementación en un dispositivo físico.

Tomaremos medidas de la eficiencia y tensión de salida respecto al barrido de la tensión de drenador (figura 6.2), y de la tensión de salida (figura 6.3) y eficiencia (figura 6.4) respecto a la frecuencia.

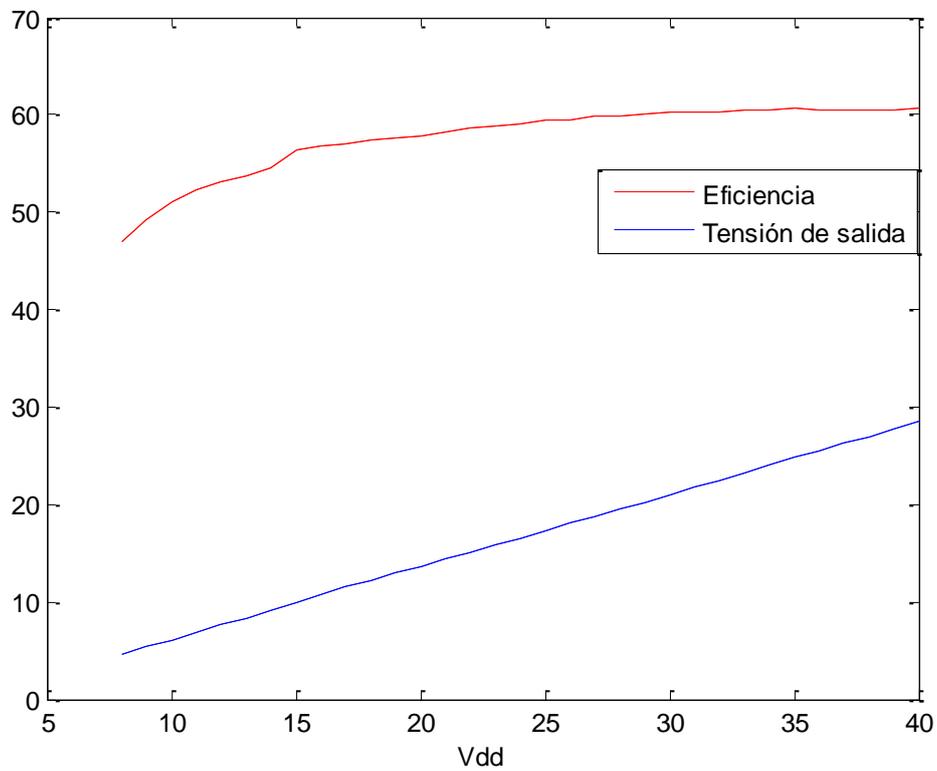


Figura 6.2 Eficiencia y tensión de salida frente a la tensión de drenador.

