ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Proyecto Fin de Carrera

OSCILADORES CLASE E DE ALTA EFICIENCIA

High Efficiency Class E Oscillators

Para acceder al Titulo de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Alvaro González Echave

Julio – 2012

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

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Alvaro González Echave
Director del PFC: José Angel García García
Título: " Osciladores Clase E De Alta Eficiencia "
Title: " High Efficiency Class E Oscillators "

Presentado a examen el día: 31 de Julio de 2012

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:
Presidente (Apellidos, Nombre): Tazón Puente, Antonio
Secretario (Apellidos, Nombre): García García, José Angel
Vocal (Apellidos, Nombre): Cobo García, Adolfo

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

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

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

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera Nº
(a asignar por Secretaría)

A José Angel, Reinel y Nieves por su valiosa ayuda a lo largo del proyecto.

A mi novia, amigos y familiares, por estar junto a mí durante todo este tiempo.

Gracias a todos.

Indice de Contenidos

I. Introducción 7

I.1. Escenario y Aplicaciones 7

I.2. Objetivos 10

I.3. Estructura de la Memoria 11

I.4. Referencias 12

II. Operación en Clase E 13

II.1. Clases de Operación 13

II.2. Amplificador de Potencia de Alta Eficiencia Clase E ... 30

II.3. Oscilador Clase E 40

II.4. Convertidor DC/DC Clase E^2 44

II.5. Referencias 45

III. Transistores de Potencia 46

III.1. Transistores MESFET 46

III.2. Transistores HEMT 51

III.3. Transistores GaN HEMT 53

III.4. Transistores GaAs EpHEMT 58

III.5. Referencias 61

IV. Diseño, Implementación y Medida ……. 62

IV.1. Diseño de Osciladores Clase E ……..…….. 62

IV.1.1. Diseño de la Red de Adaptación Multi-Armónica ... 63

IV.1.2. Oscilador Clase E con tecnología GaN HEMT…….. 64

IV.1.3. Oscilador Clase E con tecnología E-pHEMT……. 66

IV.2. Instrumentación necesaria ……. 68

IV.3. Oscilador Clase E basado en tecnología GaN HEMT .. 71

IV.3.1. Montaje como Amplificador ……..…. 71

IV.3.2. Medidas como Amplificador ……. 72

IV.3.3. Montaje como Oscilador ……..……. 73

IV.3.4. Medidas como Oscilador ……... 74

IV.4. Oscilador Clase E basado en tecnología E-pHEMT …. 79

IV.4.1. Montaje y Medida como Amplificador ……. 79

IV.4.2. Montaje y Medida como Oscilador ……. 81

IV.4.3. Montaje y Medida como Rectificador ……. 84

IV.5. Referencias ……. 87

V. Conclusiones y Líneas Futuras ……... 88

V.1. Oscilador a GaN HEMT @770 MHz ……. 89

V.2. Oscilador/Rectificador a EpHEMT @960 MHz ……. 90

V.3. Referencias …….. 91

Anexo ……... 92

Indice de Figuras

I.1 Esquemático general de un transmisor en un sistema de microondas … 10

II.1 Potencias en un amplificador de potencia de RF …… 14

II.2 Curvas características I-V de un transistor FET ……..16

II.3 Ganancia de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia …….. 16

II.4 (a) Esquema de un amplificador clase A con BJT …….. 19

(b) Circuito equivalente en pequeña señal …….. 19

II.5 Tensiones de entrada y salida en el amplificador clase A …… 20

II.6 Esquema de un amplificador clase B con BJT complementarios …… 21

II.7 Tensiones de entrada y salida en el amplificador clase B complementario …….. 21

II.8 Esquema de un amplificador clase C con BJT …….. 23

II.9 Tensiones de entrada y salida en el amplificador clase C …… 23

II.10 (a) Amplificador clase D …… 24

(b) Circuito equivalente …….. 24

II.11 Tensiones y corrientes en el amplificador clase D ……... 25

II.12 Amplificador clase E (a) Circuito …… 26

(b) Circuito Equivalente ……... 26

II.13 Amplificador clase F …….. 28

II.14 Circuito de alta eficiencia clase E original …….. 31

II.15 Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga …….. 33

II.16 Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E …….. 35

II.17 Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF …… 38

II.18 Esquema genérico de un oscilador …….. 41

II.19 Esquema General de un Convertidor DC/DC …… 44

III.1 Sección transversal de un MESFET …… 48

III.2 Circuito no lineal equivalente para el MESFET …….. 49

III.3 Circuito lineal equivalente de pequeña señal para el MESFET…… 51

III.4 Sección transversal de un HEMT …… 52

III.5 Propiedades materiales de varios semiconductores …… 54

III.6 Esquemático típico de un AlGaN/GaN HEMT …… 55

III.7 Transistor CGH35030F de Cree Inc …… 56

III.8 Comportamiento típico a 3.3-3.8 GHz y Tc=25ºC del transistor CGH35030F …… 56

III.9 Características eléctricas a Tc=25ºC del transistor CGH35030F …….. 57

III.10 Características IV del transistor CGH35030F de Cree Inc …… 57

III.11 Sección de un transistor EpHEMT …… 58

III.12 Valores Máximos del transistor ATF-54143 de Avago Tech …… 59

III.13 Características eléctricas a Tc=25ºC Del transistor ATF-54143 ……. 59

III.14 Características IV del transistor ATF-54143 de Avago Tech …… 60

IV.1 Esquemático del Oscilador con tecnología GaN HEMT …….. 64

IV.2 Fotografía del Oscilador a GAN HEMT …….. 65

IV.3 Esquemático del oscilador con tecnología E-pHEMT …….. 66

IV.4 Fotografía del oscilador reconfigurable implementado ……... 67

IV.5 Generador de señal Agilent ESG E4438C …….. 68

IV.6 Fuente de alimentación Agilent E3632A …….. 68

IV.7 Fuente de alimentación Agilent N5767A …… 69

IV.8 Medidor de potencia Agilent E4418B …….. 69

IV.9 Sensores como el utilizado en conjunto con el medidor de potencia … 69

IV.10 Analizador de Espectro Agilent E4407B …….. 70

IV.11 Driver Minicircuits disponible en el laboratorio …… 70

IV.12 Esquemático etapa amplificadora. GaN HEMT …….. 71

IV.13 Montaje como Oscilador GaN HEMT …… 73

IV.14 Eficiencia frente a Vds. Oscilador a Gan HEMT …….. 74

IV.15 Pout frente a Vds. Oscilador a Gan HEMT …….. 75

IV.16 Vout frente a Vds. Oscilador a Gan HEMT …….. 75

IV.17 Eficiencia frente a Vgs.Oscilador a GaN HEMT …….. 76

IV.18 Pout frente a Vgs.Oscilador a GaN HEMT ……... 77

IV.19 Ruido de Fase del oscilador basado en tecnología GaN HEMT …….. 78

IV.20 Esquema de la étapa amplificadora del oscilador E-pHEMT …… 79

IV.21 Eficiencia frente a Vds Amplificador @960 MHz, PinRF= 24 dBm ….. 80

IV.22 PAE frente a Vds Amplificador @960 MHz, PinRF= 24 dBm ……... 80

IV.23 Montaje como Oscilador a E-pHEMT …… 81

IV.24 Esquemático del Oscilador/Rectificador Clase E reconfigurable ……. 82

IV.25 Eficiencia frente a Vds. Oscilador @960 MHz …… 82

IV.26 Pout frente a Vds.Oscilador a GaN HEMT …….. 83

IV.27 Montaje como rectificador EpHEMT ……. 84

IV.28 Eficiencia frente a Pin. Rectificador @960 MHz ……. 85

IV.29 Pout frente a Pin. Rectificador @960 MHz …….. 85

I. Introducción

I.1 Escenario y aplicaciones

Se puede considerar que la idea de generar una onda electromagnética como señal para comunicaciones proviene de las primeras emisiones de radio realizadas por Hertz y Marconi en 1887 y 1890, para las que utilizaban generadores de centelleo. Ya en esta época el espectro de emisión, muy ancho, llegaba hasta las microondas. En 1894, Sir Oliver Lodge acopló un tubo metálico a un generador de centelleo y comprobó que la radiación emitida poseía unas propiedades directivas muy particulares.

Sin embargo hay que esperar hasta los años 20 para encontrar las primeras experiencias de aplicación de las microondas en las telecomunicaciones, llevadas a cabo, fundamentalmente, por George Southworth en Bell Telephone Laboratories en Estados Unidos, estando sus trabajos orientados al estudio de propagación guiada.

Pero el verdadero desarrollo de las microondas está íntimamente ligado a la evolución del radar durante la II Guerra Mundial, principalmente en Inglaterra y en Estados Unidos. Por ello no es de extrañar que los primeros generadores de microondas se desarrollaran específicamente para ellos. Inicialmente se utilizaron tubos de vacío y posteriormente, con el fin de obtener una detección precisa, se emplearon bandas de frecuencias cada vez más elevadas, lo que condujo al desarrollo del magnetrón. El Klystron fue inventado en 1935 por los hermanos Russell y Sigurd Varian. Después fueron desarrollados otros tipos de generadores de microondas, como el tubo de ondas progresivas.

Hacia los años 1960 tiene lugar otra gran evolución de la tecnología de los generadores de señales: empiezan a aparecer elementos activos basados en semiconductores que van reemplazando poco a poco a los tubos de vacío como fuentes de señal a baja y media potencia. El primero de estos dispositivos fue el diodo Gunn, y posteriormente, se introdujeron otros tipos de diodos que hacen uso de los fenómenos de avalancha, de la reducción de los tiempos de tránsito o del efecto túnel. Durante los años 70 los diodos empiezan a poder ser reemplazados por transistores, bipolares o FETs.

Junto con el gran cambio habido en los elementos activos utilizados en los circuitos generadores de microondas, los elementos pasivos y de transmisión han sufrido una evolución similar. En 1956 aparece el primer elemento pasivo lineal no recíproco: un girador de ferrita inventado por C. Lester Hogan. Numerosos aisladores y circuladores de ferrita fueron desarrollados a continuación y utilizados como elementos de protección, de desacoplo y de control en gran cantidad de circuitos de microondas.

Una gran evolución se ha seguido también en los medios utilizados para la transmisión de las señales, sobre todo para bajas y medias potencias, donde la utilización de guías de ondas metálicas va desapareciendo en favor de los circuitos con líneas «microstrip» o «strip-line» fabricadas mediante las técnicas de circuitos impresos.

Por último, y en lo que se refiere a la historia de los avances tecnológicos en el campo de las microondas, no debe olvidarse que el primer satélite de telecomunicaciones, Telstar, fue lanzado en 1962, y tres años más tarde, en 1965, aparece el primer satélite geoestacionario Early Bird. Hoy en día, es innumerable la cantidad de satélites que tenemos alrededor de la Tierra, y con la llegada de la era multimedia y la telefonía móvil un tema candente es la elección de una plataforma de satélites que haga viable, de forma óptima, las amplias posibilidades que ofrecen las telecomunicaciones en la actualidad.

Los circuitos osciladores, y particularmente aquellos cuya señal pertenece al rango de las frecuencias de microondas y ondas milimétricas, son ampliamente utilizados en la actualidad en las fuentes de transmisión de información y como osciladores locales [1]: telefonía móvil, sistemas digitales de alta velocidad, transmisiones vía satélite, radar, etc., y en general, en todos los sistemas de telecomunicaciones y navegación analógicos y digitales.

Muy bajo ruido, potencia de salida elevada, gran pureza espectral, alta estabilidad, bajo coste, pequeño tamaño y fiabilidad [2] son parámetros que hay que optimizar constantemente de acuerdo con las nuevas necesidades del mercado.

El rápido avance de las telecomunicaciones provoca la necesidad de dispositivos cada vez más eficientes, ya que no sólo requieren menos potencia para operar sino que además tienen un coste más bajo al no necesitar de recursos adicionales para compensar las pérdidas de potencia.

Al ser los osciladores de los componentes más básicos y esenciales de cualquier sistema de microondas, como podemos ver en la figura I.1, lograr una alta eficiencia en estos dispositivos se convierte en un aspecto crucial.

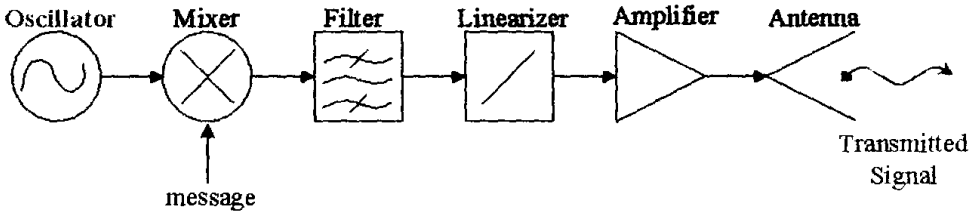

Figura I.1 Esquemático general de un transmisor en un sistema de microondas [3].

I.2 Objetivos

En este Proyecto Fin de Carrera se abordará el diseño de dos osciladores clase E de alta eficiencia.

Se realizará un oscilador basado en tecnología GaN HEMT, con el que se intentará conseguir una eficiencia lo más alta posible sin descuidar la estabilidad, así como un oscilador basado en tecnología E-pHEMT, donde conseguir una eficiencia tan alta no será un aspecto crítico, sino que buscaremos que sea fácilmente reconfigurable como rectificador conservando buenas prestaciones.

Una vez conseguido este oscilador/rectificador se podrá realizar un convertidor DC/DC clase E^2 para aplicaciones de alimentación inalámbrica (Wireless Powering).

I.3 Estructura de la Memoria

La presente memoria sigue una organización por capítulos, los cuales se describen brevemente a continuación.

En el Capítulo II se ofrece una visión general de las distintas clases de operación de los amplificadores de potencia, ya que el comportamiento de los osciladores estará regido completamente por las ecuaciones que describen estos dispositivos. Posteriormente, se analizará en detalle en la clase de operación E, al ser la utilizada durante el proyecto, para finalizar presentando las características de los osciladores clase E, así como sus aplicaciones.

En el Capítulo III se describen los transistores utilizados en el proyecto para el diseño de los osciladores, viendo previamente el Estado del Arte de las correspondientes tecnologías.

En el Capítulo IV se expone el proceso de diseño,implementación y medida tanto del oscilador de alta eficiencia basado en tecnología GaN HEMT como del oscilador/rectificador basado en tecnología E-pHEMT.

En el Capítulo V se extraen las conclusiones más importantes que se han obtenido a partir de la realización de este proyecto, realizando una comparación con dispositivos fabricados en condiciones similares, a su vez se plantearán unas posibles líneas futuras a investigar.

Por último, se añade un Anexo, donde se adjunta el artículo “A Reconfigurable Class E Oscillator/Rectifier based on an E-pHEMT” que se ha realizado a partir del diseño del oscilador basado en tecnología E-pHEMT.

I.4 Referencias

[1] S. Pérez, D. Floriot, P.M. Gutiérrez, J. Obregón, S.L. Delage, “Circuitos osciladores de microondas” , Enero 2000

[2] Beatriz Bedia Expósito, “Optimización del Compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisores Polares”, Proyecto Final de Carrera, - Julio 2008

[3] Kendall Ching, “High efficiency microwave transistor oscillator”

II. Operación en Clase E

En este capítulo se aborda el estudio de la clase de operación E, en la que trabajan los osciladores planteados en este proyecto. Para entender bien la ventaja que supone operar en esta clase, previamente haremos un análisis de las clases de operación más importantes y para finalizar el capítulo presentaremos las características que tendrán los osciladores clase E que se plantean en el proyecto, así como alguna de sus aplicaciones.

II.1. Clases de Operación

El comportamiento de los osciladores con los que vamos a trabajar estará totalmente relacionado con las ecuaciones que rigen el

comportamiento de los amplificadores de potencia de alta eficiencia, de hecho, un oscilador es fundamentalmente un amplificador cuya señal de entrada se toma de su propia salida a través de un circuito de realimentación.

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

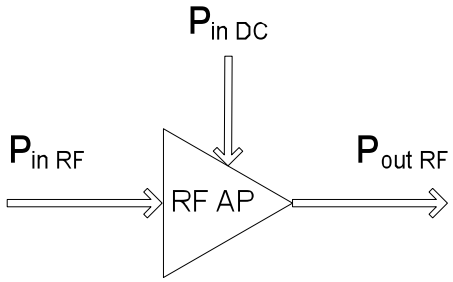

Figura II.1 Potencias en un amplificador de potencia de RF

Parámetros Significativos de los Amplificadores de Potencia

Eficiencia

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

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

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

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

La eficiencia de potencia añadida (PAE, Power-Added Efficiency) considera además la ganancia del amplificador, definiendo la eficiencia como la diferencia de potencia de RF entre la salida y la entrada dividida entre la potencia de DC:

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

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

$$\eta = \frac{\mathrm{P_{outRF}}}{\mathrm{P_{inRF}} + \mathrm{P_{inDC}}} = \frac{\eta_{\mathrm{D}}}{\frac{\eta_{\mathrm{D}}}{\mathrm{G}} + 1}$$

Linealidad

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

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

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

La linealidad es función de la porción de tiempo que el amplificador permanece en la región de funcionamiento de saturación, mostrada en la figura II.2.

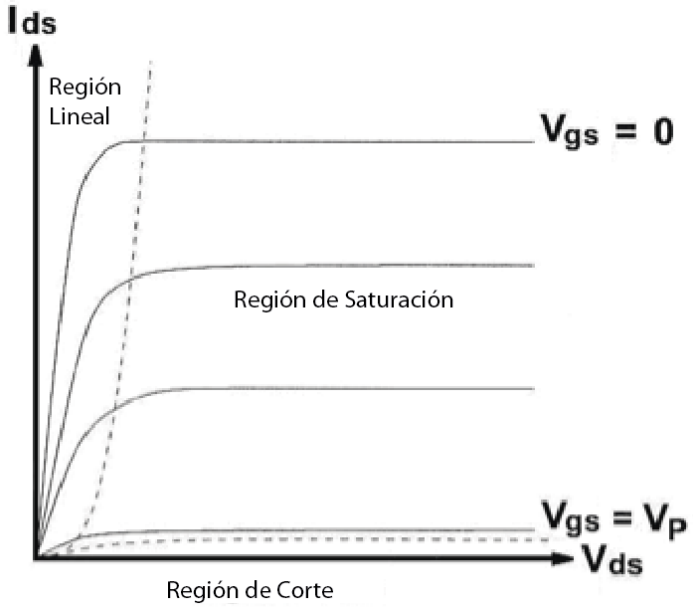

Figura II.2 Curvas características I-V de un transistor FET

La no linealidad de la amplitud suele provocar mayor distorsión que la variación de fase. El comportamiento no lineal provocado por la compresión de la ganancia se da cuando la amplitud de la señal de entrada al amplificador es tan grande que satura al dispositivo. La variación de la fase de la señal de salida también es función del grado de saturación. Por lo tanto, la distorsión de la señal es más significativa a medida que el amplificador se aproxima a la zona de funcionamiento en saturación.

En la Figura II.3 podemos observar la variación de la ganancia de compresión y de la fase en función de la potencia de entrada:

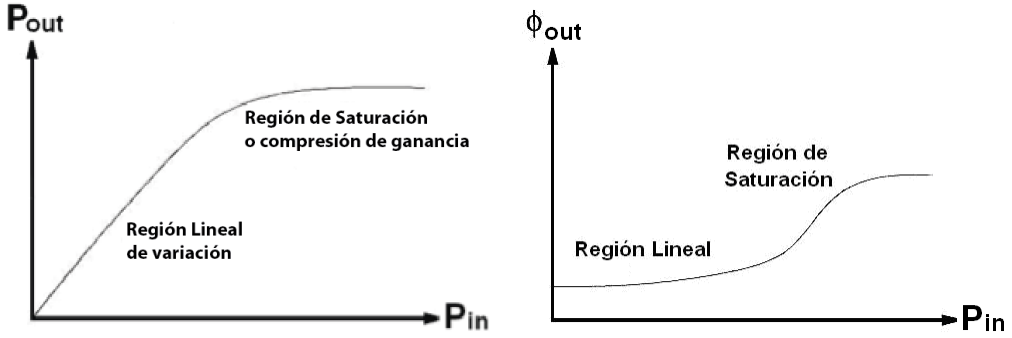

Figura II.3 Ganancia de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia

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

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

Comportamiento No Lineal del Amplificador

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

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

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

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

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

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

Clasificación de los amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia tradicionales emplean dispositivos activos (BJTs o FETs) que se comportan como fuentes de corriente controladas por tensión [1]. Estos se clasifican atendiendo a la fracción del periodo de la señal en que los dispositivos permanecen en conducción. Si la entrada es una función sinusoidal, su argumento se incrementa 360º a cada periodo de señal. La fracción del periodo en que los dispositivos conducen se mide por el semiángulo de conducción, θ, que está comprendido entre 0 y 180º. Se definen tres clases:

Clase A	θ = 180º (conducen siempre)
Clase B	θ = 90º (conducen medio periodo)
Clase C	θ < 90º (conducen menos de medio periodo)

Cuanto menor es θ mayor es la eficiencia pero menor es la linealidad.

Existe otro tipo de amplificadores de potencia donde los dispositivos funcionan en conmutación [2]. Actúan como interruptores que pasan alternativamente de corte a conducción. La eficiencia es teóricamente del 100% puesto que un interruptor ideal no consume potencia en ninguno de los dos estados: en corte i = 0 y en conducción v = 0. En la práctica la eficiencia

se reduce porque hay pérdidas de potencia durante el transitorio de conmutación. Por eso se han ideado diferentes esquemas que minimizan estas pérdidas. Estos amplificadores reciben distintos nombres (clase D, E, F,...) a partir del momento en que se les reconoce su innovación respecto a los existentes.

Clase A

En este tipo de amplificador el elemento activo está siempre en zona activa si es un BJT, o en saturación si se trata de un FET. De todos es el que produce menos distorsión, pero también el que tiene menor rendimiento.

Su esquema es similar al de un amplificador de pequeña señal. De las configuraciones básicas se elige la EC (SC si es con FET) porque tiene mayor ganancia en potencia. El circuito con BJT se muestra en la figura II.4. La única diferencia respecto al EC básico es que se ha sustituido la resistencia de colector por una inductancia de gran valor para mejorar el rendimiento.

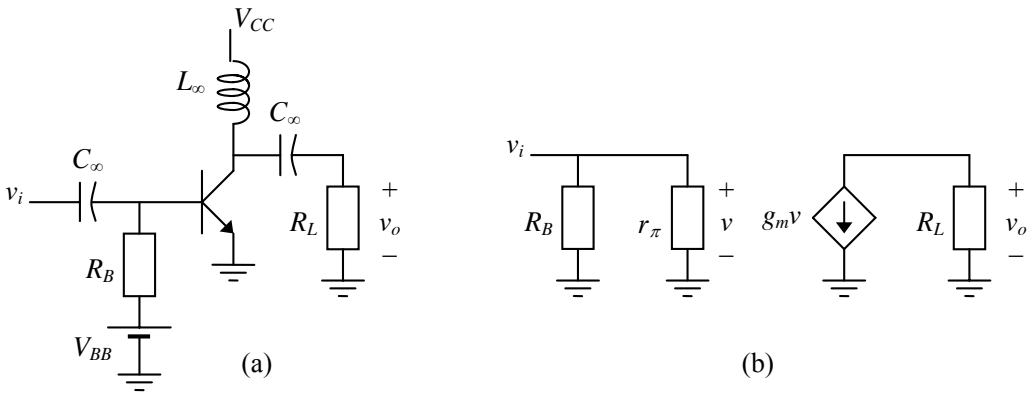

Figura II.4

(a) Esquema de un amplificador clase A con BJT.

(b) Circuito equivalente en pequeña señal

En RF los valores de R_L están normalizados para una aplicación determinada, los más frecuentes son 50, 75 y 300 Ω, aunque en frecuencias

altas se usa generalmente 50 Ω. Cuando se trata de amplificar señales de RF de banda estrecha se suele poner en paralelo con R_L un circuito LC sintonizado, pero en el clase A no es imprescindible.

En reposo la tensión sobre la inductancia es nula por lo que $V_{CEQ} = V_{CC}$. Pero la inductancia mantiene una corriente constante I_{CQ}, es decir que para c.a. se comporta como un circuito abierto. La corriente y la tensión en el transistor se muestran en la figura II.5 para una tensión de entrada sinusoidal.

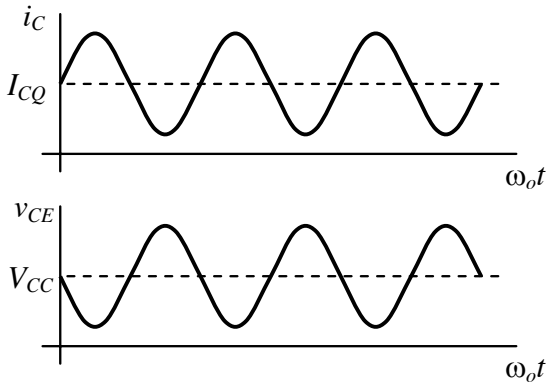

Figura II.5 Tensiones de entrada y salida en el amplificador clase A.

Notar que el consumo de potencia es independiente del nivel de señal. Cuando no hay señal el rendimiento es nulo y además toda la potencia consumida se disipa en el transistor. En la práctica el rendimiento suele estar alrededor del 15%.

Clase B

En el amplificador clase B los elementos activos están en zona activa si es un BJT, o en saturación si se trata de un FET, la mitad del tiempo en cada ciclo de la señal. Es posible utilizar el mismo esquema del clase A que se muestra en la figura II.4, pero ahora con $V_{BB} \approx 0.7$, de forma que el BJT sólo conduce cuando v_i > 0. En este caso es imprescindible poner en

paralelo con R_L un circuito LC sintonizado que elimina todos los armónicos y deja pasar a la carga únicamente la componente fundamental.

Sin embargo el amplificador clase B que vamos a analizar es otro, se trata del que utiliza dos transistores complementarios y que está representado en la figura II.6. En este caso no es necesario poner un circuito LC sintonizado en paralelo con R_L.

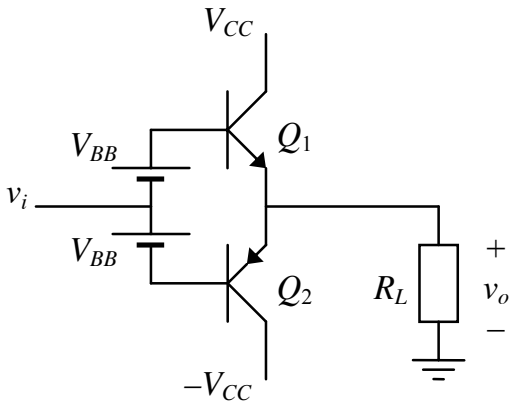

Figura II.6 Esquema de un amplificador clase B con BJT complementarios.

También aquí se elige $V_{BB} \approx 0.7$, para que cuando sea $v_i > 0$ conduzca Q1 y cuando sea $v_i < 0$ conduzca Q2. Admitiendo que los parámetros del modelo en pequeña señal de ambos BJT son iguales y que tienen el mismo valor desde el momento en que éstos entran en zona activa, sus corrientes de colector en el semiciclo que conducen son proporcionales a v_i.

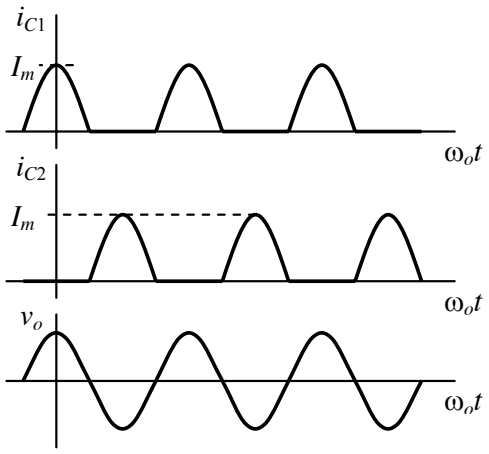

Figura II.7 Tensiones de entrada y salida en el amplificador clase B complementario.

Notar que en el clase B si no hay señal no se consume potencia. Pero el máximo rendimiento sólo se consigue cuando $V_p = V_{CC}$. A cambio el amplificador no es tan lineal como el clase A, especialmente por la distorsión de cruce, justo en el momento en que un transistor se corta y empieza a conducir el otro.

Clase AB

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

Este tipo de amplificadores trata de corregir la distorsión de cruce recurriendo al montaje en contrafase mediante diodos. El punto de trabajo, en este caso, es tal que el ángulo de conducción esta comprendido entre algo más de 180º y bastante menos de 360º. Esta situación se da cuando el punto de polarización se encuentra en la zona lineal pero bastante más cerca del de corte que del de saturación.

Se produce un empeoramiento del rendimiento respecto a la clase B, ya que se consume la potencia necesaria para dicha polarización en reposo. En este caso, si se aplica a la entrada una señal sinusoidal, la señal de salida será cero en un intervalo de tiempo inferior a medio periodo.

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

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

Clase C

En esta clase de amplificadores el elemento activo conduce un tiempo en cada periodo, de forma que el semiángulo de conducción sea inferior a π/2.

Su esquema es similar al del clase A que se muestra en la figura II.4 y que repetimos aquí para comodidad del lector, pero en este caso es imprescindible poner en paralelo con R_L un circuito LC sintonizado.

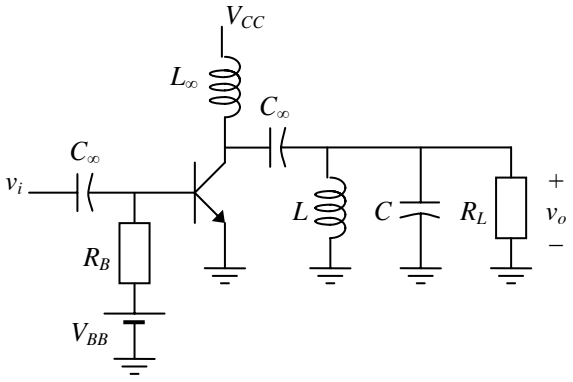

Figura II.8 Esquema de un amplificador clase C con BJT.

La tensión V_{BB} es ahora negativa, de forma que el BJT sólo entra en zona activa alrededor del máximo de v_i, cuando $v_i + V_{BB} > 0.7$.

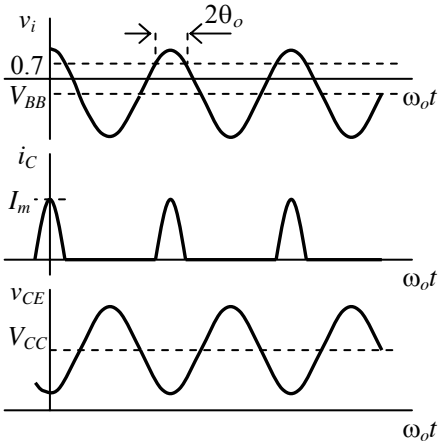

Figura II.9 Tensiones de entrada y salida en el amplificador clase C.

Notar que, a diferencia del clase A o B, el clase C no es un amplificador lineal: la salida es nula hasta que la amplitud de la tensión de entrada supera V_{BB} + 0.7. Este amplificador sólo puede usarse para FM o PM porque emplea señales de amplitud constante o para señales digitales y de banda estrecha.

Clase D

Este es el tipo básico de amplificador en que los transistores trabajan en conmutación, pasan del estado de corte al de conducción y viceversa de forma instantánea. La señal de entrada, v_{in} , debe ser cuadrada y de suficiente amplitud para llevar los transistores alternativamente de corte a saturación (de corte a zona lineal si son FETs). Trabajando en este modo el transistor se puede asimilar a un interruptor ideal (abierto en corte, cerrado en saturación). Al reemplazar los transistores por interruptores resulta el circuito equivalente que se representa en la figura II.10b.

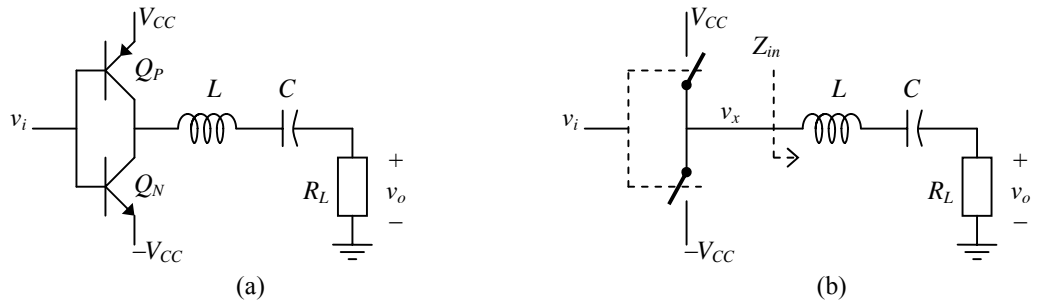

Figura II.10 (a) Amplificador clase D. **(b)** Circuito equivalente

En este circuito la señal v_x es cuadrada de amplitud $\pm V_{CC}$. El circuito LC está sintonizado a la frecuencia fundamental de v_{in} (la frecuencia de trabajo) y tiene un Q elevado: a R_L sólo le llega la componente fundamental de v_x.

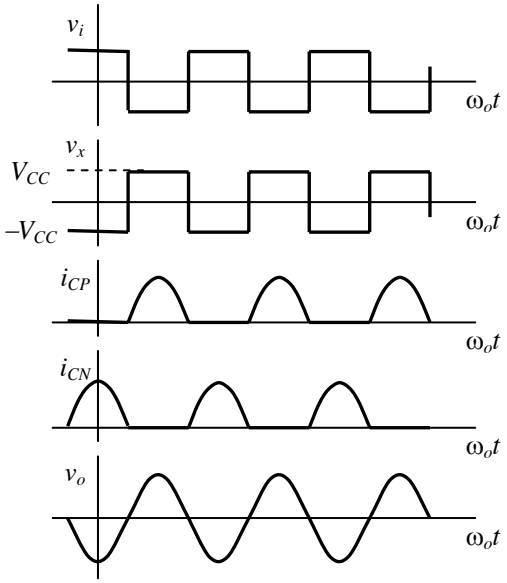

Figura II.11 Tensiones y corrientes en el amplificador clase D

Este tipo de amplificadores no son lineales (muchas veces ni siquiera ganan en tensión, sólo en corriente), sólo se pueden aplicar a señales de amplitud constante, como por ejemplo las moduladas en PM o en FM (pero de banda muy estrecha), o a señales digitales. En RF no se suelen emplear debido a que las pérdidas de conmutación en los transistores son elevadas. Estas pérdidas se producen en los transitorios de corte a conducción y de conducción a corte, porque durante los transitorios ni la corriente ni la tensión en el transistor son nulas. En RF se emplean los amplificadores clase E y F que emplean un solo transistor trabajando en conmutación y un circuito optimizado para reducir las pérdidas de conmutación.

Clase D^{-1}

Los amplificadores tradicionales clase D tienen algunos problemas que hacen difícil su fabricación, especialmente a altas frecuencias, como son la disponibilidad limitada de los mecanismos adecuados para excitar al conmutador superior, y las pérdidas debidas a la capacidad drenador-fuente y a la inductancia.

Debido a estas limitaciones, se propuso el amplificador clase D^{-1}. Conceptualmente, es el inverso del amplificador clase D, ya que las formas de onda de tensión y corriente están cambiadas: la señal de corriente es rectangular y la señal de tensión una media sinusoide.

Se consigue la misma eficiencia teórica que en un clase D, el 100%, pero su realización es mucho más sencilla. Además alcanza una mayor potencia de salida que el clase D.

Clase E

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

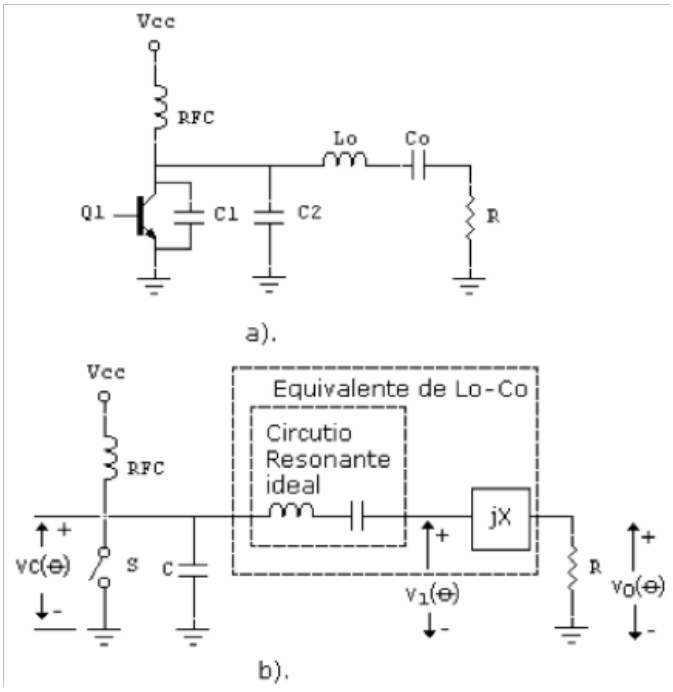

Figura II.12 Amplificador clase E **a)** Circuito **b)** Circuito Equivalente

En general, todos los amplificadores que trabajan en régimen de saturación, como el clase E, son extremadamente no lineales, y los armónicos generados en el proceso de distorsión aparecen en su salida, donde deben ser convenientemente filtrados. En contrapartida, el rendimiento

de estos amplificadores es muy alto, pudiendo superar el 90%, y en condiciones ideales, un 100%.

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

Actualmente, el amplificador clase E está considerado como la mejor opción en amplificadores de potencia para sistemas inalámbricos.

Esta configuración se explicará más en detalle en la siguiente sección.

Clase F

El amplificador clase F es uno de los amplificadores de más alta eficiencia. Este amplificador emplea un circuito resonador para lograr alta eficiencia, lo cual trae como resultado que el producto entre el voltaje y corriente de DC sea pequeño.

La Figura II.13 muestra el amplificador clase F. El inductor L3 y condensador C3 se usan para llevar a cabo un resonador armónico que hace posible tener un tercer componente armónico en el voltaje del colector. El circuito resonante de salida se usa para filtrar un armónico, permitiendo sólo la frecuencia fundamental en la salida . La magnitud y la fase del tercer armónico controlan la llanura del voltaje del colector y la potencia del amplificador.

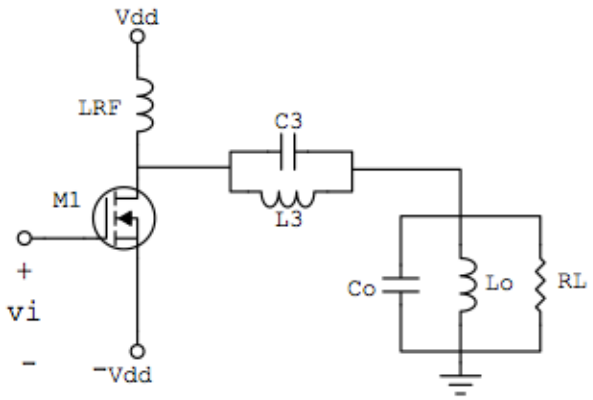

Figura II.13 Amplificador clase F

Clase F^{-1}

Recientemente se ha empezado a prestar atención a los amplificadores clase F^{-1} (clase F inversa), debido a su mayor eficiencia. Este amplificador emplea circuitos abiertos a los armónicos de orden par y cortocircuitos en los de orden impar, y puede conseguir mayor eficiencia que un clase F, bajo condiciones de voltaje de alimentación limitado.

Recíprocamente a como ocurre en el clase F, la tensión puede aproximarse por media onda semi-sinusoidal y la corriente por una onda cuadrada.

Clase G

Una amplificador clase G es una versión más eficiente que un amplificador clase AB, el cual usa conmutación para disminuir el consumo de potencia e incrementar la eficiencia. Este modo usa dos o más juegos de transistores de rendimiento conectados a diferentes tensiones de alimentación.

El funcionamiento del amplificador clase G involucra el cambio de la fuente de tensión desde un nivel bajo a un nivel más alto cuando se requieren la máxima oscilación de salida. Existen varias maneras de hacer esto. El

camino más simple involucra una etapa de un amplificador clase AB el cual es conectado a dos fuentes de voltaje por medio de diodos, o una conmutación con transistores. Otro acercamiento usa dos clase AB en la etapa de salida, cada uno conectado a diferentes fuentes de tensión, donde la magnitud de la señal de entrada determina la trayectoria de la señal. Usando dos fuentes se mejora la eficiencia lo suficiente para permitir significativamente más potencia para una determinada carga.

Clase H

Esta clase de amplificador usa un banco simple o transistores de salida conectados a una fuente de baja tensión, junto con algunos medios para conmutar a una fuente de alta tensión cuando sea requerido. De este modo el amplificador presenta un excelente rendimiento. Este método tiene los mismos beneficios térmicos como el clase G, pero evita el segundo banco de transistores de salida, reduciendo el tamaño y costo del amplificador. La operación del clase H toma el diseño del clase G un paso más allá y modula el suministro de voltaje más alto por la señal de entrada. Esto permite al suministro de potencia rastrear la señal de entrada y proporcionar el voltaje suficiente para una operación óptima de los dispositivos de salida (esto se conoce como “rail-tracker”). La eficacia de clase H es comparable a los diseños del clase G.

Clase S

La técnica clase S se inventó en 1932, aunque se popularizó sólo en la última década, por poder ya disponer de circuitos integrados, que permitieron se pusiera en práctica. Esta técnica se puede usar tanto para amplificación como para modulación, ambas configuraciones utilizan los transistores y diodos para formar un conmutador de dos posiciones como en un amplificador clase D.

Sin embargo la forma de onda de tensión rectangular se aplica a un filtro paso-bajo, que permite que sólo aparezca en la carga su componente de tensión CC (de variación lenta) o su componente promedio de voltaje. Las anchuras de pulso de diferentes tasas de operación producen salidas promedio diferentes; la variación controlada de la anchura de pulso origina entonces que la salida varíe para dar lugar a una señal deseada. La eficiencia ideal de un amplificador clase S es del 100%.

II.2. 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 [3]), pero quedó relegado, hasta que, alrededor de los 90's, el despliegue de la telefonía móvil requirió de amplificadores de altísima eficiencia para economizar batería. Se caracteriza por el empleo de un único dispositivo activo.

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

Sus ventajas principales son, además de su mayor eficiencia, la mayor fiabilidad, la reducción del tamaño y del peso de los equipos y sobre todo, su diseño predecible y consistente gracias a la existencia de procesos de diseño claros y definidos. Son utilizados en algunas estaciones transmisoras y aplicaciones satelitales donde la eficiencia es un aspecto fundamental.

Análisis del Circuito Clase E Original

Un amplificador de potencia que trabaja con una eficiencia del 75% puede entregar tres veces más potencia que otro que lo haga con un 50% de eficiencia utilizando el mismo dispositivo, si la potencia de salida está limitada por la disipación térmica en los transistores. La topología del amplificador en modo conmutado clase E se analiza en este apartado desde el punto de vista de la alta eficiencia, según el estudio realizado en [4].

En la Figura II.14 se muestra la topología propuesta por primera vez por Alan y Nathan Sokal en 1975 [3]. El amplificador clase E es un circuito resonante en modo conmutado en el cual el producto de la tensión y la corriente en el dispositivo conmutador es idealmente nulo en todo momento. El transistor actúa como un interruptor, y el circuito que lo acompaña ha de ser debidamente diseñado para procurar un funcionamiento clase E.