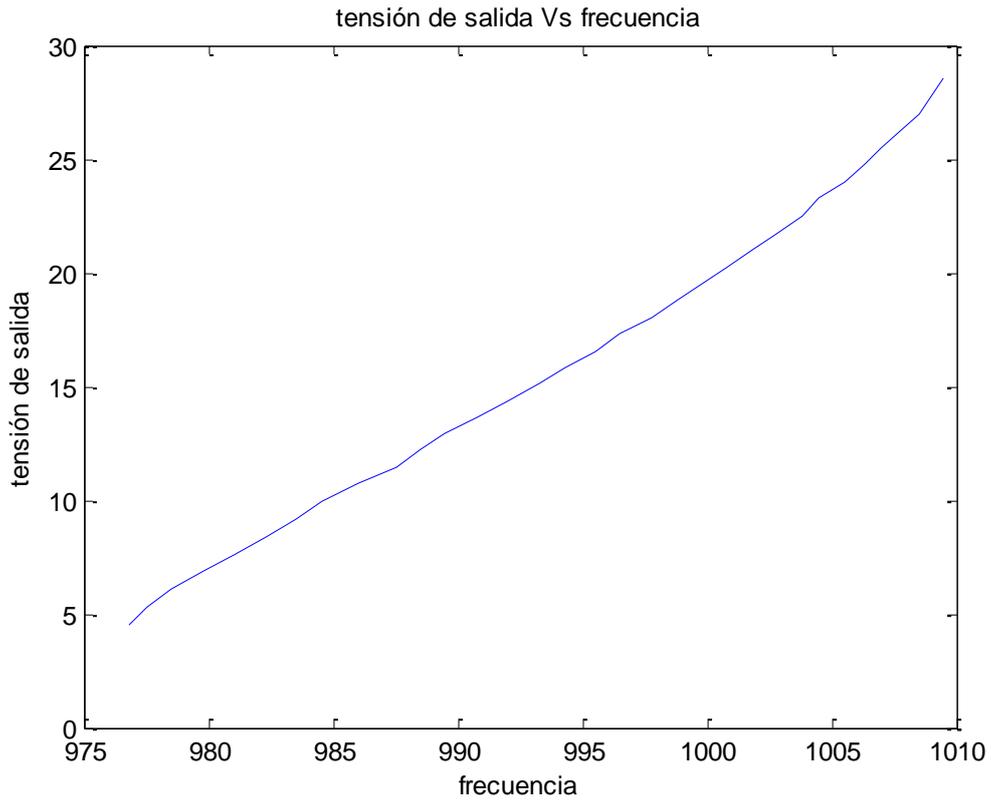


Figura 6.3 Tensión de salida respecto a la frecuencia.

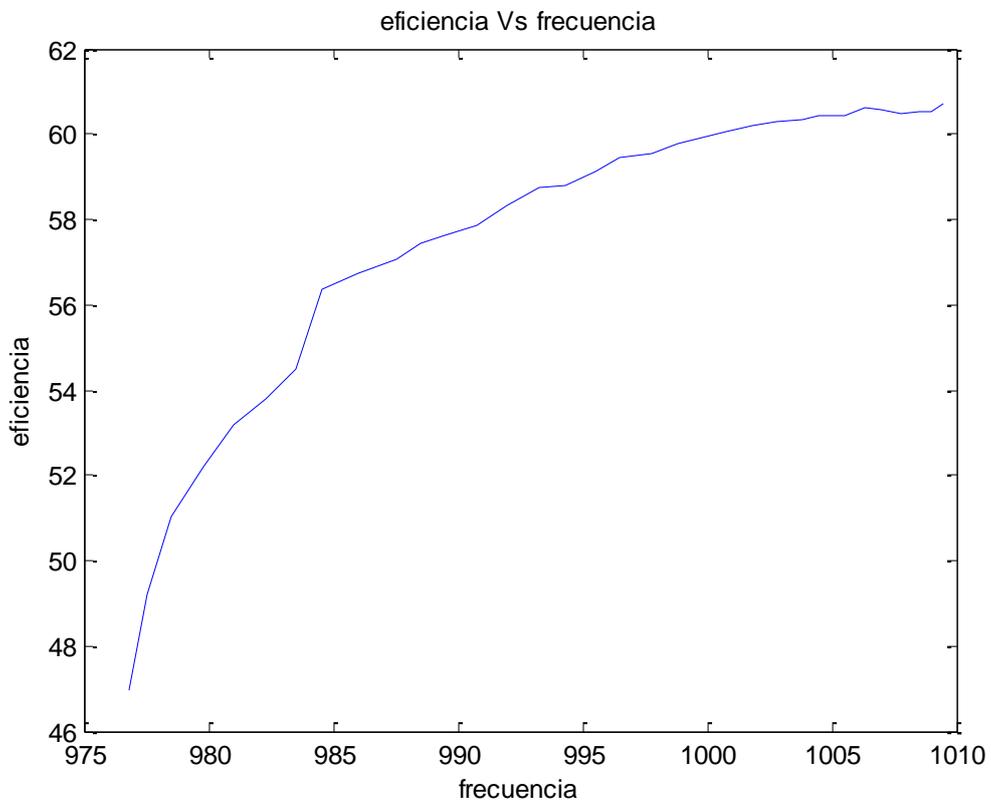


Figura 6.4 Eficiencia frente a la frecuencia.

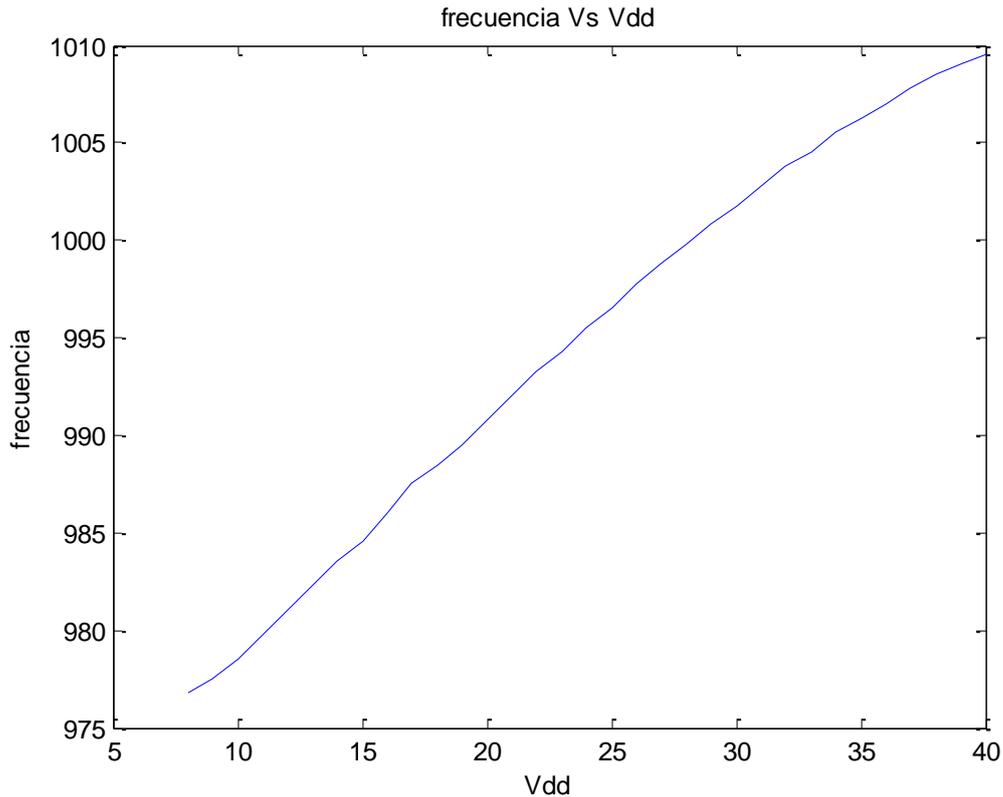


Figura 6.5 Frecuencia respecto a la tensión de drenador.

Las medidas realizadas nos indican que aunque no es un convertidor muy eficiente, si que tiene un buen comportamiento como para ser estudiado e implementado en trabajos futuros.

Finalmente se ha estudiado su uso en modulación en frecuencia con el fin de generar una señal con grandes valores de tensión a partir de una con pequeñas variaciones, usando los dispositivos en un convertidor.

Para ello introducimos una señal triangular de manera que tenga un rango de tensión en la que trabaja nuestro oscilador, con el fin de que dicha oscilación barra el rango de frecuencia más amplio posible para modular.

Inicialmente introducimos una señal triangular con un rango de valor [-2.1,-4.6] a una frecuencia de 1 KHz (figura 6.8), obteniendo en el analizador de espectros, mediante la opción max hold, el espectro de señal que puede observarse en la figura 6.6.