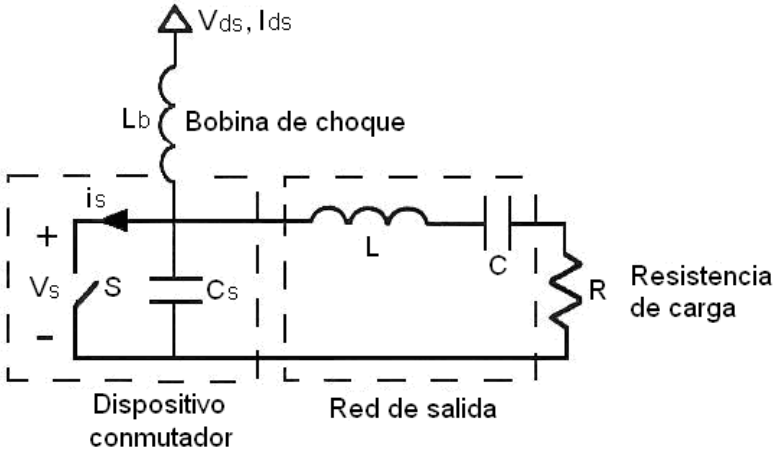

Figura II.14 Circuito de alta eficiencia clase E original

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

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

Para analizar el circuito clase E se realizan varias suposiciones:

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

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

La solución exacta de este circuito en el dominio del tiempo, 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 II.15.

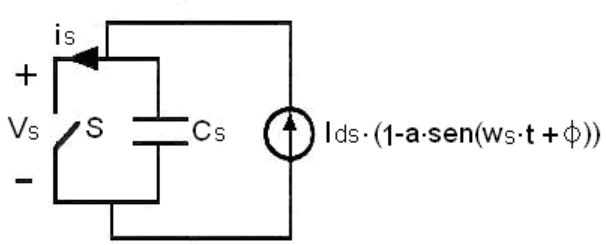

Figura II.15 Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga

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

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

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

$$\frac{1}{2}\cdot L\cdot I^2$$

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

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

$$C_s\cdot\frac{\partial v_s}{\partial t}=I_{ds}\cdot\left(1-a\cdot\operatorname{sen}\left(w_s\cdot t'+\varphi\right)\right)$$

Que integrando resulta:

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

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

$$v_s(0) = 0$$

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

En este caso:

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

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

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

Ya se pueden determinar a y φ:

$$a = \sqrt{1 + \frac{\Pi^2}{4}} \cong 1.862$$

$$\varphi = -\operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{2}{\Pi}\right) \cong -32.48^{\circ}$$

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

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

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

Si se representan estas formas de onda, serían como se muestran en la Figura II.16.

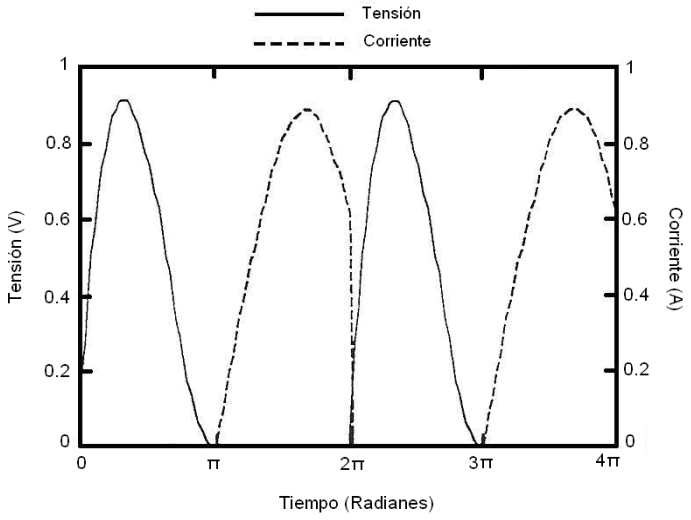

Figura II.16 Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E

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

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

$$I_{ds} = \Pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot V_{ds}$$

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.

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

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:

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

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

Lo anterior también implica que, dadas diversas tecnologías (MESFET, HEMT, HBT) y utilizando determinados procesos de fabricación, se consigan diferentes rendimientos en el aspecto de potencia de salida máxima en función de la frecuencia, para un circuito clase E.

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

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

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

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

Por lo tanto:

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

Donde:

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

Para n=1:

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

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.

$$v_{s1} = a_0 \cdot I_{ds} \cdot \operatorname{sen}\left(w_s \cdot t + \varphi_0\right)$$

$$i_{net1} = a \cdot I_{ds} \cdot \operatorname{sen}\left(w_s \cdot t + \varphi\right)$$

Donde las constantes a_0 y ϕ_0 son:

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

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

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

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

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

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

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

En la Figura II.17 se expone una topología específica para la red de carga externa.

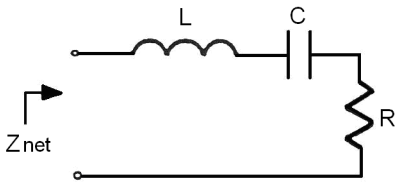

Figura II.17 Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF

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

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

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

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

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

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

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

Donde Q_L se define como:

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

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

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

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

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

II.3. Oscilador Clase E

Principio general de funcionamiento

Puede decirse que los osciladores constituyen el corazón de los sistemas radioeléctricos de comunicaciones [5]. Son los circuitos mediante los cuales se generan las portadoras que serán moduladas por las señales de información y las fuentes de señal de las que se obtienen las señales de sincronismo o de reloj en los sistemas digitales. En el caso más general, un oscilador genera una señal senoidal de frecuencia y amplitud constantes. Puesto que las señales generadas por los osciladores constituyen la referencia de frecuencia en los sistemas de comunicaciones resulta indispensable que la frecuencia de la señal generada por ellos sea efectivamente constante, es decir, que no varíe, particularmente en los osciladores de transmisores radioeléctricos. La estabilidad en frecuencia se expresa en partes por millón o ppm, lo que equivale expresar la variación de frecuencia en Hz/MHz. Así, un oscilador de 100 MHz con una estabilidad, por ejemplo de 0.1 ppm, significa que puede variar su frecuencia en ± 10 Hz respecto a la frecuencia nominal de 100 MHz.

Hay numerosos circuitos osciladores, designados con frecuencia con el nombre de sus inventores, por ejemplo, Hartley, Colpitts, Armstrong, Clapp, Pierce, etc. El principio de funcionamiento es similar en todos los casos y es importante comprender este concepto, ya que muchos circuitos que supuestamente no deben oscilar, oscilan en determinadas condiciones. Tal

es el caso de los amplificadores de RF. El principio general en que se basan los osciladores es la retroalimentación positiva. El circuito genérico en bloques se ilustra en la siguiente figura:

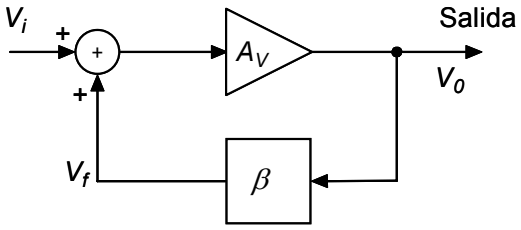

Figura II.18 Esquema generico de un oscilador [6].

Estrictamente, la función del oscilador es convertir la energía de corriente continua de la fuente de alimentación en energía útil de señal. Aunque en la figura se ha indicado una señal de entrada, esta entrada externa no existe en la mayoría de los osciladores, de modo que podría parecer que un oscilador no requiere de señales externas de entrada. Esto es cierto a medias. La señal de 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 éste produzca a su salida una oscilación autosostenida sin necesidad de otras señales de entrada externas a él.

La energía de la fuente de alimentación se convierte, por una parte, en una señal oscilatoria que es la señal útil de salida y, además, suministra la energía que consume el propio circuito del oscilador. Este, básicamente está constituido por un amplificador que compensa las pérdidas internas en la señal y que, además suele tener incorporado un circuito capaz de mantener la frecuencia de oscilación, por lo general algún tipo de circuito resonante, bien sea un circuito sintonizado LC, un resonador a cristal, una cavidad resonante, etc. Finalmente en todo 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 II.18 y, segundo, la ganancia total del

lazo cerrado por el amplificador y la red de retroalimentación, debe ser exactamente igual a 1. Esto, matemáticamente se expresa como que $AV \cdot \beta = 1$, en que AV y β son las ganancias del amplificador y de la red de retroalimentación respectivamente.

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 importancia es la pureza espectral. Esto se refiere, principalmente, a que la señal de un oscilador en un transmisor es la portadora que será modulada por la información. Algo similar ocurre en el oscilador local del receptor, cuya salida se mezcla con la recibida del transmisor. Estas señales deben ser puramente senoidales, es decir, no deben contener componentes espectrales a otras frecuencias aparte de la nominal del oscilador. Sin embargo por diversas razones, a veces pueden emplearse osciladores no senoidales. Un ejemplo es un multivibrador que produce una señal cuadrada, o un generador de señales en diente de sierra. Estrictamente ambos son, también osciladores. Sin embargo este tipo de osciladores no suele utilizarse como generadores de portadora ni como osciladores locales en los receptores. Aún así, se da el caso de que la salida de un oscilador senoidal no es puramente tal y contiene componentes armónicos de la frecuencia de oscilación. Estos pueden eliminarse, con relativa facilidad, mediante filtros. Hay que tener que tener en cuenta que la señal de salida del oscilador, bien sea que esté modulada o no, antes de llegar a la salida de un transmisor o de un receptor, pasa a través de

amplificadores sintonizados que, además de amplificar la señal, actúan también como filtros, garantizando así la pureza espectral de la señal.

Osciladores Clase E de Alta Eficiencia

Los osciladores clase E nos ofrecen una alta eficiencia a pesar de una circuitería relativamente sencilla.

Se pueden obtener dos modos de funcionamiento del oscilador: Con oscilaciones de funcionamiento libre y con oscilaciones sincronizadas, también llamado con oscilaciones bloqueadas por inyección.

La sincronización permite al oscilador lograr una alta eficiencia global y una alta estabilidad de 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. Por ejemplo, pueden ser utilizados en osciladores de frecuencia modulada (FM) de alta eficiencia y alta estabilidad.

La supresión del ruido de fase es una de las propiedades más importantes de este tipo de osciladores.

En muchas aplicaciones, los osciladores Clase E sincronizados pueden realizar las mismas funciones que los amplificadores Clase E, pero con una mayor eficiencia (ya que no hay necesidad de una etapa de alimentación de puerta) y tienen la capacidad de entregar una potencia de salida sin una señal de entrada de gran tamaño.

II.4. Convertidor DC/DC Clase E^2

Uno de las objetivos planeados para el Oscilador Clase E basado en tecnología E-pHEMT es que sea fácilmente configurado como rectificador, para, formar un convertidor DC/DC, mediante un oscilador clase E a cuya salida colocaremos el rectificador.

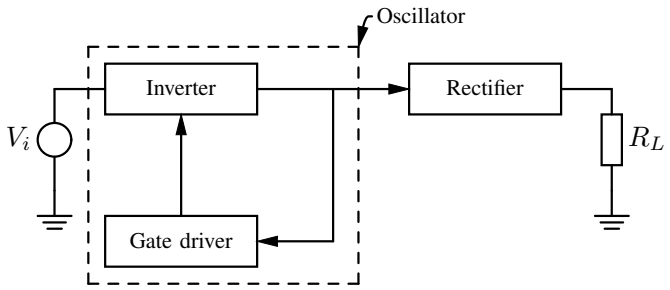

Figura II.19 Esquema General de un Convertidor DC/DC [7]

Un rectificador es un dispositivo capaz de convertir AC en DC a través del proceso conocido como rectificación. Este dispositivo es muy importante ya que la mayoría de los aparatos electronicos requieren DC

Un convertidor DC/DC, por lo tanto, funciona de la siguiente manera:

A la entrada se le inyecta una tensión DC que el oscilador convierte en AC, posteriormente el rectificador se encarga de convertir de nuevo la tensión AC a tensión DC al nivel deseado completando así la operación de conversión.

Una de las ventajas de diseñar un convertidor DC/DC clase E^2 es la simplificación, en cuanto a diseño, del driver de Puerta que observamos en la figura II.19. Lo que nos permite aligerar en peso y reducir en tamaño el dispositivo final [8].

En el capítulo IV analizaremos con más detalle como modificamos nuestro oscilador clase E para su funcionamiento como rectificador.

II.5. Referencias

[1] Eugeni García Moreno, Apuntes Sistemas Electrónicos de Comunicación, Universitat de les Illes Balears

[2] Nelson Antonio Becerra Carrillo y Jaime Alberto López Rincón, "Amplificadores de Alta Eficiencia", 2005

[3] N. A. Sokal, A. D. Sokal, "Class-E – A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, Nº 3, Junio 1975

[4] Beatriz Bedia Expósito, "Optimización del Compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisores Polares", Proyecto Final de Carrera, Julio 2008

[5] Constantino Pérez Vega, José Mª Zamanillo y Alicia Casanueva, "Sistemas de Telecomunicación", Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria, 2007

[6] Marian K. Kazimierczuk, Fellow, IEEE, Vladimir G. Krizhanovski, Senior Member, IEEE, Julia V. Rassokhina, Member, IEEE, and Dmitrii V. Chernov "Injection-Locked Class-E Oscillator", Junio 2006

[7] Toke M. Andersen, Søren K. Christensen‡, Arnold Knott† and Michael A. E. Andersen, "A VHF Class E DC-DC Converter with Self-Oscillating Gate Driver", Technical University of Denmark, 2011

[8] Maria de las Nieves Ruiz Lavín, "Conversor Resonante de Potencia en RF sobre Tecnología GaN HEMT", Proyecto Final de Carrera, Octubre 2010

III.Transistores de Potencia

A lo largo de este capítulo analizaremos la evolución de estos dispositivos, partiendo desde los transistores MESFET así como las necesidades que motivaron los avances, finalizando con una presentación de los transistores GaN HEMT y GaAS E-pHEMT que se han utilizado en este proyecto.

III.1. Transistores MESFET

El transistor MESFET surgió como solución a las limitaciones de su antecesor, el transistor JFET de silicio, entre las cuales podemos destacar las siguientes: la menor movilidad de los electrones en el silicio, la dificultad en lograr dimensiones precisas mediante procesos de fabricación basados en difusión, el área excesiva de la compuerta de tipo p, y los problemas

asociados a la creación de una débil compuerta en la parte inferior del canal debida al uso de un substrato de tipo p. Para mejorar estas limitaciones se debían cumplir los siguientes requisitos: usar un semiconductor que tuviese una mayor movilidad y mayor velocidad de corriente de saturación que el silicio, emplear técnicas de fabricación más precisas, evitar el uso de una puerta difundida de tipo p y cambiar el substrato tipo p por uno de alta resistividad. Precisamente estos requisitos son características propias de un MESFET de GaAs.

Un MESFET es un tipo de FET de unión de puerta que tiene varias características atractivas. La puerta en estos dispositivos es una unión Schottky (metal a semiconductor). Al evitar el uso de procesos de difusión en la fabricación de la puerta proporciona una longitud de puerta mucho menor, minimizando la capacidad de la puerta al canal y el tiempo de tránsito de la puerta.

El canal del FET es una capa epitaxial crecida en un substrato de alta resistividad. Esto permite que las dimensiones del canal sean controladas de forma más precisa.

Aunque en el pasado el silicio se ha usado para MESFET, el material más común hoy en día es el GaAs. El GaAs tiene mucha más alta movilidad que el silicio. Debido a que los substratos de InP tienen incluso mayor movilidad, a veces se utilizan para fabricar MESFET también. Sin embargo, el InP es mucho más caro que el GaAs y la tecnología sobre InP no es tan madura.

El dispositivo se fabrica sobre un sustrato de GaAs de alta resistividad (véase figura III.1). Se hace crecer primero una capa separadora (buffer), también de alta resistividad, para evitar que las impurezas e imperfecciones del cristal en el sustrato afecten al canal, y luego se hace crecer una capa gruesa y pura de la cual se elimina una buena parte en la región donde quedará depositada la puerta. De este modo se logra un canal fino (y de dimensiones perfectamente controladas), así como un mayor ancho

de la capa de material epitaxial bajo los contactos óhmicos de la fuente y drenador que minimiza la resistencia parásita entre los respectivos contactos y la región de puerta. La puerta, al ser una unión Schottky (metal-semiconductor), que no se crea mediante difusión, puede llegar a tener una longitud muy pequeña, minimizando la capacidad entre ella y el canal así como el tiempo de tránsito de los electrones bajo la misma. Todos estos elementos junto a la utilización del GaAs, donde la movilidad electrónica es superior al silicio, resulta en un dispositivo más apropiado para aplicaciones a frecuencias elevadas.

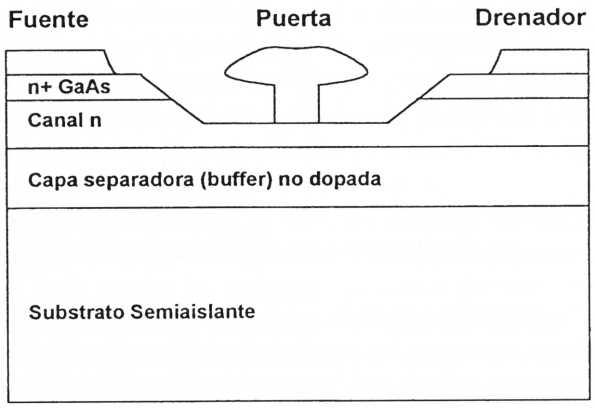

Figura III.1 Sección transversal de un MESFET [1].

Centrándonos en la descripción circuital del MESFET, el circuito no lineal equivalente en parámetros concentrados más ampliamente utilizado para describir la operación de estos transistores es el que se muestra en la figura III.2. Se puede considerar compuesto por dos grandes grupos de elementos: los elementos extrínsecos, asociados al comportamiento parásito del dispositivo o su encapsulado, y los elementos intrínsecos, que reproducen el comportamiento esencial del mismo.

Entre los elementos extrínsecos, resultan de importancia las resistencias parásitas de puerta y fuente, así como la inductancia de fuente. La resistencia de puerta, junto a la capacidad entre puerta y fuente,

conforman un filtro paso bajo RC a la entrada del MESFET, reduciendo su ganancia a frecuencias elevadas; además, genera ruido térmico y degrada la figura de ruido del dispositivo. Existen dos técnicas fundamentales para reducir el valor de este parásito: la reducción del ancho de la tira que conforma la puerta mediante su división en un número de tiras o dedos de menor ancho y conectados en paralelo, y el uso de un contacto de puerta con sección transversal en T.

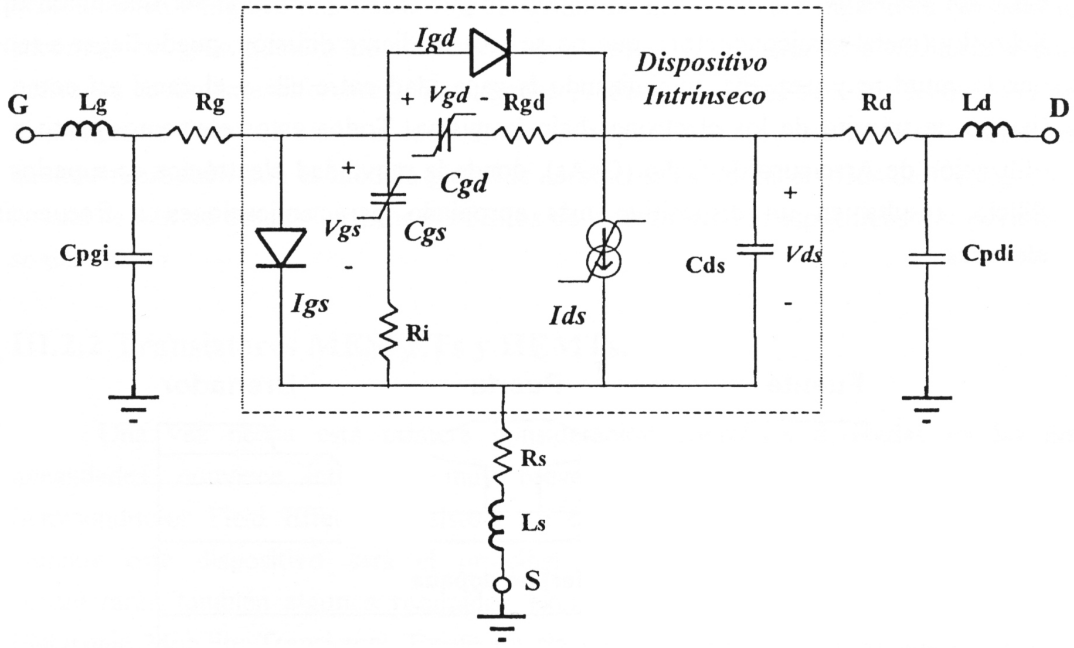

Figura III.2 Circuito no lineal equivalente para el MESFET [1].

La resistencia de fuente provoca varios problemas: introduce una vía de realimentación negativa, reduce la ganancia del transistor y afecta a su comportamiento en distorsión no lineal. Como además el ruido térmico que ella genera queda incluido en el lazo de entrada del FET, contribuye a la degradación de su figura de ruido. Para minimizarla, además de lo comentado en el proceso de conformación del canal, se intenta que la región de fuente sea fuertemente dopada.

La inductancia de fuente añade una componente real a la impedancia de entrada del dispositivo, que no genera ruido pero disminuye la ganancia.

En transistores de potencia (de pequeña ganancia), esa reducción puede ser crítica. Para disminuir este parásito se emplean los “via holes” (agujeros metalizados atravesando el substrato) para conectar la fuente a masa.