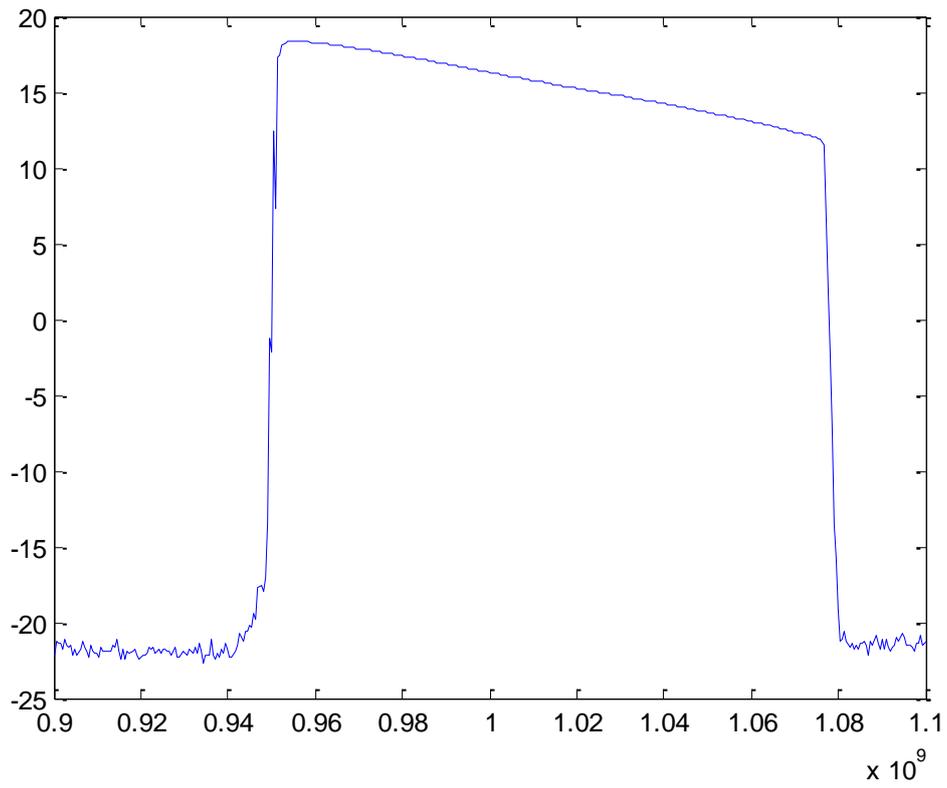


Figura 6.6 Espectro de señal modulada a 1 KHz.

Ahora, con el fin de caracterizar sus prestaciones intentamos modular una señal a 10 MHz, obteniendo en la figura 6.7 el espectro originado.

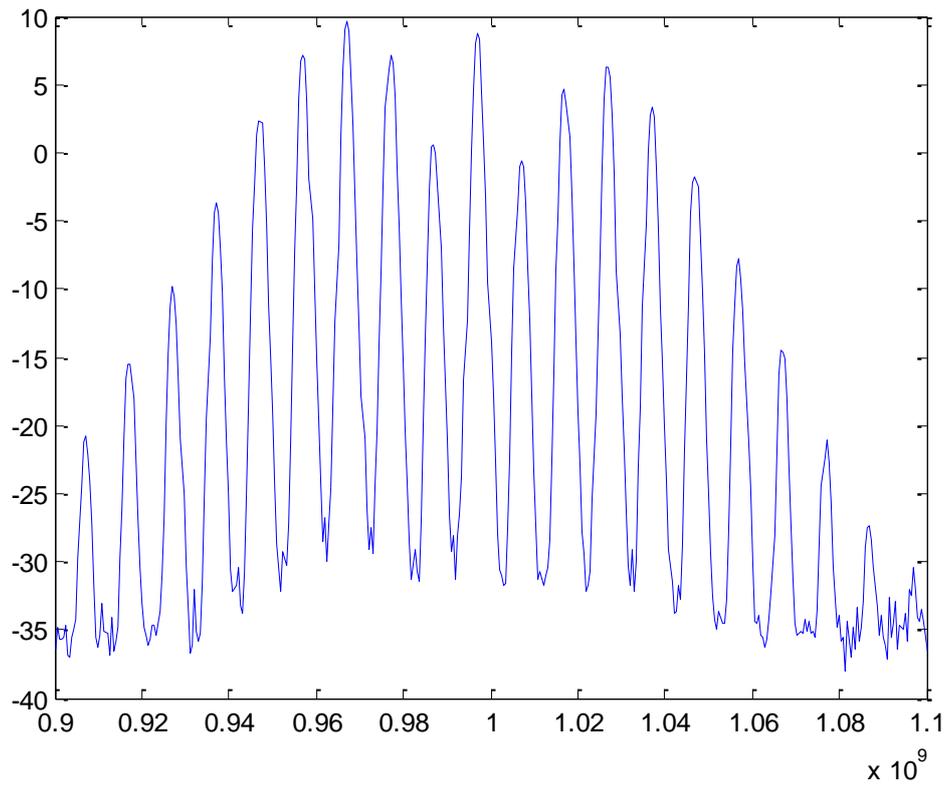


Figura 6.7 Espectro de señal modulada a 10 MHz.