Dentro del conjunto de elementos intrínsecos se aprecian cinco elementos de naturaleza no lineal. Los diodos entre puerta y fuente, y entra puerta y drenador, permiten caracterizar la conducción por el terminal de puerta para tensiones de puerta positivas (respecto a fuente o drenador según el caso), así como el fenómeno de ruptura o breakdown que caracteriza el rápido incremento de la corriente de drenador cuando las tensiones entre puerta y fuente, o entre puerta y drenador son muy negativas. En condiciones normales de operación del dispositivo no intervienen y muchas veces no son considerados en el modelo.

La fuente de corriente Ids representa la no linealidad predominante de estos dispositivos en condiciones normales de operación, el elemento de mayor interés en la mayoría de las aplicaciones y que determina la posibilidad de obtener ganancia de potencia. La característica I-V de un transistor MESFET, al igual que la de un HEMT, es similar a la de un transistor JFET, donde es posible apreciar dos regiones diferenciadas: región de saturación y región lineal o no saturada. En el arseniuro de galio la movilidad de los electrones para pequeñas intensidades de campo es mayor que en el silicio, y la saturación de la velocidad ocurre para un valor inferior de intensidad de campo eléctrico. Esto trae como consecuencia, que en dispositivos de GaAs los fenómenos de saturación aparezcan antes de que el extremo de drenador del canal se corte, y que la saturación de corriente resulte de la combinación de la saturación de velocidad de los electrones y del pinch-off clásico del canal propio de un JFET.

La linealización del circuito equivalente no lineal conduce al circuito equivalente lineal de pequeña señal representado en la figura III.3. Las no linealidades, como era de esperar, aparecen en ese circuito representadas por los coeficientes de primer grado de su desarrollo de Taylor.

De este circuito lineal pequeña señal es evidente que Gm1 y Gds representan la transconductancia y la conductancia de salida respectivamente. Gm1 determinará las propiedades de ganancia, mientras Gds las de impedancia de salida. Los esfuerzos por mejorar las prestaciones de estos transistores van generalmente encaminados a elevar el valor de la transconductancia. Una mayor transconductancia, dejando el resto de los parámetros constante, conlleva una mejora de la ganancia, la figura de ruido y la respuesta de frecuencia. Para la capacidad Cgs1 ocurre lo contrario, cuanto menor sea, mejores serán las prestaciones del dispositivo. Lamentablemente, muchas veces hay que establecer un compromiso entre elevar Gm1 y disminuir Cgs1, dado que técnicas como el control del dopado del canal pueden mejorar uno de estos parámetros a expensas del deterioro del otro.

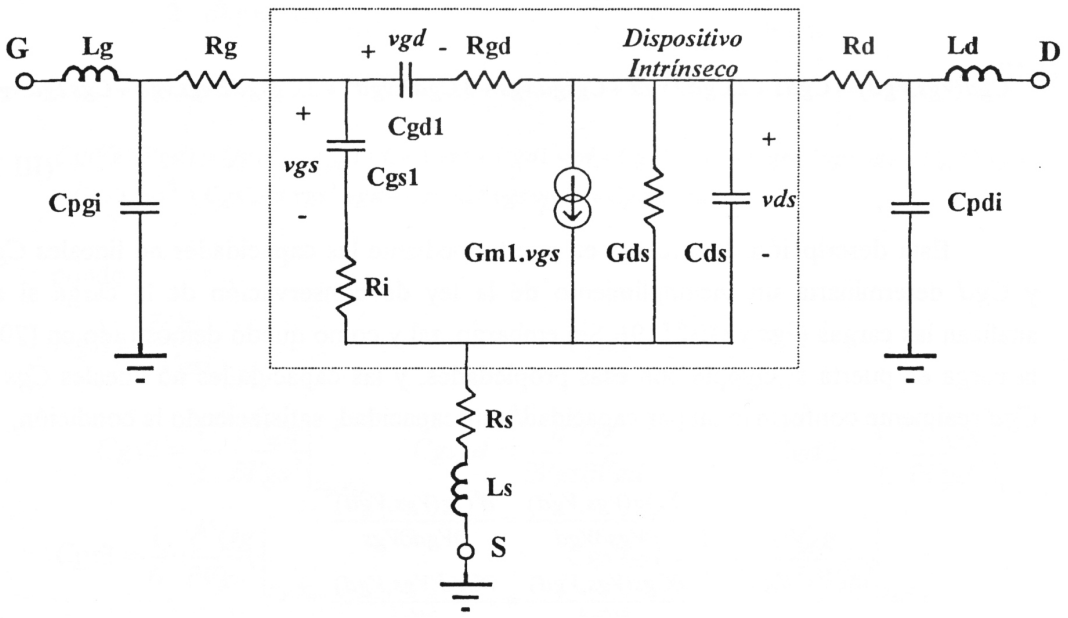

Figura III.3 Circuito lineal equivalente de pequeña señal para el MESFET [1].

III.2. Transistores HEMT

En el empeño por elevar la ganancia, disminuir el ruido y elevar la frecuencia de trabajo, aparecieron en escena los transistores HEMT (High-

Electron-Mobility Transistors). La gran diferencia con los MESFET radica en el uso de una heterounión en lugar del canal dopado, conformada por una capa n de AlGaAs bajo la puerta, una capa espaciadora no dopada, y una capa de GaAs también no dopada. Véase la figura III.4. El grosor de la capa espaciadora es de unas pocas decenas de Angstroms, y la discontinuidad en la separación de bandas del AlGaAs y el GaAs determina la formación de una capa muy fina de electrones bajo la puerta, justo en la interfase entre la capa de GaAs no dopada y el espaciador. Dado que esta capa es muy delgada, que la concentración de electrones es muy pequeña, y que los electrones no encuentran átomos donadores ionizados en su movimiento por la misma (el GaAs es no dopado), se le acostumbra a denominar gas electrónico de dos dimensiones, 2-DEG (two-dimensional electronic gas). Las propiedades de transporte en esta capa favorecen una mayor movilidad, tiempos de respuesta más rápidos y en consecuencia, la operación deseada a frecuencias más elevadas.

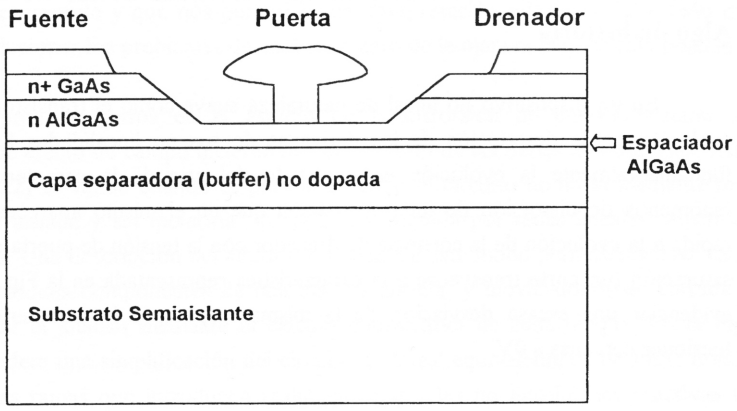

Figura III.4 Sección transversal de un HEMT [1].

La modulación de la concentración de electrones mediante la tensión de puerta es fundamentalmente responsable de la variación de la corriente en el canal con dicha tensión. Sin embargo, si la tensión aplicada a la puerta no es suficiente para la completa deplexión de la capa de AlGaAs, existirá una trayectoria para la conducción entre fuente y drenador a través de la misma,

conducción similar a la que ocurre en un MESFET. Como las propiedades de transporte electrónico en este MESFET parásito son significativamente inferiores a las de la capa 2-DEG, la variación de la corriente con la tensión de puerta se reducirá, limitando su funcionamiento.

Las consideraciones hechas en lo relativo al modelado de MESFETs son extensibles también a los HEMTs, y los circuitos equivalentes gran señal y pequeña señal son válidos para estos dispositivos en condiciones normales de operación.

Una variante importante de los transistores HEMT, es el HEMT pseudomórfico o PHEMT, que introduce una capa extra de InGaAs entre el espaciador de AlAsGa y la capa de GaAs no dopado. Aparece una discontinuidad mayor en la separación de bandas que determina a su vez la creación de más carga en la capa electrónica. Desafortunadamente, este incremento se realiza a expensas de una desadaptación de estructura entre las tres capas. Esto se refleja sobre todo en la capa de InGaAs, que al resultar comprimida de un modo no natural ha quedado bautizada como la capa pseudomórfica. Para evitar la tensión en esta capa se acostumbra a limitar la cantidad de InAs en la estructura, lo que a su vez limita la densidad de carga electrónica y las prestaciones del dispositivo. No obstante, los PHEMT exhiben mejores propiedades de ganancia, figura de ruido y potencia de salida que los HEMTs simples de GaAs.

III.3 Transistores GaN HEMT

El rápido desarrollo de la electrónica de potencia en RF ha supuesto que las necesidades de alta potencia y alta frecuencia requieran transistores basados en materiales semiconductores con una alta tensión de ruptura y una alta movilidad electrónica.

Attribute	Si	GaAs	SiC	GaN
Energy Gap (eV)	1.11	1.43	3.2	3.4
Breakdown E-field (V/cm)	$6 \cdot 10^5$	$6.5 \cdot 10^5$	$3.5 \cdot 10^6$	$3.5 \cdot 10^6$
Saturation Velocity (cm/s)	$1 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$	$2.5 \cdot 10^7$
Electron Mobility (cm2/V-s)	1350	6000	800	1600
Thermal Conductivity (W/cmK)	1.5	0.46	3.5	1.7
Heterostructure	SiGe/Si	AlGaAs/GaAs InGaP/GaAs AlGaAs/InGaAs	None	AlGaN/GaN InGaN/GaN

Figura III.5 Propiedades materiales de varios semiconductores [2]

Desde este punto de vista, materiales como GaN y SiC son preferibles. Su gran energía de gap resulta en tensiones de ruptura mayores debido a que es el campo de ruptura el campo que finalmente es necesario para una ionización de impacto banda a banda. Además, ambos tienen una alta velocidad de saturación de electrones, lo que permite su operación en alta frecuencia.

La capacidad del GaN para formar heterouniones lo hace superior al SiC, a pesar de tener campos de ruptura y velocidades de saturación similares. El GaN se puede utilizar para fabricar transistores de alta movilidad de electrones (HEMT, High Electron Mobility Transistor) mientras que el SiC sólo se puede utilizar para fabricar transistores MESFETs.

Las ventajas de los transistores HEMTs es que tienen una alta concentración de portadoras y una alta movilidad de electrones debido a su reducido scattering por impurezas ionizadas. La combinación de estas dos ventajas resulta en una alta densidad de corriente y en una baja resistencia del canal, que son especialmente importantes para la operación a altas frecuencias y aplicaciones de conmutación de potencia.

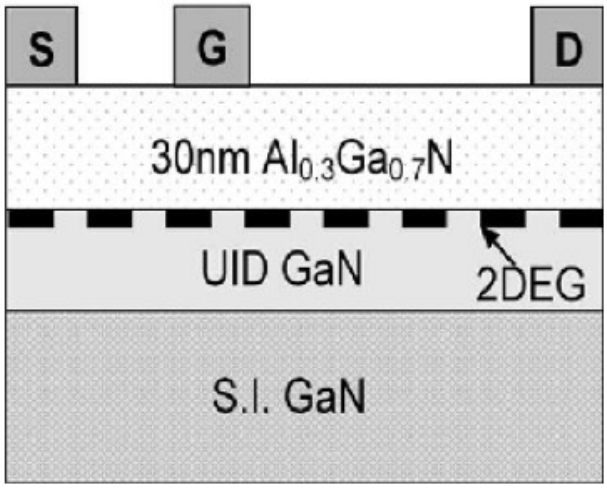

Figura III.6 Esquemático típico de un AlGaN/GaN HEMT

Desde el punto de vista de los amplificadores, los HEMTs basados en GaN tiene muchas ventajas sobre otras tecnologías existentes [3]. La alta densidad lineal de potencia a la salida permite la fabricación de dispositivos de mucho menor tamaño con la misma potencia de salida. La alta impedancia debida a este menor tamaño permite menores pérdidas por desadaptación de impedancias en los amplificadores.

La operación a altas tensiones no sólo reduce la necesidad de conversión de tensiones, sino que también provee el potencial para obtener una alta eficiencia, lo que es crítico en los amplificadores. La alta energía de gap también permite operar a altas temperaturas. Al mismo tiempo, los HEMT ofrecen mejor rendimiento frente al ruido que los MESFET [4].

Estas atractivas características en aplicaciones de amplificadores, derivadas de las propiedades superiores del semiconductor, hacen del HEMT basado en GaN un candidato muy prometedor para aplicaciones de RF y microondas.

En concreto, el modelo de transistor GaN HEMT utilizado es el CGH35030F de Cree Inc [5] con un encapsulado cerámico/metal que podemos ver en la figura III.7

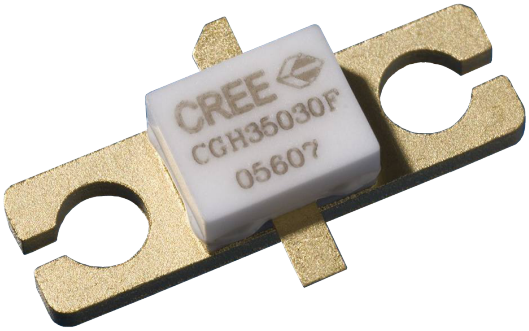

Figura III.7 Transistor CGH35030F de Cree Inc

En las tablas de las figuras III.8 y III.9 podemos observar las características principales de este dispositivo, estando el resto de características disponibles en [5]. Además en la figura III.10 se pueden ver las características I/V medidas para este transistor, donde se puede observar una resistencia de conducción bastante baja, lo que es ideal para la operación en clase E.

Parameter	3.3 GHz	3.4 GHz	3.5 GHz	3.6 GHz	3.7 GHz	3.8 GHz	Units
Small Signal Gain	11.6	11.8	11.8	12.0	12.4	13.0	dB
EVM at P_{AVE} = 23 dBm	2.42	2.26	2.09	2.11	2.13	2.38	%
EVM at P_{AVE} = 36 dBm	1.97	1.74	1.68	1.79	2.01	2.37	%
Drain Efficiency @ 36 dBm	20.8	21.9	23.5	25.4	27.4	29.1	%
Input Return Loss	12.3	8.5	6.1	5.4	6.1	9.0	dB

Note:
Measured in the CGH35030F-TB amplifier circuit, under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3, PAR = 9.8 dB @ 0.01 % Probability on CCDF.

Figura III.8 Comportamiento típico a 3.3-3.8 GHz y Tc=25ºC del transistor CGH35030F

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
DC Characteristics[1]						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	-3.8	-3.3	-2.3	V_{DC}	V_{DS} = 10 V, I_D = 7.2 mA
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	–	-3.0	–	V_{DC}	V_{DS} = 28 V, I_D = 120 mA
Saturated Drain Current	I_{DS}	5.8	7.0	–	A	V_{DS} = 6.0 V, V_{GS} = 2 V
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{BR}	120	–	–	V_{DC}	V_{GS} = -8 V, I_D = 7.2 mA
RF Characteristics[2,3] (T_C = 25°C, F_0 = 3.5 GHz unless otherwise noted)						
Small Signal Gain	G_{SS}	10	11.5	–	dB	V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 120 mA, P_{AVE} = 23 dBm
Drain Efficiency[4]	η	20	25	–	%	V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 120 mA, P_{AVE} = 36 dBm
Back-Off Error Vector Magnitude	EVM_1	–	2.5	–	%	V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 120 mA, P_{AVE} = 23 dBm
Error Vector Magnitude	EVM_2	–	2.0	–	%	V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 120 mA, P_{AVE} = 36 dBm
Output Mismatch Stress	VSWR	–	–	10 : 1	Ψ	No damage at all phase angles, V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 120 mA
Dynamic Characteristics						
Input Capacitance	C_{GS}	–	9.0	–	pF	V_{DS} = 28 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz
Output Capacitance	C_{DS}	–	2.6	–	pF	V_{DS} = 28 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz
Feedback Capacitance	C_{GD}	–	0.4	–	pF	V_{DS} = 28 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz

Notes:
[1] Measured on wafer prior to packaging.
[2] Measured in the CGH35030F-TB test fixture.
[3] Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3, PAR = 9.8 dB @ 0.01 % Probability on CCDF.
[4] Drain Efficiency = P_{OUT} / P_{DC}.

Figura III.9 Características eléctricas a Tc=25ºC del transistor CGH35030F

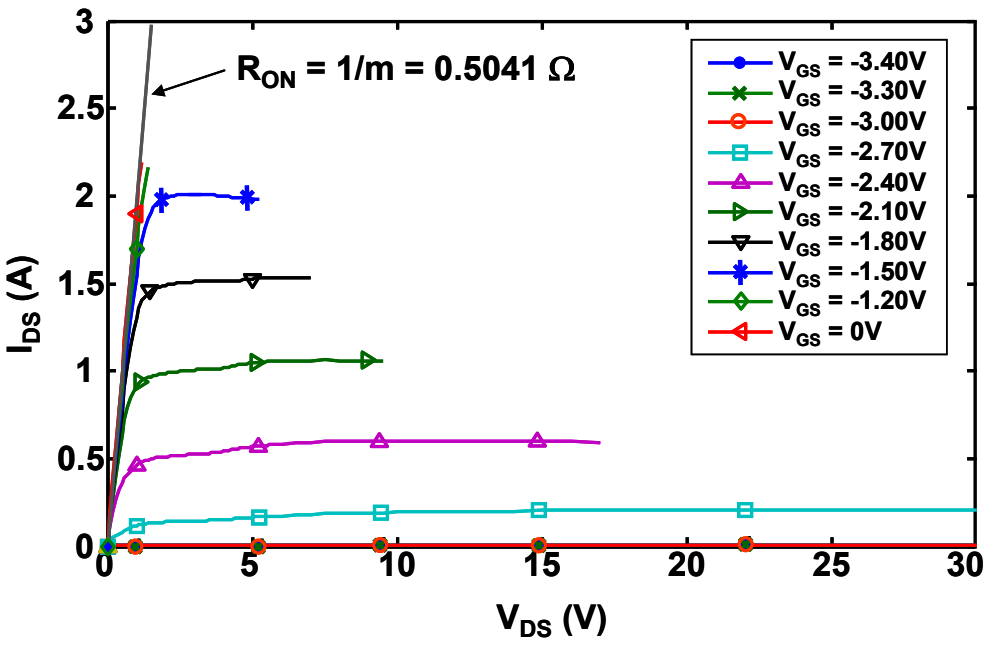

Figura III.10 Características IV del transistor CGH35030F de Cree Inc. [6]

III.4 Transistores GaAs E-pHEMT

A diferencia de los dispositivos de arseniuro de galio (GaAs) de mayor uso (MESFETs y HEMTs de deplexión) que operan con una fuente de alimentación positiva en drenador, pero necesitan otra negativa para poder ser polarizados en puerta, la tecnología de transistores E-pHEMT (Enhancement-mode pseudomorphic high-electron-mobility transistors) está despertando un enorme interés debido a que únicamente precisan polarización positiva [7]. Los componentes necesarios para proporcionar la tensión negativa incrementan considerablemente el coste del sistema, ocupan un espacio importante en el circuito y además suponen un esfuerzo añadido en el diseño.

Tener únicamente polarización positiva permite a los dispositivos E-pHEMT mantener la corriente de drenador a niveles mínimos con cero voltios en la puerta [8] [9], a la vez que eliminar el ruido asociado a la generación de un voltaje negativo.

Estas características dan como resultado un dispositivo de bajo coste, peso ligero y con baja tensión de alimentación, que unido a su comportamiento altamente lineal hacen de este dispositivo el idóneo para pequeñas aplicaciones en microondas por debajo de 6 GHz .

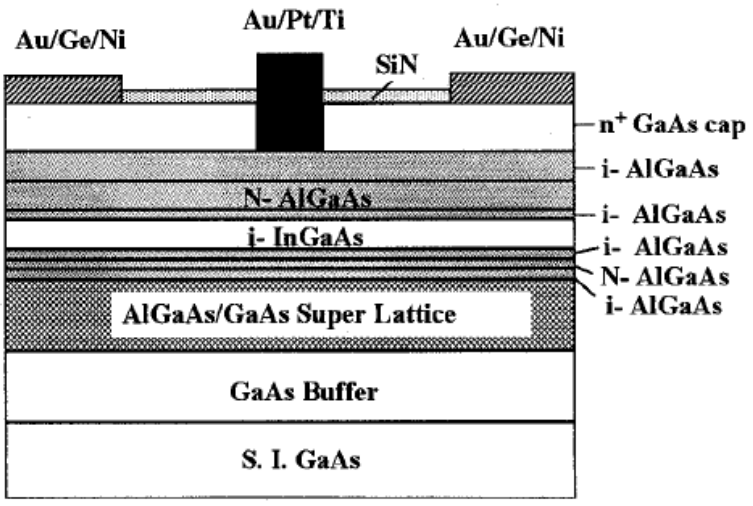

Figura 3.11 Sección de un transistor EpHEMT

En este caso el modelo de transistor GaAs E-pHEMT que se ha utilizado es el ATF-54143 de Avago Technologies cuyas principales características se adjuntan en las figuras III.12 y III.13, pudiendo observarse con más detalle en [10].

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
V_{DS}	Drain - Source Voltage[2]	V	5
V_{GS}	Gate - Source Voltage[2]	V	-5 to 1
V_{GD}	Gate Drain Voltage[2]	V	-5 to 1
I_{DS}	Drain Current[2]	mA	120
P_{diss}	Total Power Dissipation[3]	mW	725
$P_{in\ max.}$	RF Input Power	dBm	20[5]
I_{GS}	Gate Source Current	mA	2[5]
T_{CH}	Channel Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150
θ_{jc}	Thermal Resistance[4]	°C/W	162

Notes:
1. Operation of this device in excess of any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Assumes DC quiescent conditions.
3. Source lead temperature is 25°C. Derate 6.2 mW/°C for T_L > 33°C.
4. Thermal resistance measured using 150°C Liquid Crystal Measurement method.
5. The device can handle +20 dBm RF Input Power provided I_{GS} is limited to 2 mA. I_{GS} at P_{1dB} drive level is bias circuit dependent. See application section for additional information.

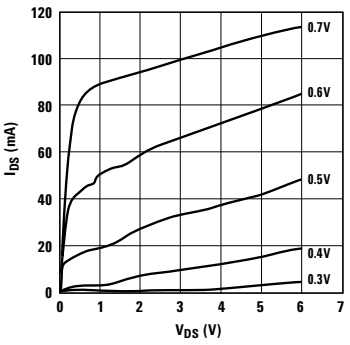

Figure 1. Typical I-V Curves. (V_{GS} = 0.1 V per step)

Figura III.12 Valores Máximos del transistor ATF-54143 de Avago Tech.

Symbol	Parameter and Test Condition			Units	Min.	Typ.[2]	Max.
Vgs	Operational Gate Voltage		Vds = 3V, Ids = 60 mA	V	0.4	0.59	0.75
Vth	Threshold Voltage		Vds = 3V, Ids = 4 mA	V	0.18	0.38	0.52
Idss	Saturated Drain Current		Vds = 3V, Vgs = 0V	µA	—	1	5
Gm	Transconductance		Vds = 3V, gm = ΔIdss/ΔVgs; ΔVgs = 0.75 - 0.7 = 0.05V	mmho	230	410	560
Igss	Gate Leakage Current		Vgd = Vgs = -3V	µA	—	—	200
NF	Noise Figure[1]	f = 2 GHz	Vds = 3V, Ids = 60 mA	dB	—	0.5	0.9
		f = 900 MHz	Vds = 3V, Ids = 60 mA	dB	—	0.3	—
Ga	Associated Gain[1]	f = 2 GHz	Vds = 3V, Ids = 60 mA	dB	15	16.6	18.5
		f = 900 MHz	Vds = 3V, Ids = 60 mA	dB	—	23.4	—
OIP3	Output 3rd Order Intercept Point[1]	f = 2 GHz	Vds = 3V, Ids = 60 mA	dBm	33	36.2	—
		f = 900 MHz	Vds = 3V, Ids = 60 mA	dBm	—	35.5	—
P1dB	1dB Compressed Output Power[1]	f = 2 GHz	Vds = 3V, Ids = 60 mA	dBm	—	20.4	—
		f = 900 MHz	Vds = 3V, Ids = 60 mA	dBm	—	18.4	—

Notes:
1. Measurements obtained using production test board described in Figure 5.
2. Typical values measured from a sample size of 450 parts from 9 wafers.

Figura III.13 Características eléctricas a Tc=25ºC Del transistor ATF-54143

En la figura III.14 se muestran las características IV medidas del transistor ATF 54143 de Avago Technologies.

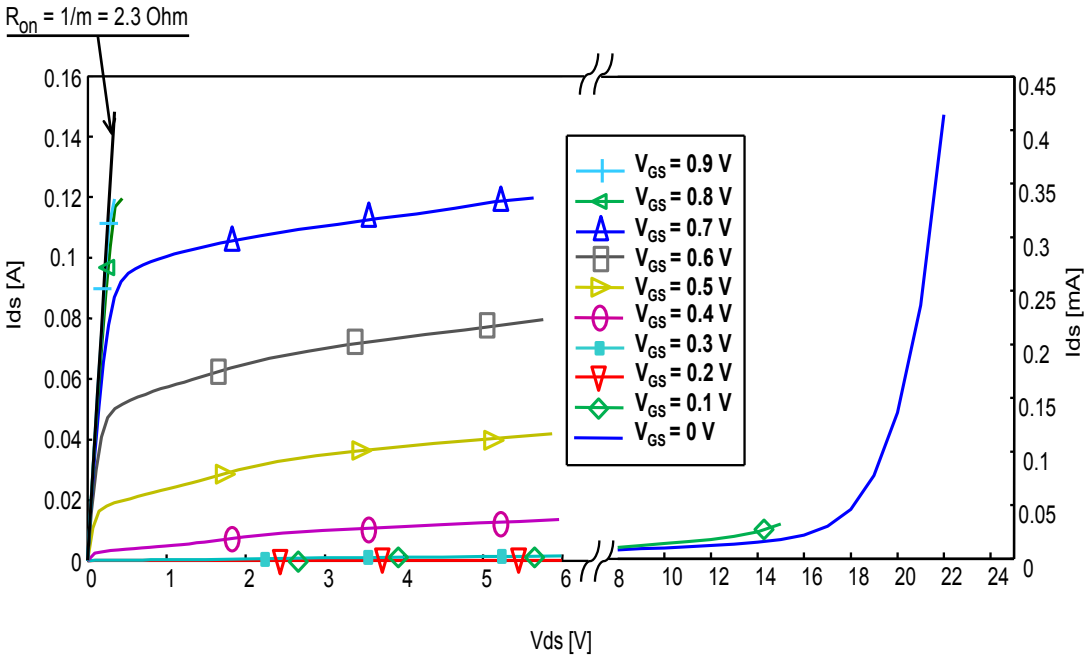

Figura III.14 Características IV del transistor ATF-54143 de Avago Tech. [11]

Se puede observar, de esta última figura, que la resistencia en conducción (derivada de la pendiente de las curvas I/V) es relativamente baja para un dispositivo de este nivel de potencia, mientras que la tensión de ruptura ronda los 18 V. Teniendo en cuenta estas propiedades, este dispositivo se puede utilizar con buenas prestaciones en circuitos clase E.

III.5.Referencias

[1] Jose Ángel García García, “Control de la Distorsión No Lineal de Intermodulación sobre Dispositivos MESFETs/HEMTs de AsGa”, Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Enero 2000.

[2] José Vicente Terán Collantes “Diseño de un Amplificador de potencia clase F^{-1} en la banda de 760 – 830 MHz”, Proyecto Final de Carrera, Octubre 2009

[3] U. K. Mishra, P. Parikh, and Y.-F. Wu, “AlGaN/GaN HEMTs - An overview of device operations and applications”, Junio 2002.

[4] Daniel Castaño del Castillo, “Diseño de Amplificadores de Potencia de RF en la tecnología GaN” , Proyecto Final de Master, Noviembre 2010

[5] www.cree.com

[6] M. Nieves Ruiz, Reinel Marante and José A. García “GaN HEMT Class E^2 Resonant Topologies for UHF DC/DC Power Conversion”, 2012

[7] Carmen Gómez, Emigdio Malaver, José Ángel García, Tomás Fernández. “Control del Comportamiento en Distorsión de Intermodulación en un pHEMT de Enriquecimiento”

[8] Y. Tkachenko, A. Klimashov C. Wei, Y. Zhao and D. Bartle, “Enhancement Mode PHEMT for Single Supply High Efficiency Power Amplifiers”

[9] Scott A. Wartenberg, John R. Hauser, Sushil Kumar, “The EPHEMT Gate at Microwave Frequencies” , Agilent Technologies

[10] www.avagotech.com

[11] M. Nieves Ruiz, Reinel Marante and José A. García, “A Class E Synchronous Rectifier based on an E-pHEMT Device for Wireless Powering Applications” , 2012

IV. Diseño, Implementación y Medida

A lo largo de este capítulo se muestra el proceso realizado en el laboratorio hasta conseguir los objetivos propuestos al inicio del proyecto.

IV.1. Diseño de Osciladores Clase E

El diseño de los dos osciladores planteados en este proyecto se ha realizado a partir de diseños existentes de amplificadores clase E de alta eficiencia, siendo modificados convenientemente para conseguir su operación como osciladores.

IV.1.1. Diseño de la Red de Adaptación Multi-Armónica

Uno de los aspectos más críticos a diseñar para una correcta operación en clase E, es la red de adaptación multi-armónica que se coloca a la salida del transistor.

Esta red de adaptación consta de un circuito resonante que deberá bloquear todos los armónicos superiores, presentando a su salida sólo la componente fundamental [1]. Para lograr esto, se deberá bloquear cada armónico por separado, empezando por el más alto (en este caso, el tercero) y a su vez conseguir adaptación en la frecuencia fundamental de forma que se consiga la impedancia de carga óptima. Conseguir esta carga óptima es un factor esencial para determinar la máxima potencia de salida, y por tanto una máxima eficiencia.

Se pueden ver las redes de adaptación multi-armónicas realizadas para cada uno de los dispositivos en las figuras IV.1 e IV.3.

IV.1.2. Oscilador Clase E con tecnología GaN HEMT

El montaje de este dispositivo se realizará para conseguir que trabaje a 770 MHz, para lograrlo se siguió el esquemático de la figura IV.1.

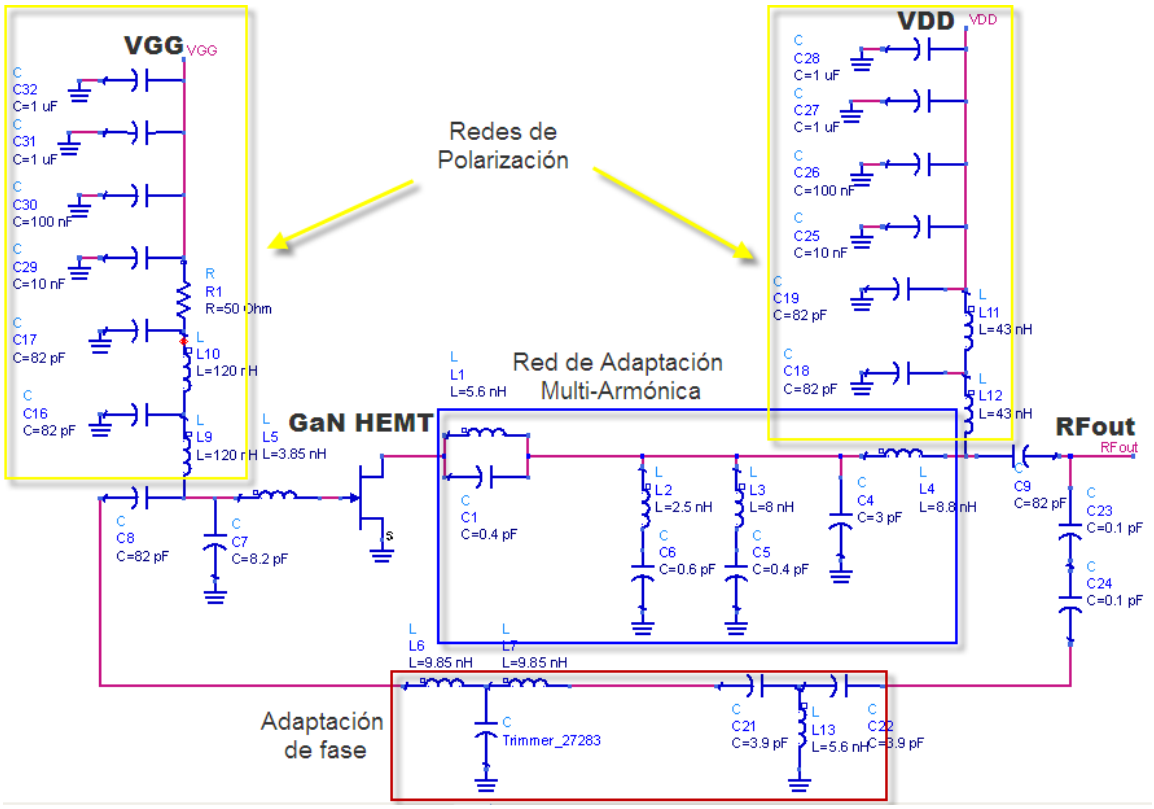

Figura IV.1 Esquemático del Oscilador con tecnología GaN HEMT

Se pueden ver destacadas en el esquemático de la figura IV.1, las distintas partes del dispositivo, entre las que se han destacado las redes de polarización, marcadas en amarillo, la red de adaptación de fase, marcada en rojo, y la red de adaptación multi-armónica de la que se ha hablado anteriormente, marcada en azul.

Las redes de polarización cobran importancia ya que a pesar de que se trabaja tanto con señal de RF como con continua, estas no deben mezclarse, por lo que elementos de choque y desacoplo son requeridos.

En cuanto, a la red de adaptación de fase, está formada principalmente por un circuito formado por dos bobinas con un condensador con capacidad variable en paralelo, que permitirá ajustar la realimentación del oscilador para que cumpla las condiciones de Barkhausen. Además se incluyó un circuito resonante formado por dos condensadores y una bobina, que además de proporcionarnos cierto desfase, funciona como un filtro que evita oscilaciones indeseadas.

Una vez soldados todos los componentes, la placa quedaba tal como se puede observar en la figura IV.2.

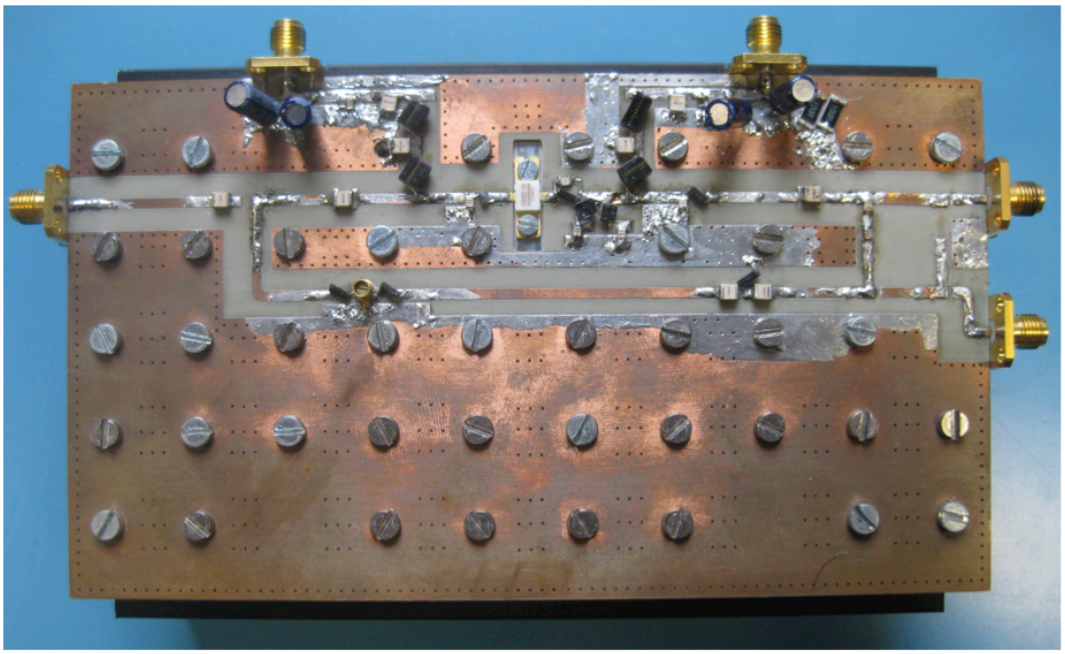

Figura IV.2 Fotografía del Oscilador a GAN HEMT

Para su montaje se han usado bobinas de Coilcraft, así como condensadores cerámicos de las series 100A y 100B de ATC. También se han utilizado condensadores variables, Giga-trim de Johanson, para, por ejemplo, ajustar adecuadamente la fase de nuestros dispositivos.

Cabe notar que hay conectores que para su funcionamiento como oscilador no se usan, pero han sido usados, por ejemplo, durante su

comprobación como amplificador para introducir señal de RF (conector de la izquierda), o para tomar una muestra para el ajuste de la etapa de realimentación (conector inferior de la derecha).

IV.1.3. Oscilador Clase E con tecnología E-pHEMT

El montaje del oscilador para aplicaciones de alimentación inalámbrica interesará que funcione a 960 MHz, para ello se siguió el siguiente esquemático de la figura IV.3.

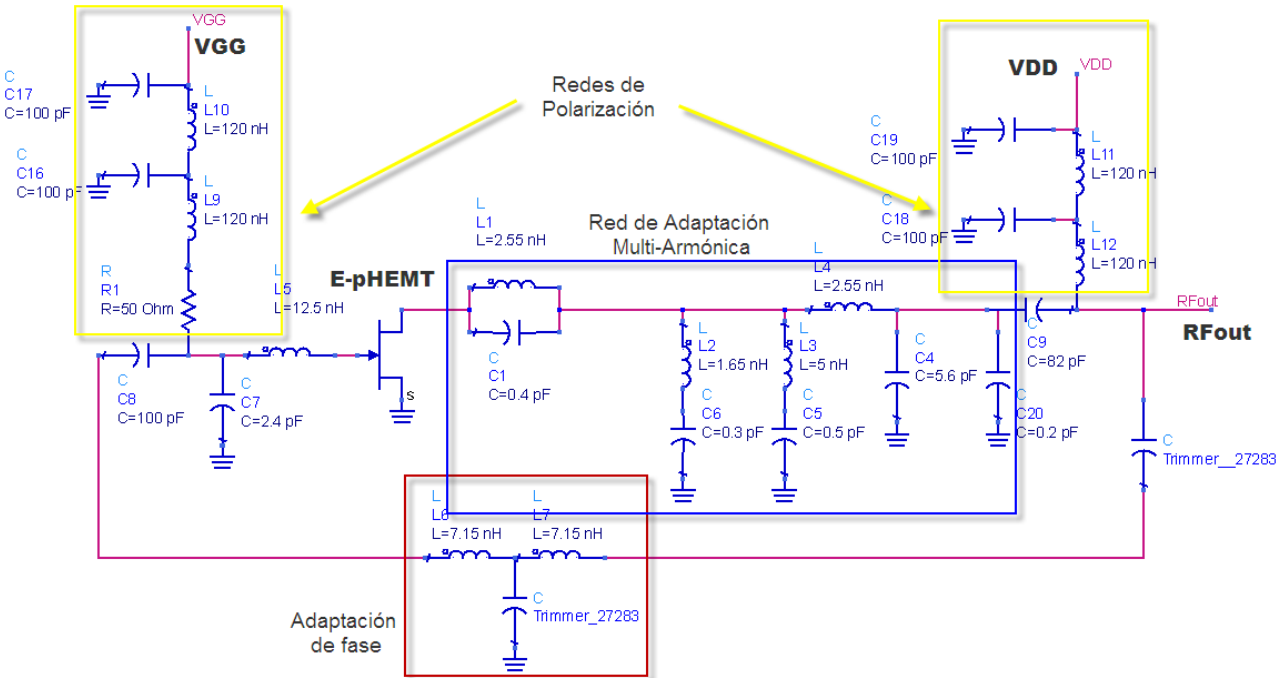

Figura IV.3 Esquemático del oscilador con tecnología E-pHEMT

Aparte de las redes de polarización, la adaptación de fase y la red de adaptación multi-armónica de la que ya se ha hablado previamente, cabe destacar también la etapa de adaptación de entrada, que será la encargada de que se entregue la máxima potencia posible a la entrada del transistor, y que se puede ver en la figura IV.3 formada por el condensador C7 y la bobina L5.

El aspecto final de este dispositivo, tras la soldadura de los componentes, se muestra en la siguiente imagen:

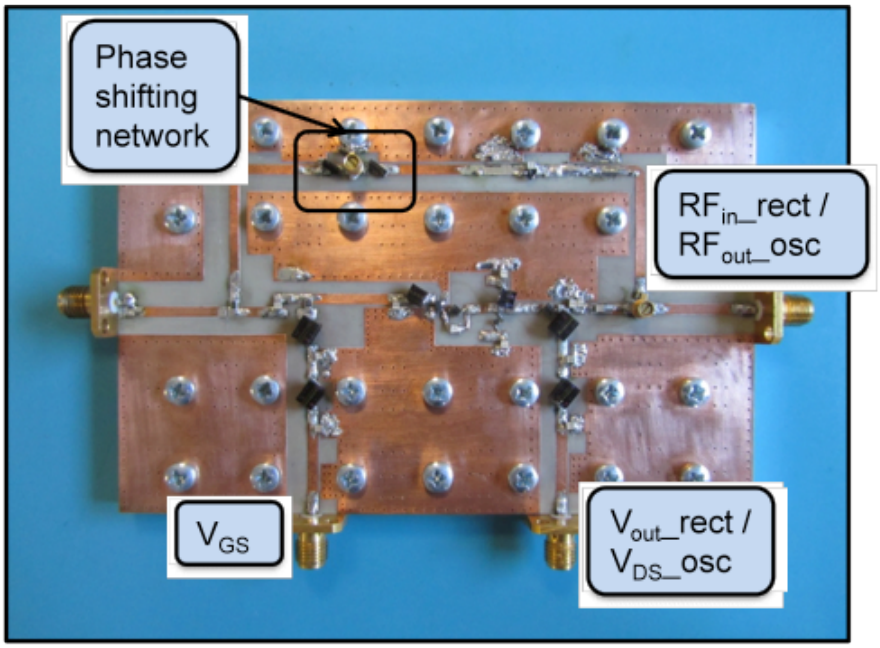

Figura IV.4 Fotografía del oscilador reconfigurable implementado [2].

Al igual que en el dispositivo basado en tecnología GaN HEMT, se puede observar en la figura IV.4, el conector usado para la caracterización del circuito como amplificador, que no será necesario para el funcionamiento como oscilador.

Cabe destacar, que a diferencia del oscilador a GaN HEMT, en este caso, para tomar la muestra que nos permita una buena realimentación, se ha usado un trimmer, es decir, un condensador de capacidad variable, mientras que antes se habia usado uno de capacidad fija.

Esta capacidad variable, nos permitirá optimizar el funcionamiento del circuito una vez soldados todos los componentes.