Dadas estas gráficas observamos cómo podemos modular FM usando el oscilador clase E construido en éste proyecto.

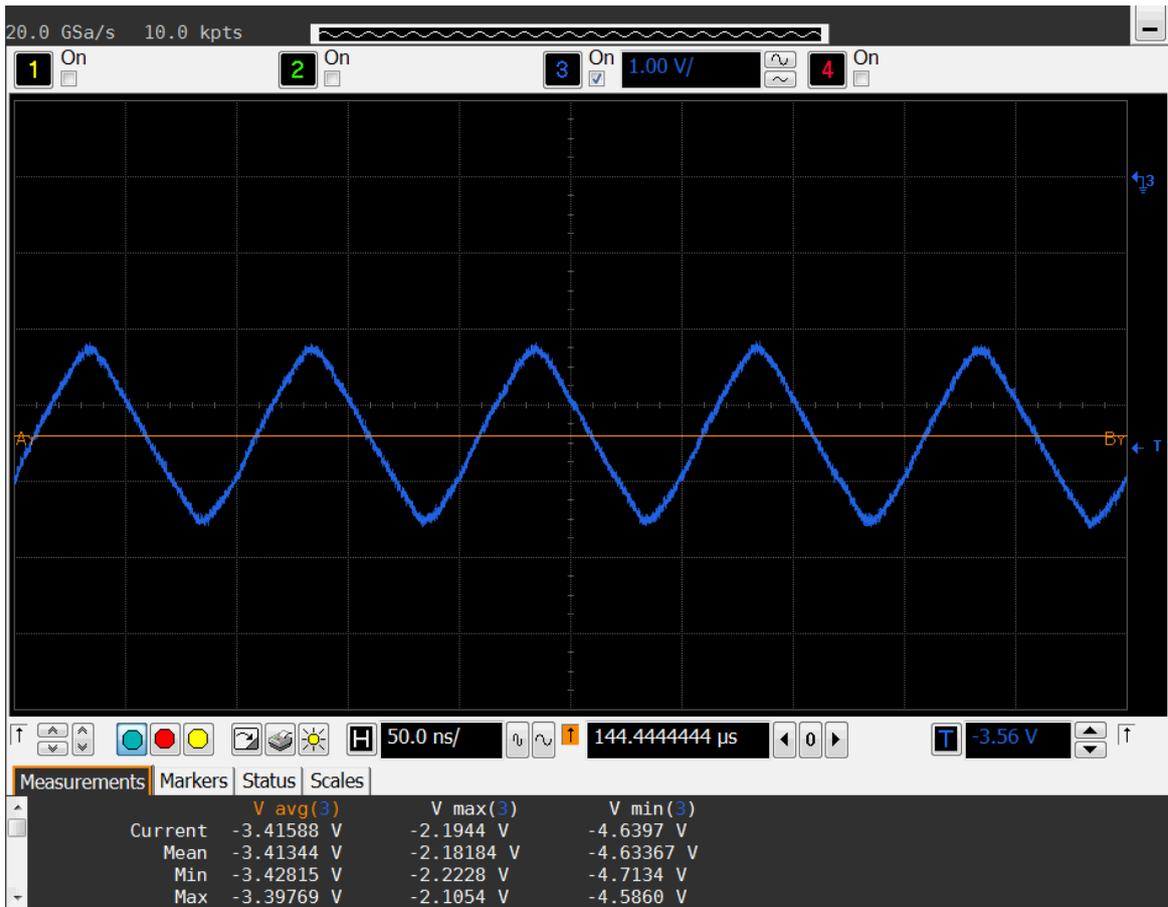


Figura 6.8 Señal introducida para ser modulada a 10 MHz.