IV.2 Instrumentación necesaria

En el laboratorio se ha dispuesto de distinto instrumental para realizar las distintas medidas correspondientes, entre los que se encuentran los descritos a continuación.

Vector Signal Generator Agilent ESG E4438C

Se utilizará un generador de señal para proporcionar la señal de RF, cuando sea necesaria.

Figura IV.5 Generador de señal Agilent ESG E4438C [3].

DC Power Supply Agilent E3632A/E3634A

Fuentes de alimentación que proporcionan la tensión adecuada en las polarizaciones de puerta y drenador. Se utilizarán dos de estas fuentes de alimentación para polarizar nuestros dispositivos.

Figura IV.6 Fuente de alimentación Agilent E3632A

System DC Power Supply Agilent N5767A

Fuente de alimentación para el driver de Minicircuits.

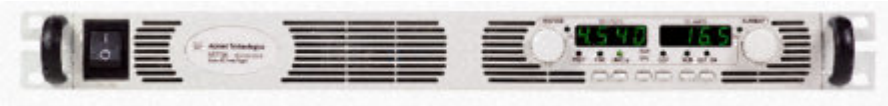

Figura IV.7 Fuente de alimentación Agilent N5767A

Agilent E4418B EPM Series Power Meter

Medidor de potencia que conjuntamente al sensor de Agilent permite medir la potencia a la entrada o salida del sistema.

Figura IV.8 Medidor de potencia Agilent E4418B

Figura IV.9 Sensores como el utilizado en conjunto con el medidor de potencia

Analizador de Espectro Agilent E4407B

El analizador de espectro tiene un rango de operación desde 9 kHz hasta 26.5 GHz. Será el instrumento que nos ayude a ver si nuestro oscilador opera en la frecuencia para la que se ha diseñado, así como nos permite darnos cuenta de posibles oscilaciones no deseadas.

Figura IV.10 Analizador de Espectro Agilent E4407B

Driver Minicircuits

Driver que recibe la señal de RF de entrada del generador y se conectará a la entrada de nuestro dispositivo [4] , proporcionando la señal del generador amplificada.

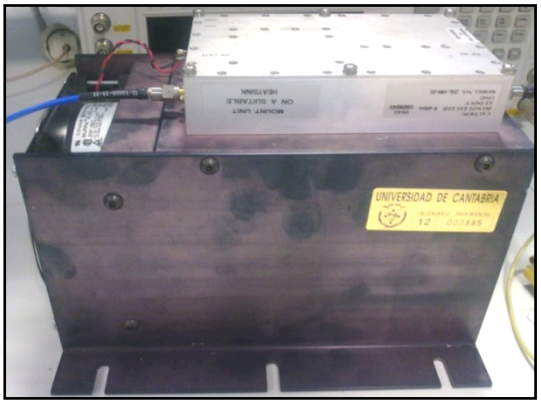

Figura IV.11 Driver Minicircuits disponible en el laboratorio

IV.3. Oscilador Clase E basado en tecnología GaN HEMT

Para la optimización en términos de eficiencia del primero de nuestros dispositivos, hemos seguido el siguiente modo de trabajo.

IV.3.1. Montaje como Amplificador

Para empezar, se midió sólo la etapa amplificadora de nuestro circuito, cuyo esquemático se muestra en la figura IV.12.

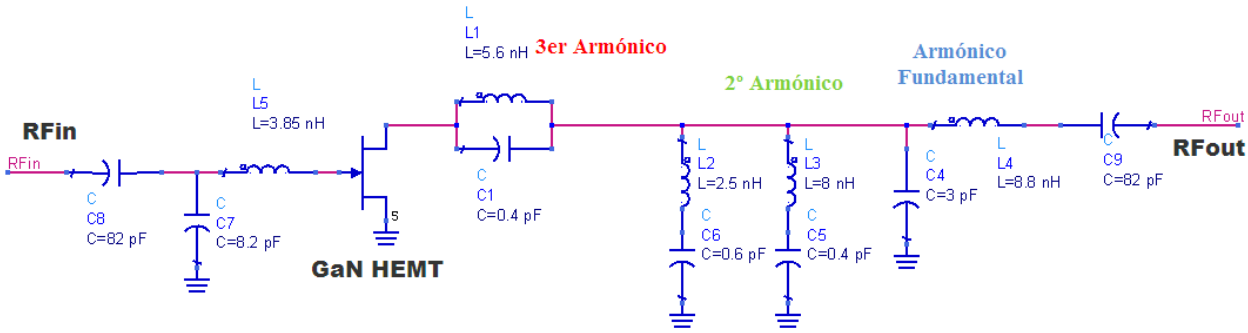

Figura IV.12 Esquemático etapa amplificadora. GaN HEMT

Con esto se pretende medir la eficiencia del circuito funcionando como amplificador de potencia y optimizarla al máximo, antes de introducir la realimentación.

Inicialmente, siguiendo el esquema que se muestra en la figura IV.12, con unas condiciones de trabajo de Vds=28V, Vgs=-3.5V se ha conseguido una eficiencia de 78.89%

Con el afán de mejorar esta eficiencia se observó que moviendo ligeramente el condensador del armónico fundamental, se consigue una variación significativa en la eficiencia, obteniendo mejores resultados al colocarlo más cerca de la bobina. Esto es debido a la impedancia introducida por las líneas microstrip.

El siguiente paso tomado para intentar mejorar la eficiencia fue cambiar el condensador y la bobina del armónico fundamental, por sus

inmediatos superiores e inferiores, y ver la respuesta de nuestro circuito, ya que, aunque inicialmente fueran los óptimos para este cometido, puede haber grandes variaciones en la eficiencia.

IV.3.2. Medidas como Amplificador

La fragilidad del transistor, hace que haya que tener especial cuidado al ir inyectándole las distintas alimentaciones, por ello se debe seguir el siguiente procedimiento de encendido:

- Polarizar el amplificador:
    1. Primero se sitúa la tensión de puerta, por debajo de pinchoff (Vgs=-5V)
    2. La tensión de drenador se sube desde 0 a 28V.
- Se introduce la señal de RF por la entrada (IN) del amplificador, aumentando la potencia hasta alcanzar la deseada.
- Se aumenta la tensión de puerta hasta Vgs=-3.5V.

Para la desconexión del circuito, el procedimiento a seguir, será el mismo pero de forma inversa, es decir primero disminuiremos la tensión de puerta por debajo de pinchoff, luego disminuiremos y apagaremos la entrada de RF, para terminar bajando a cero voltios y desconectando las tensiones de drenador y puerta.

A continuación se muestra una tabla con los diferentes valores de condensadores y bobinas probados, así como la eficiencia obtenida.

		Pout (W)	Eficiencia (%)
C=3 pF	L=8.8 nH	21.6 W	79.06 %
C=2.7 pF	L=8.8 nH	21.4 W	77.2 %
C=3.3 pF	L=8.8 nH	22.5 W	82.15 %
C=3.3 pF	L=9.85 nH	23.5 W	73.6 %
C=3.3 pF	L=7.15 nH	21 W	82.765 %
C=3.3 pF	L= 5.6 nH	18.9 W	84.6 %
C=3.3 pF	L= 5.4 nH	18.9 W	82.9 %
C=3.9 pF	L=5.6 nH	17 W	87.09 %
C=4.7 pF	**L=5.6 nH**	**15 W**	**88.53 %**
C=5.6 pF	L=5.6 nH	11.6 W	86.652 %

Al finalizar este proceso, se puede observar que se ha obtenido una mejora de en torno al 10% en la eficiencia con pequeños cambios en los componentes. Esto nos permite partir de un resultado bastante bueno, para la fabricación del oscilador clase E.

IV.3.3. Montaje como Oscilador

Para comprobar el funcionamiento del dispositivo configurado como oscilador, procederemos al montaje de la figura IV.13.

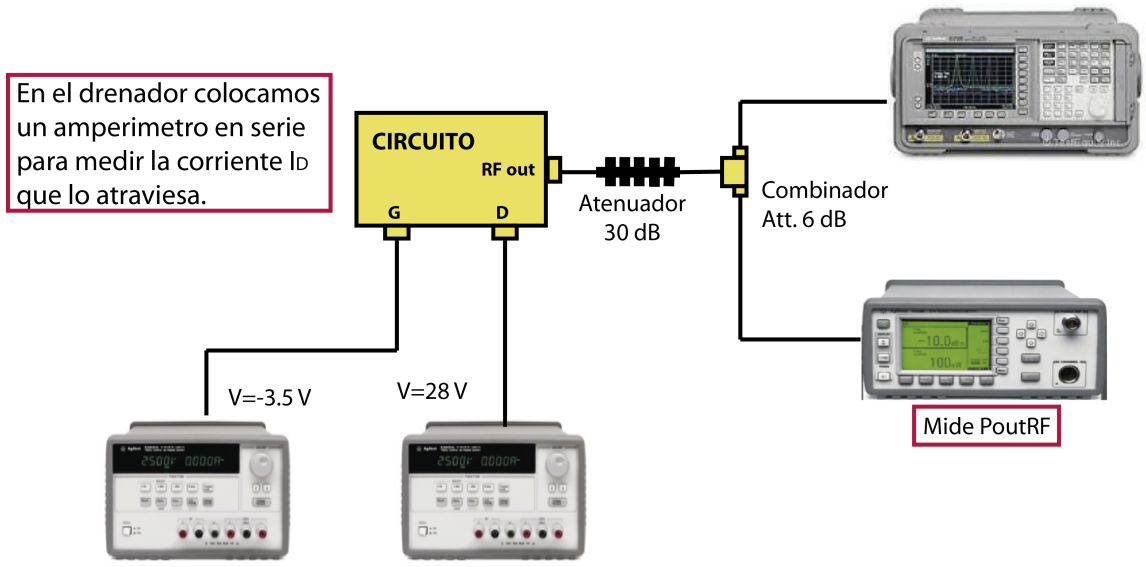

Figura IV.13 Montaje como Oscilador GaN HEMT

Una vez realizado este montaje, se está en disposición de hallar la eficiencia de nuestro sistema, que se hallará mediante la siguiente fórmula:

$$\eta = \frac{P_{out}(W)}{I_D(A)\cdot V_{DD}(V)}\cdot 100$$

IV.3.4. Medidas como Oscilador

Tras el montaje, se realizan una serie de medidas con el fin de caracterizar el oscilador. Para empezar se realizó un barrido en Vds para observar como se comportaba la eficiencia a diferentes tensiones de drenador.

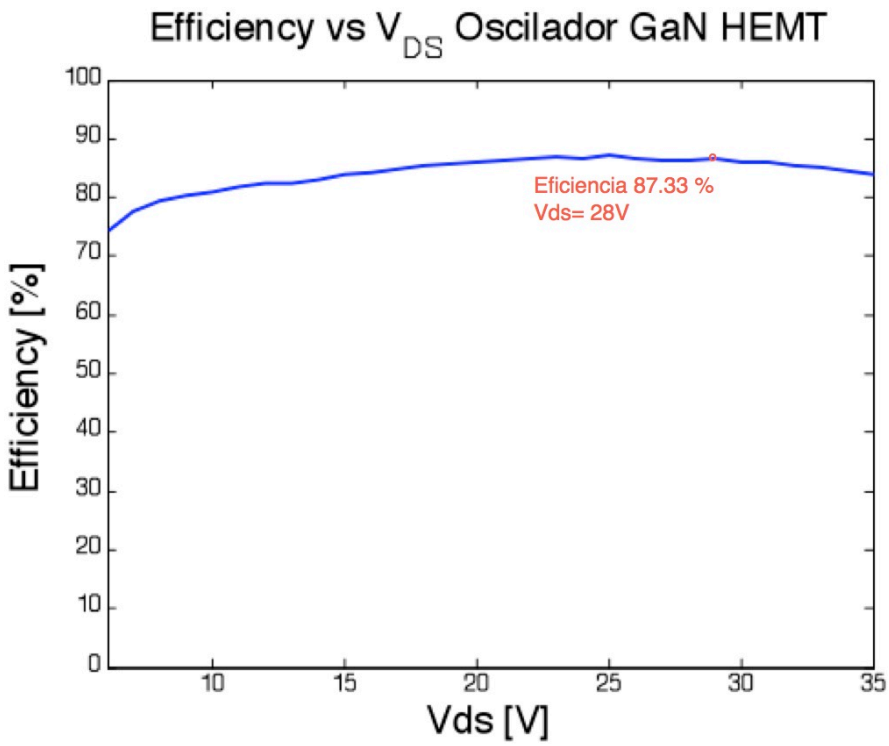

Figura IV.14 Eficiencia frente a Vds. Oscilador a Gan HEMT

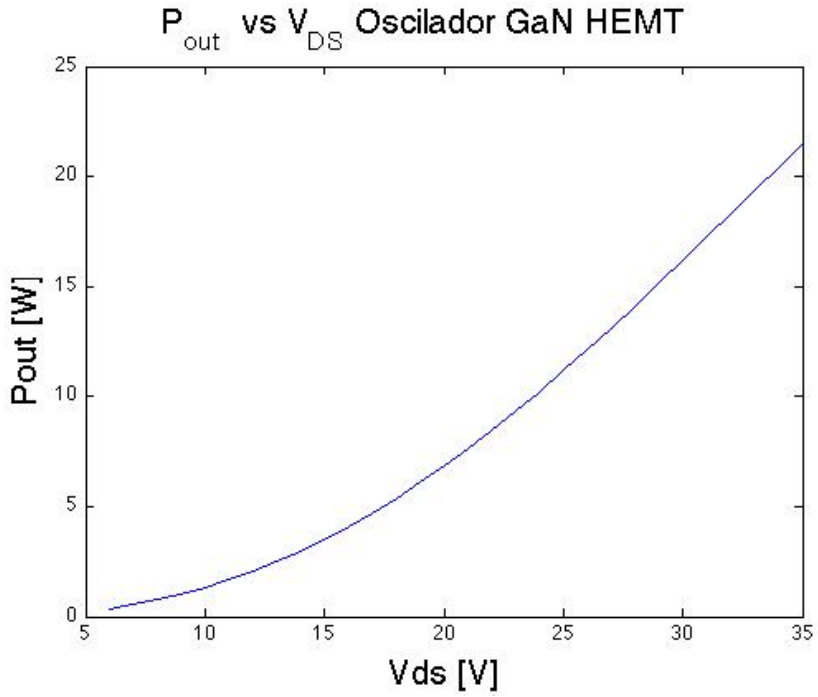

Figura IV.15 Pout frente a Vds. Oscilador a Gan HEMT

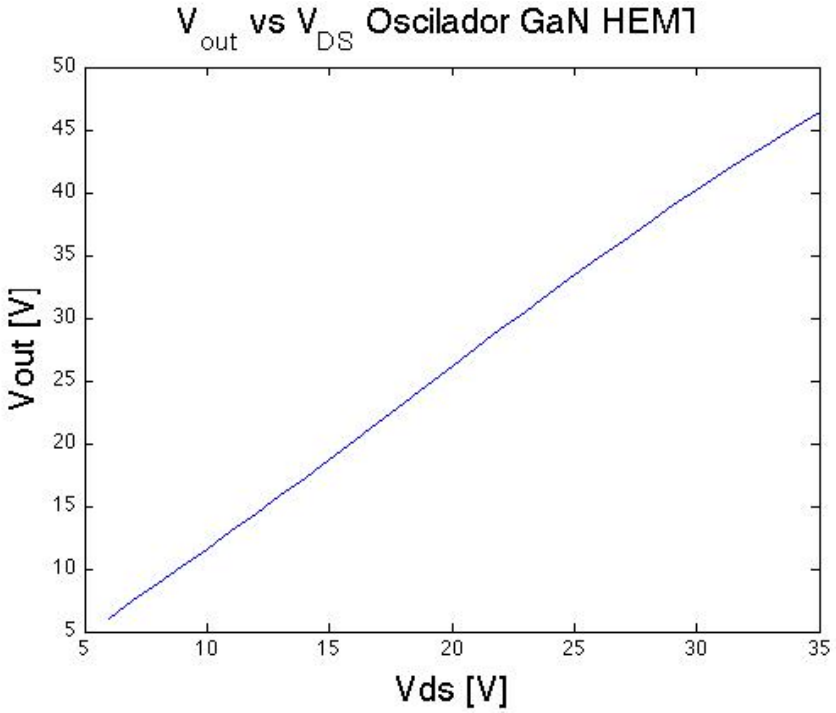

Figura IV.16 Vout frente a Vds. Oscilador a Gan HEMT

Se puede observar en la figura IV.14 que la eficiencia del oscilador se acerca bastante a la obtenida previamente como amplificador, obteniendo

una Pout=14.1 W, es decir , la etapa de realimentación que se le ha añadido no ha supuesto una pérdida significativa en términos de eficiencia. De la figura IV.16 se deduce que la tensión de salida crece linealmente con la tensión de drenador, dando lugar a su vez a una potencia de salida (figura IV.15) que varía de forma cuadrática con Vds.

Por tanto, se puede observar que podemos controlar la potencia de salida de este dispositivo, mediante variaciones en la tensión de drenador.

A continuación, se procedió a barrer modificando la tensión de puerta para comprobar si había algún punto con una eficiencia mayor que a Vgs=-3.5V , punto en el que se midió inicialmente. Se pueden observar los resultados de este barrido en la figura IV.16.

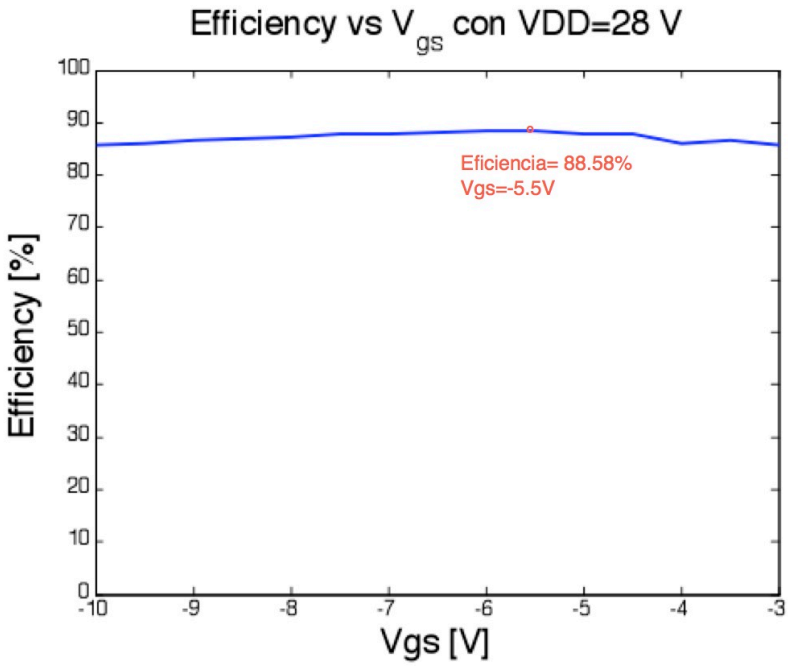

Figura IV.17 Eficiencia frente a Vgs.Oscilador a GaN HEMT

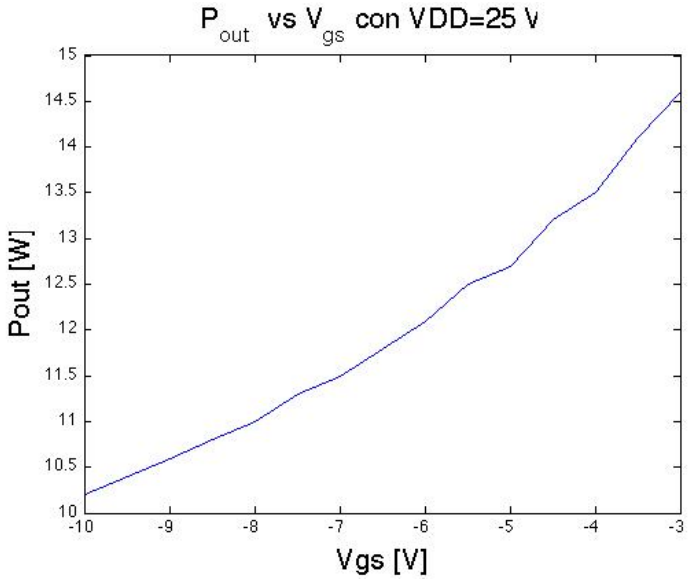

Figura IV.18 Pout frente a Vgs.Oscilador a GaN HEMT

En la figura IV.17 se puede ver que el pico de eficiencia se produce para Vgs=-5.5 V, alcanzando un 88.58%, con una potencia de salida Pout=12.6 W lo que es un resultado bastante bueno como se verá en el capítulo siguiente, donde se realiza una comparativa con otros osciladores de esta clase.

A su vez, se observa en la figura IV.18 que apenas se produce variación en la potencia de salida al modificar la tensión de puerta.

Otra característica muy importante en los osciladores es el ruido de fase. Se llama ruido de fase de una señal periódica a las variaciones aleatorias de su fase instantánea con respecto a la de una señal ideal.

El ruido de fase, al superponerse a la oscilación en elementos no-lineales, provoca un fenómeno llamado mezclado recíproco. Como consecuencia, aparecen componentes espurios en la señal, que degradan su calidad. Con las sucesivas amplificaciones, el ruido llega a tapar a la señal útil. Es preciso, entonces, que la señal original, la que se obtiene del oscilador, sea lo más limpia posible.

El ruido de fase se mide de dos maneras:

1. 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.

2. Desviación estándar del período de la señal, expresada en segundos [s].

En la figura IV.19, se muestra el ruido de fase medido de la primera manera.

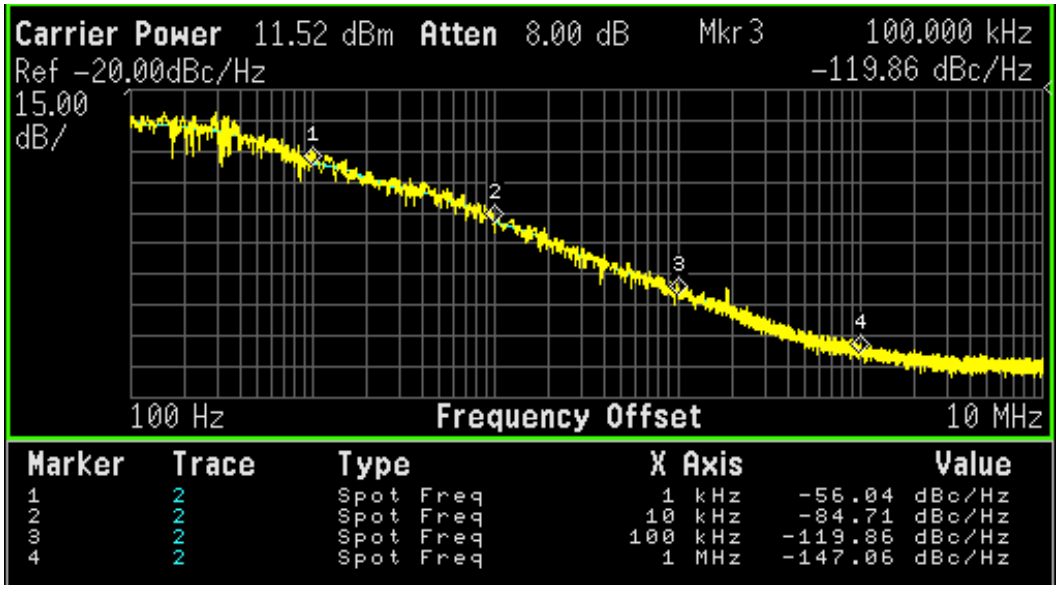

Figura IV.19 Ruido de Fase del oscilador basado en tecnología GaN HEMT

Se pueden apreciar unos valores de ruido de fase bastante satisfactorios, llegando a una tener una pendiente de 35 dBc/Hz entre los marcadores 2 y 3.

IV.4. Oscilador Clase E basado en tecnología E-pHEMT

Para la fabricación del segundo dispositivo, se han seguido los siguientes pasos.

IV.4.1. Montaje y Medida como Amplificador

Al igual que con el oscilador a GaN HEMT, para empezar se procedió a medir la étapa amplificadora del circuito, con el fin de tener una idea de cómo se comportaba el dispositivo para diferentes potencias de entrada RF y para diferentes tensiones de drenador y puerta.

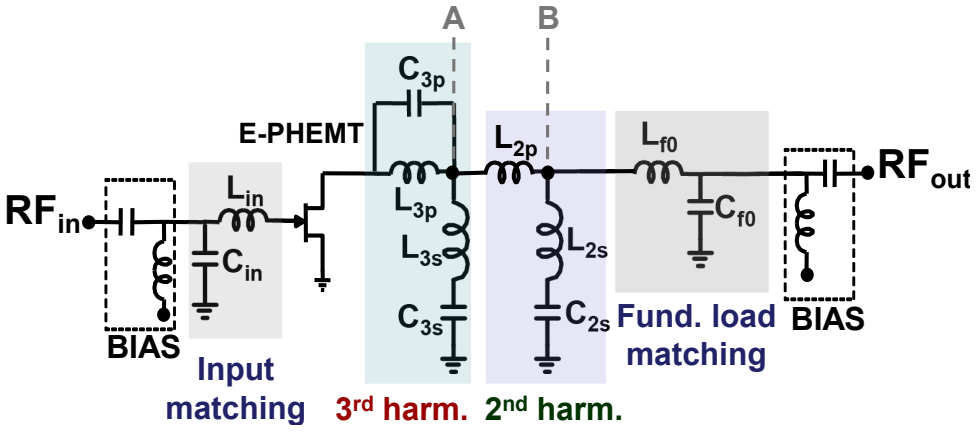

Figura IV.20 Esquema de la étapa amplificadora del oscilador E-pHEMT [5]

En las figuras IV.21 e IV.22 se puede observar su comportamiento , tanto en términos de eficiencia, como de PAE.

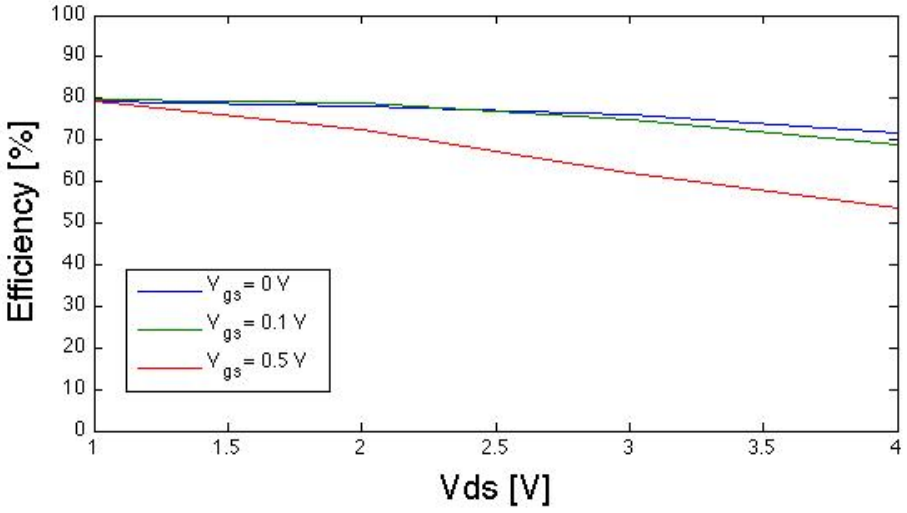

Figura IV.21 Eficiencia frente a Vds Amplificador @960 MHz, Pin_{RF}= 24 dBm

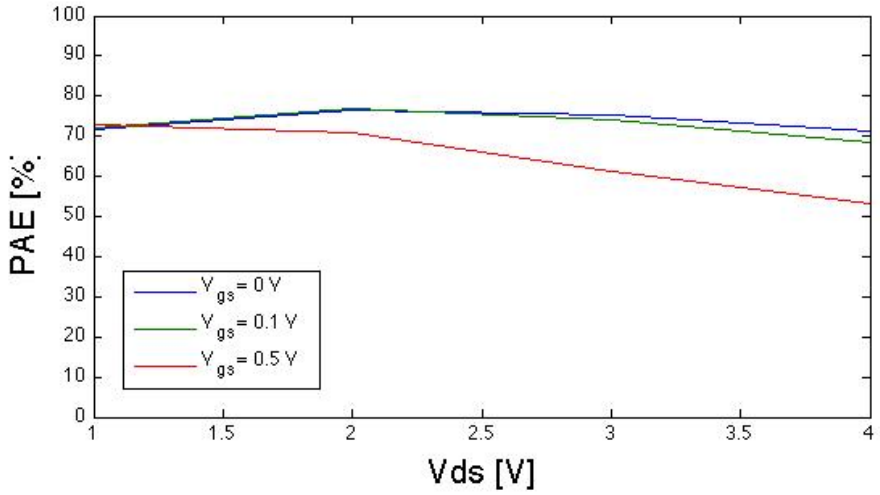

Figura IV.22 PAE frente a Vds Amplificador @960 MHz, Pin_{RF}= 24 dBm

En ambas figuras se muestra que trabajando como amplificador, el dispositivo mantiene una eficiencia bastante alta, en torno al 70-80%, para todas las tensiones de drenador medidas, sobre todo para una tensión de puerta nula o muy pequeña.

IV.4.2. Montaje y Medida como Oscilador

Para comprobar el funcionamiento del dispositivo basado en tecnología E-pHEMT configurado como oscilador, se procedió al montaje de la figura IV.23.

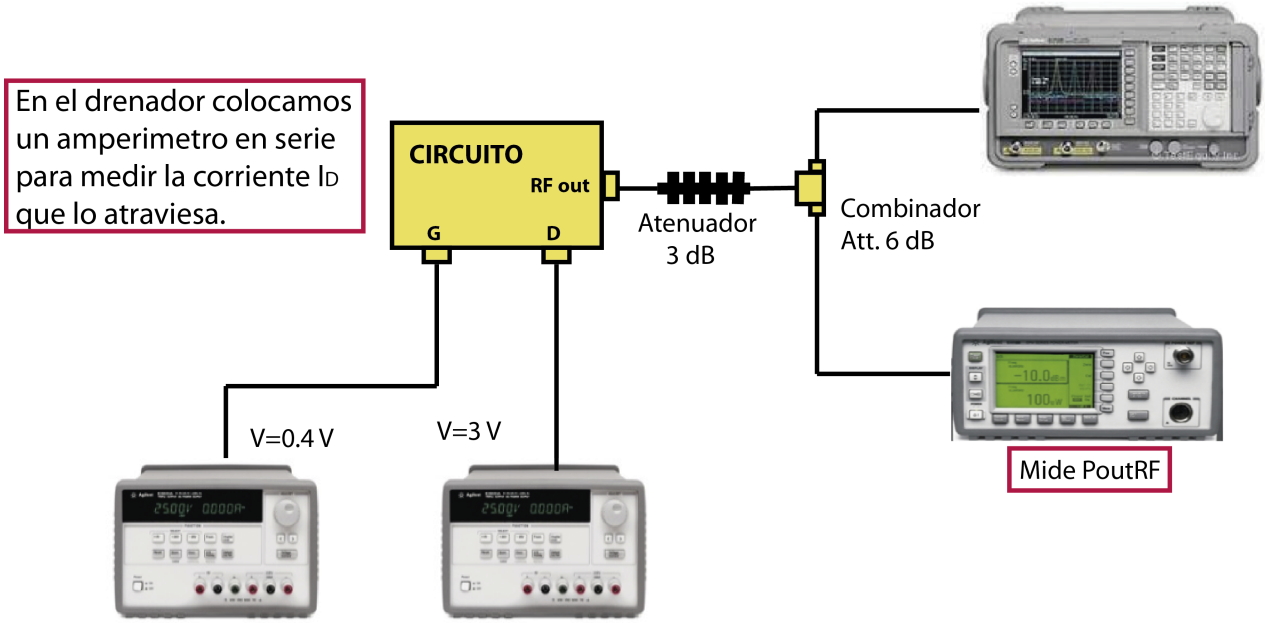

Figura IV.23 Montaje como Oscilador a E-pHEMT

Antes de la caracterización como oscilador, se observó en el analizador de espectro que se producían oscilaciones indeseadas, en torno a los 300 MHz, para solucionarlo, y tras realizar distintas pruebas se optó por colocar un circuito resonante en paralelo, formado por Lfx y Cfx, que podemos ver en la figura IV.24.

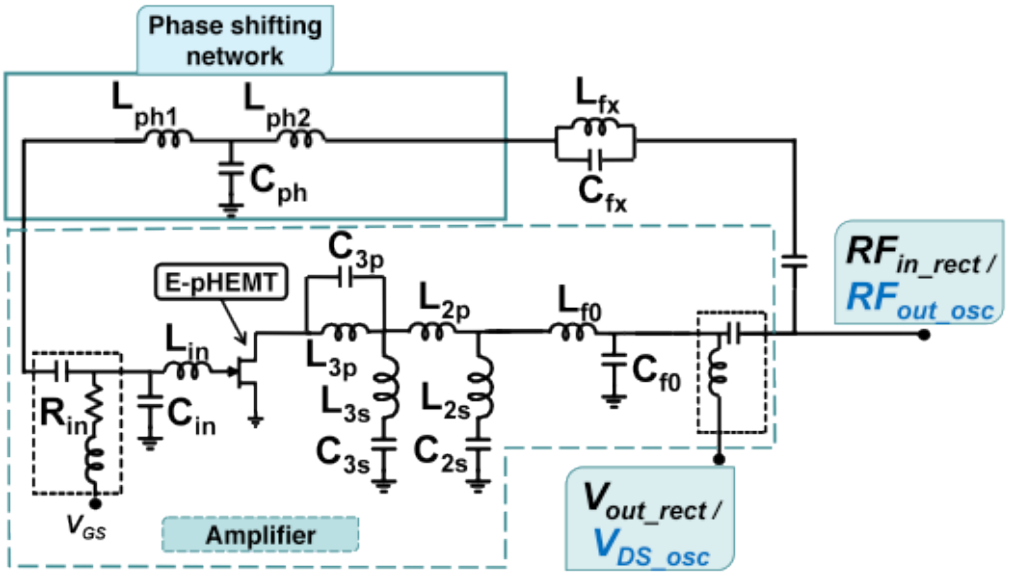

Figura IV.24 Esquemático del Oscilador/Rectificador Clase E reconfigurable [1]

Una vez solucionados los problemas de las oscilaciones no deseadas se pasó a realizar una medida de la eficiencia, así como de la potencia de salida para Vgs=0.32V, que se muestran en las figuras IV.25-26, barriendo la tensión de drenador.

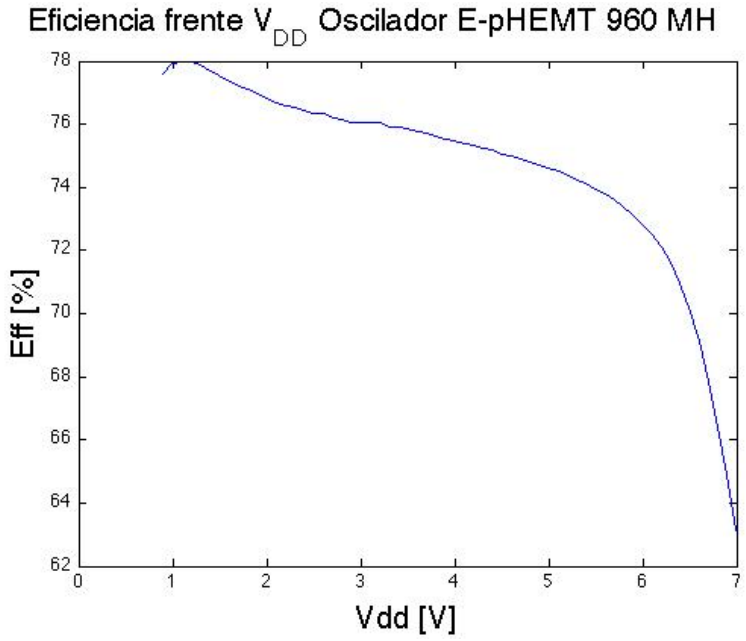

Figura IV.25 Eficiencia frente a Vds. Oscilador @960 MHz

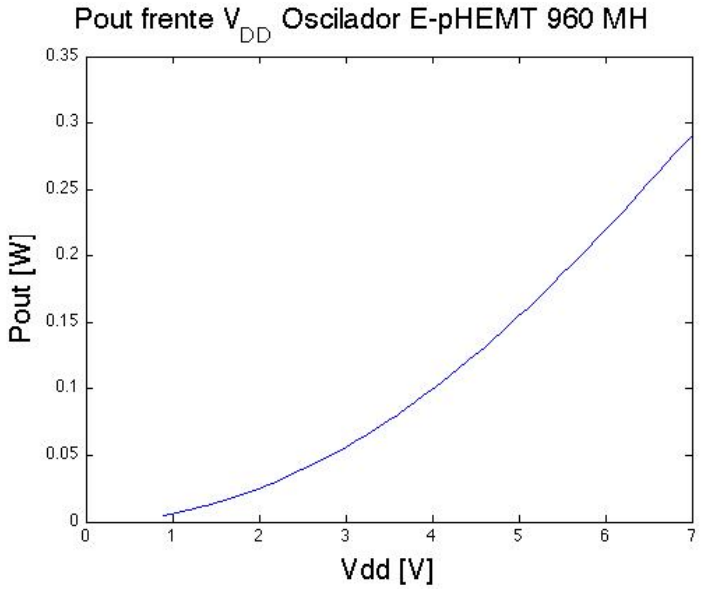

Figura IV.26 Pout frente a Vds.Oscilador a GaN HEMT

En la figura IV.25 se puede ver un pico de eficiencia que llega hasta el 78% para Vds=1 V. Mientras que en la figura IV.26 observamos, al igual que en el oscilador a GaN HEMT que podemos controlar la potencia, realizando variaciones en la tensión de drenador.

Cabe notar que los barridos se han realizado hasta aproximadamente una tensión de drenador de 1 Voltio, que es el punto donde la oscilación desaparece.

Como dijimos en el primer capítulo del proyecto, el objetivo de este oscilador será su fácil reconfiguración como rectificador, por lo que no necesitamos obtener una eficiencia tan alta como con el oscilador a GaN HEMT, por tanto la eficiencia del 78% obtenida, es un resultado bastante satisfactorio.

Esta reconfiguración como rectificador, se puede observar en la figura IV.24, introduciéndose la potencia RF de entrada, por donde anteriormente como oscilador se obtenía la salida, y se obtendrá la tensión DC a la salida, por la rama de polarización de drenador de la anterior configuración como oscilador. A continuación se detalla el proceso realizado para montar y medir esta configuración.

IV.4.3. Montaje y Medida como Rectificador

El montaje a realizar para comprobar el funcionamiento como rectificador se detalla en la siguiente figura:

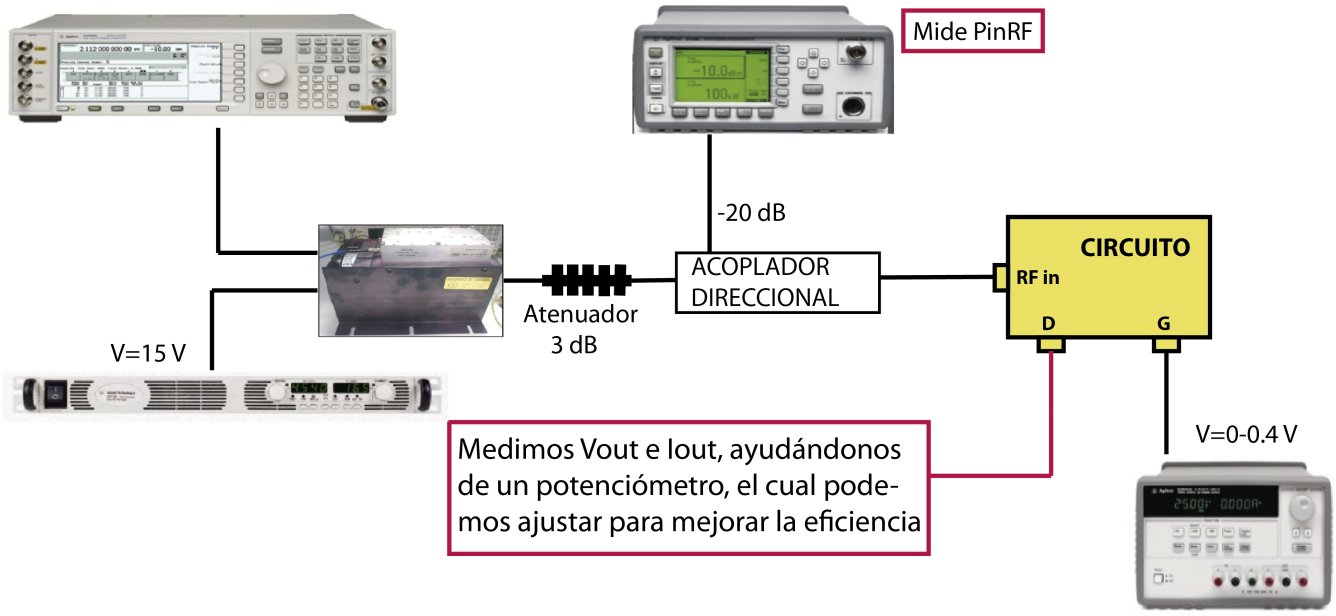

Figura IV.27 Montaje como rectificador EpHEMT

Para que este dispositivo trabaje como rectificador, se le inyectará la potencia RF obtenida a la salida cuando funcionaba como oscilador, obteniendo la tensión DC por la alimentación de drenador de la configuración oscilante. En el drenador se colocará un potenciómetro que se ajustará para obtener la carga ideal del rectificador. Se obtendrá la potencia de entrada RF que realmente llegará a nuestro dispositivo mediante un acoplador direccional a la entrada del circuito.

Una vez medidos estos parámetros se está en disposición de caracterizar el rectificador.

La eficiencia del dispositivo configurado como rectificador se puede observar en la figura IV.28, donde se muestran las curvas frente a la potencia de entrada RF, para distintas tensiones de puerta.