Y finalmente vemos la tensión de salida (amarillo) respecto a la tensión de control (azul), observando como al introducir una portadora con bajos valores de tensión conseguimos una señal con mayor tensión capaz de ser tratada con dispositivos de potencia.

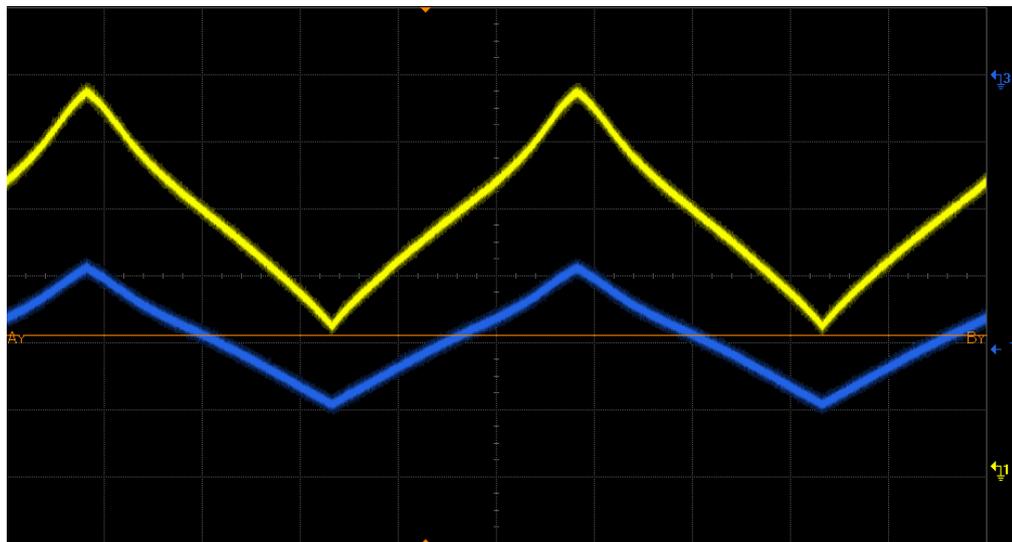


Figura 6.9 Señal introducida (azul) y señal recuperada (amarillo).

VI.III Referencias.

- [1] D. V. Chernov, M. K. Kazimierczuk, and V. G. Krizhanovski, "Class-E MOSFET low-voltage power oscillator," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, vol. 5, Phoenix, AZ, May 2002, pp. 509-512.
- [2] J. Ebert and M. Kazimierczuk, "Class E high-efficiency tuned power oscillator," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 16, no. 2, pp. 62-66, Apr. 1981.
- [3] Nonlinear Design Technique for High-Power Switching-Mode Oscillators Sanggeun Jeon, Student Member, IEEE, Almudena Suárez, Senior Member, IEEE, and David B. Rutledge, Fellow, IEEE
- [4] A. González Echave "Osciladores clase E de alta eficiencia.", Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2012.
- [5] M. Prigent, M. Camiade, G. Pataut, D. Reffet, J. M. Nebus, and J. Obregon, "High efficiency free running Class F oscillator," 1995 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Orlando, FL, May 1995, pp. 1317-1320.
- [6] Sang Hoon Kim, Hyoung Jong Kim, Suk Woo Shin, Jae Duk Kim, Bo Ki Kim and Jin Joo Choi - Combined Power Oscillator using GaN HEMT - 2011
- [7] Frank Ellinger, Urs Lott, and Werner Bachtold, "Design of a Low-Supply-Voltage-Controlled MMIC Oscillator at C-Band", IEEE Trans, Microw. Theory and Tech., vol.49, no.1, pp.203- 206, Jan. 2001.
- [8] E. W. Bryerton, W. A. Shiroma, and Z. B. Popovic, "A 5-GHz high-efficiency Class-E oscillator," IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 6, no. 12, pp. 441-443, Dec. 1996.