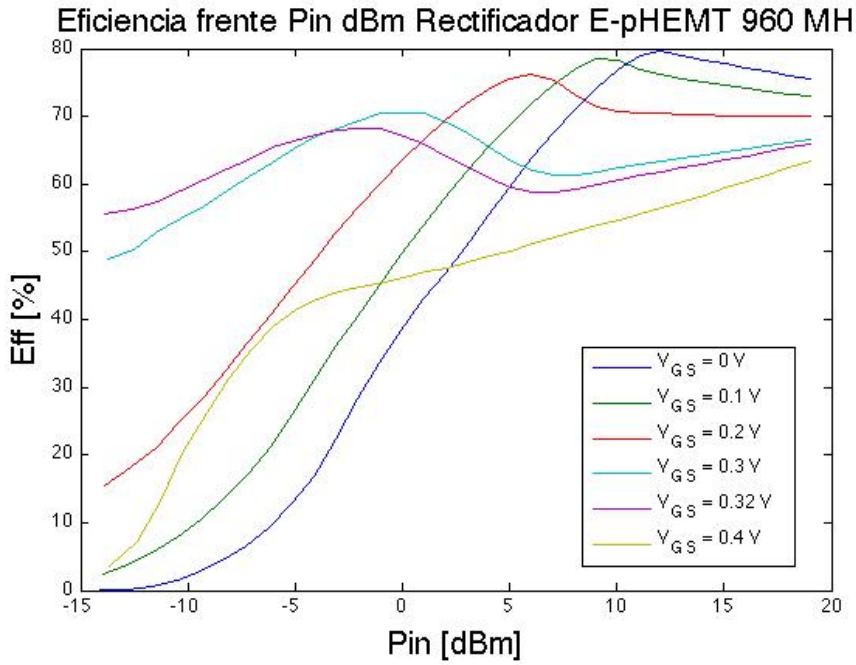

Figura IV.28 Eficiencia frente a Pin. Rectificador @960 MHz

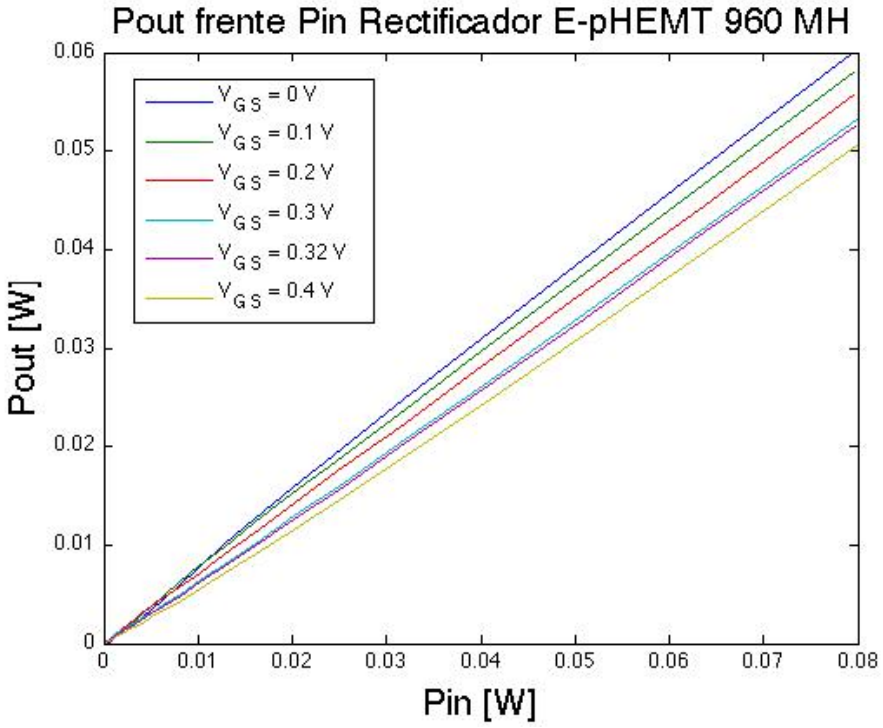

Figura IV.29 Pout frente a Pin. Rectificador @960 MHz

Se puede observar que se alcanza el 80% de eficiencia para Vgs= 0v, mientras que a Vgs= 0.32 V, es decir, a las condiciones que se ha trabajado con el dispositivo configurado como oscilador, se acerca al 70% de

eficiencia. Cabe destacar, a su vez, que para esta tensión de puerta se mantiene una eficiencia alta aún para una potencia de entrada muy baja, tal y como se puede observar en la figura IV.28.

La eficiencia trabajando como rectificador se ha hallado mediante la siguiente fórmula:

$$\eta = \frac{V_{out}(V) \cdot I_{out}(A)}{P_{in}(W)} \cdot 100$$

Una vez obtenidos estos resultados, estamos en disposición de sacar conclusiones del trabajo realizado.

IV.5. Referencias

[1] Mercedes Erika Méndez González, “Diseño de un amplificador de potencia de alta eficiencia a 750MHz”, Proyecto Final de Carrera, Septiembre 2008

[2] Mª Nieves Ruíz, Álvaro González, Reinel Marante, and José A. García, “A Reconfigurable Class E Oscillator/Rectifier based on an E-pHEMT”, 2012

[3] María de las Nieves Ruiz Lavín, “Conversor Resonante de Potencia en RF sobre Tecnología GaN HEMT”, Proyecto Final de Carrera, Octubre 2010

[4] www.agilent.es

[5] M. Nieves Ruíz, R. Marante and J. A. García, “A Class E Synchronous Rectifier based on an E-pHEMT Device for Wireless Powering Applications”, 2012

V. Conclusiones y Líneas Futuras

Durante el desarrollo de este proyecto se han diseñado dos osciladores clase E de alta eficiencia, consiguiéndose unos resultados que cumplen ampliamente los objetivos presentados al inicio de esta memoria.

A continuación se recopilan los principales resultados obtenidos durante el proyecto, realizando una comparación con dispositivos similares que se han fabricado, y se plantearán unas posibles líneas futuras de investigación que se podrían seguir.

V.1. Oscilador a GaN HEMT @770 MHz

Tras todo el proceso realizado, los principales resultados obtenidos han sido la obtención de un 88.58% de eficiencia, con una potencia de salida de Pout=12.6 W, con el añadido de poder modificar esta potencia de salida según convenga, a través de variaciones en la tensión de drenador, sin apenas empeorar la eficiencia.

Para verificar estos resultados, en la siguiente tabla, se muestra una comparación con distintos osciladores publicados.

Frecuencia	Pout	Eficiencia	Referencia
2 MHz	3 W	95 %	[3]
410 MHz	75 W	67 %	[1]
770 MHz	**12.6 W**	**88.58 %**	
916 MHz	29 W	64.5 %	[4]
981 MHz	6.5 W	73 %	[2]
1.6 GHz	0.25 W	67 %	[5]
2.45 GHz	47.9 W	58 %	[8]
4.4 GHz	0.004 W	43 %	[6]
5 GHz	0.3 W	59 %	[7]

Podemos observar que para frecuencias similares a la que opera este oscilador, los valores de eficiencia de los osciladores publicados son significativamente más bajos, tan sólo siendo superado por el oscilador en [3] que opera a una frecuencia muy inferior.

Esta alta eficiencia, junto a la bastante buena característica de ruido de fase que muestra el oscilador a GaN HEMT, suponen unos resultados muy satisfactorios.

Una posible línea futura de investigación para un oscilador basado en esta tecnología, podría ser la fabricación de un convertidor DC/DC, mediante dos de estos dispositivos donde habría que analizar principalmente el comportamiento de este oscilador reconfigurado como rectificador.

V.2. Oscilador/Rectificador a EpHEMT @960 MHz

Tras la caracterización de este dispositivo, se ha obtenido una alta eficiencia, tanto en modo oscilador como en modo rectificador, alcanzando el 78% y el 80% respectivamente. Permaneciendo con elevada eficiencia (en torno al 70%) trabajando en ambos modos bajo las mismas condiciones. Además mantiene una eficiencia bastante aceptable, en torno al 50-60%, cuando la potencia de entrada es baja.

Estos resultados acreditan el potencial de esta tipología para la implementación de enlaces de potencia inalámbricos bidireccionales, así como para su uso en convertidores DC/DC.

Por lo tanto, una posible línea futura de investigación a seguir, podría ser la inclusión de uno de estos dispositivos configurado como oscilador en una antena transmisora, que sería el dispositivo encargado de convertir tensión DC a potencia RF, y colocar otro dispositivo configurado como rectificador en la antena receptora para recuperar la tensión DC.

V.3. Referencias

[1] Sanggeun Jeon, Almudena Suarez, and David B. Rutledge, “Nonlinear Design Technique for High-Power Switching-Mode Oscillators”, IEEE Trans, Microw. Theory and Tech., vol.54, no.10, pp.3630-3640, Oct. 2006.

[2] W. J. Hwang, S. W. Shin, G. W. Choi, H. J. Kim, and J. J. Choi, "High-efficiency Power Oscillator using Harmonic-Tuned Matching network", IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp.1505-1508, June. 2009.

[3] Jan Ebert and Marian Kazimierczuk, "Class E High- Efficiency Tuned Power Oscillator", IEEE journal of solid-state circuits, vol.sc-16, pp.62-66, April, 1981.

[4] S.W.Shin,G.W.Choi,H.J.Kim,S.H.Lee,S.H.KimandJ. J. Choi, "Frequency-tunable High-Efficiency Power Oscillator using GaN HEMT", IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp.1000-1003, May. 2010.

[5] M. Prigent, M. Camiade, G. Pataut, D. Reffet, J. M. Nebus and J. Obregon, "HIGH EFFICIENCY FREE RUNNING CLASS F OSCILLATOR", IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp.1317-1320, May. 1995.

[6] 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.

[7] Eric W. Bryerton, Wayne A. Shiroma, and Zoya B. Popovic, "A 5-GHz High-Efficiency Class-E Oscillator", IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol.6, no.12, pp.441-443, Dec. 1996.

[8] 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

Anexo

A continuación se adjunta el artículo “A Reconfigurable Class E Oscillator/Rectifier based on an E-pHEMT” que se ha realizado a partir del diseño del oscilador basado en tecnología E-pHEMT y que ha sido aceptado para su presentación en INMMIC 2012.

A Reconfigurable Class E Oscillator/Rectifier based on an E-pHEMT

M. Nieves Ruiz, Álvaro González, Reinel Marante, and José A. García

Dept. of Communications Engineering, University of Cantabria, Santander, Cantabria, 39005, SPAIN

***Abstract* — In this paper, a reconfigurable class E oscillator/rectifier, based on an Enhancement-mode Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (E-pHEMT), is proposed. Using high Q lumped elements for implementing the desired terminations at drain side, as well as for the feedback/phase shifting network, the same circuit can be used either as a DC-to-RF inverter for efficient signal transmission, or as a RF-to-DC rectifier for wireless powering. Designed at the 960 MHz frequency band, an efficiency value of 76% has been measured in the oscillating mode for an output power of 17.5 dBm, with -127 dBc/Hz phase noise at 1 MHz frequency offset. A 79.6% peak efficiency value has been obtained when operated as rectifier.**

***Index Terms* — Class E, E-pHEMT, oscillator, reconfigurability, rectifier, rectenna.**

I. Introduction

Imposing the size of batteries a limit to the autonomy of today's portable electronic devices, wireless powering concepts are attracting again the interest of the community [1]. In the case of RFID tags, wireless sensors or bio implants, the far field energy transfer through a high frequency electromagnetic (EM) wave is probably the preferred technique. A receiving antenna and a rectifying circuit are properly integrated in a rectenna [2], being high values of RF-to-DC conversion efficiency possible, at least under specific operating conditions.

Although usually designed over Schottky diodes, the rectifier may be also of the synchronous type. As proposed by the authors in [3], the $R_{on}{\cdot}C_{out}$ product of available E-pHEMT devices allows obtaining good conversion efficiency over a significant RF input power range through a class E mode of operation. Unlike diode counterparts, operation in an inverse rectenna mode would be also possible if adjusting the topology as to operate as oscillator when properly biasing the device.

In this paper, a reconfigurable class E circuit is presented, able of working as inverter for DC-to-RF energy conversion or as rectifier for RF-to-DC energy recovery. Using two of these circuits, connected to antennas, a bi-directional wireless powering link could be implemented.

II. Reconfigurable Class E Circuit

A class E amplifier was first designed over the ATF54143 E-pHEMT device from Avago Semiconductors. After characterizing the transistor equivalent output capacitance, C_{out}, a multi-harmonic lumped-element network allowed terminating the drain terminal with the desired impedances for assuring zero voltage and zero derivative switching conditions (ZVS and ZDS), $Z_d(\omega) = (0.1836 + j{\cdot}0.2116)/(\omega{\cdot}C_{out})$ and $Z_d(k{\cdot}\omega) = \infty$, with $k \geq 1$ [4]. The amplifier schematic may be appreciated as part of the reconfigurable circuit of Fig. 1. LC series resonant circuits, $L_{3s}C_{3s}$ and $L_{2s}C_{2s}$, were used for fixing short circuit conditions at the third and second harmonic reference planes, while a parallel $L_{3p}C_{3p}$ tank, together with a very small L_{2p} inductance, allowed forcing the required open terminations at drain terminal. A simple $L_{f0}C_{f0}$ network allowed synthesizing the desired impedance at the fundamental, $Z_d(\omega) = 68.798 + j{\cdot}79.143\ \Omega$. The input reflection coefficient, measured at power saturation (just before the appearance of gate rectification), was used to adjust the input matching network, $L_{in}C_{in}$.

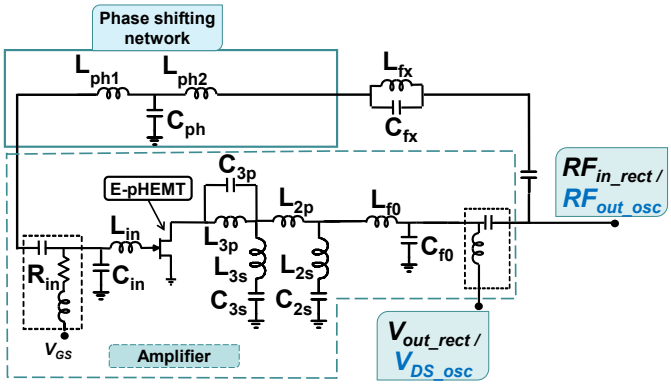

Fig. 1. Schematic of the reconfigurable class E rectifier/oscillator. The amplifier and phase shifting networks have been highlighted.

An overall efficiency peak of 78% was measured for the amplifying block, at V_{GS}= 0 V, V_{DS}= 3 V and P_{RFin}= 1 dBm, with an output power of 65 mW. The resistance seen by the drain power supply was estimated to be close to the expected theoretical value, $R_{DC} = V_{DD}/I_{DD} \approx 1/(\pi{\cdot}\omega{\cdot}C_{out})$= 122 Ω.

A. Class E Oscillating Mode

In order to force the desired oscillation, a sample of the signal at the output of the amplifier, in the order of the inverse of the measured amplifier gain, was feedbacked to the gate terminal (see Fig. 1). A carefully selected capacitor was employed for that purpose. A lumped-element phase shifting network was also introduced in the feedback path, as in [5], as to assure the appropriate phasing. Due to the appearance of undesired instabilities at a lower frequency, $f_x \approx$ 370 MHz, a parallel resonant circuit, $L_{fx}C_{fx}$, was also added.

Although the drain termination circuit was initially adjusted as to maximize efficiency at V_{GS} = 0V, aimed to avoid the use of an auxiliary gate biasing voltage in the rectifying operation mode, a higher value (V_{GS}= 0.32 V) is required as to start the oscillation. Taking the starting condition into account, a series resistance, R_{in} = 150 Ω, was introduced in the gate biasing path, as a simple way of reducing the biasing voltage from 0.32 V to 0 V when the oscillation is settled, thanks to the appearance of a slight gate rectification current.

B. Class E Synchronous Rectifying Mode

Attending to the Time-Reversal Duality Principle [6], the previously designed class E inverter would be expected to properly operate as class E synchronous rectifier, if exciting the signal port with a power value as the obtained in the oscillating mode, while charging the drain DC path with the above estimated R_{DC} value. As proved by the authors in [3], a good RF-to-DC conversion efficiency may be obtained without biasing the gate terminal (a critical issue for energy recovery applications if depletion mode devices were used).

III. Implementation and Characterization Results

In Fig. 2, a photograph of the implemented class E inverter/rectifier reconfigurable circuit is presented. Air core coils from Coilcraft and 100A series ceramic capacitors from ATC have been used. In order to adjust as desired the value of the signal sample to be feedbacked from drain to gate side, as well as the phase shifting for producing the desired oscillation at 960 MHz, Giga-trim trimmer capacitors from Johanson were used. An auxiliary RF connector at gate side was also included, allowing the initial adjustment of the amplifying block. In the oscillating mode, a DC value is applied at drain terminal, V_{DS}_osc, together with a high V_{GS} for starting the oscillation. The desired RF output signal is obtained from the RF_{out}_osc port. On the contrary, in the rectifying mode, the input RF signal at the RF_{in}_rect port is transformed to a DC voltage extracted through the V_{out}_rect connector.

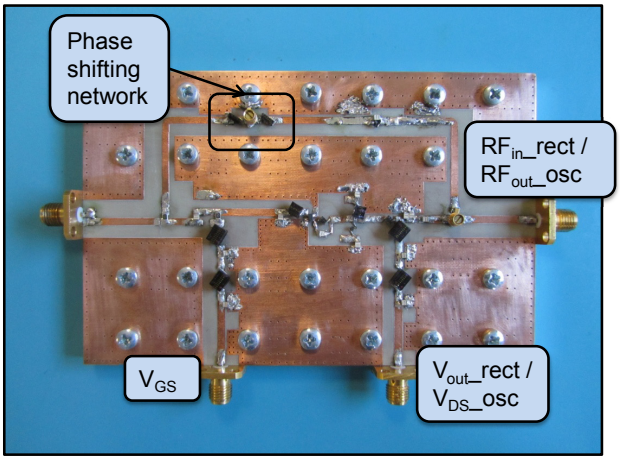

Fig. 2. Photograph of the implemented reconfigurable circuit.

A. Oscillating Mode

The oscillating mode performance was first evaluated. In Fig. 3, the evolution of efficiency and output power with V_{DS} is represented. The efficiency stays above 70% along a wide power range, with a measured peak of 78% at V_{DS}= 1.1 V and a 76% value at V_{DS}= 3 V for an output power of 17.5 dBm. The oscillation disappeared when lowering the drain voltage below 1.1 V. The phase noise characteristic, measured at V_{DS} = 3 V, resulted in -100 dBc/Hz and -127 dBc/Hz values at 100kHz and 1 MHz frequency offsets, respectively.

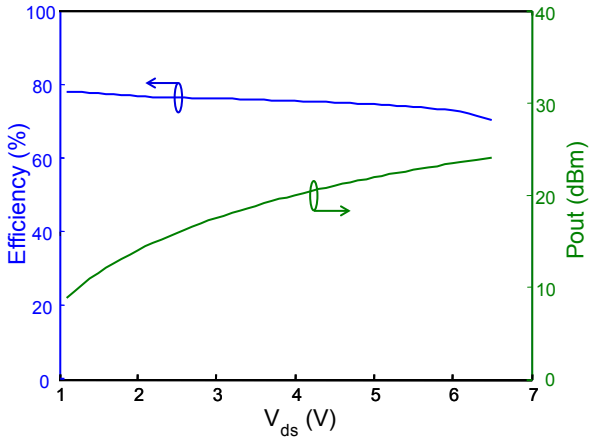

Fig. 3. Evolution of efficiency and output power with the drain biasing voltage when the circuit is operated as class E oscillator.

B. Synchronous Rectifying Mode

Operating instead as RF-to-DC converter, the measured results are represented in Fig. 4. Using a continuous wave (CW) excitation at 960 MHz, the evolution of the output DC voltage and efficiency was characterized in terms of the input power level. Profiles for V_{GS}= 0 V (broken line) and V_{GS}= 0.32 V (solid line) have been plotted.

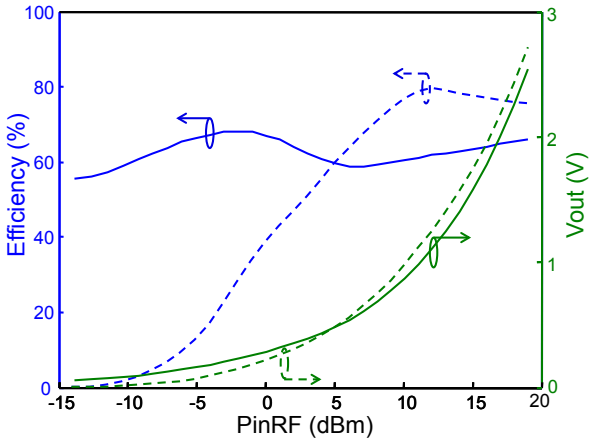

Fig. 3. Evolution of the rectified output voltage and efficiency with P_{inRF} at V_{GS}= 0 V (--) and V_{GS}= 0.32 V (–).

In the first case, an efficiency peak of 79.6% was measured for a 12 dBm input power level. Using instead a slightly positive V_{GS} value (as the one required for starting the oscillation in the inverter mode of operation), the efficiency profile may be kept over 59% along a 30 dB interval. Depending on the desired application (power transfer or energy harvesting), one condition or the other could be preferred.

IV. Conclusion

A reconfigurable class E circuit, operating either as oscillator or rectifier, based on an E-pHEMT device, has been proposed in this paper. High efficiency values, over 70%, have been measured in both modes, with a very good phase noise characteristic as oscillator or a controlled profile versus input power as rectifier. These results support the potential of this topology for implementing a bi-directional wireless power link or a bi-directional far field RF DC/DC converter.

Acknowledgement

The authors would like to thank the Ministry of Economy and Competitivity by the financial support provided through the FEDER co-funded project TEC2011-29126-C03-01 and Consolider CSD2008-00068. The work of R. Marante is also supported by a Spanish MAEC-AECID Doctorate Grant Program (ref. 0000524566). The authors would like to thank Prof. A. Suárez, Univ. Cantabria, for helpful comments on switched-mode oscillator analysis, as well as Mr. J. de Cos for his help on phase noise characterization.

References

[1] N. Shinohara, "Power Without Wires," *IEEE Microwave Mag.*, pp. S64-S73, Dec. 2011 Supplement.

[2] W. C. Brown et al., *U. S. Patent 3 434 678*, Mar. 25, 1969.

[3] M. Nieves Ruíz, R. Marante and J. A. García, "A Class E Synchronous Rectifier based on an E-pHEMT Device for Wireless Powering Applications," *accepted to IEEE MTT-S Int. Microwwave Symp.*, Montreal, June 2012.

[4] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," *IEEE Trans. Circuits Systems*, Vol. CAS-24, No. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.

[5] S. Jeong, A. Suárez and D. B. Rutledge, "Nonlinear Design Technique for High-Power Switching-Mode Oscillators," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 54, No. 10, pp. 3630-3640, Oct. 2006.

[6] D. C. Hamill, "Time Reversal Duality and the Synthesis of a Double Class E DC-DC Converter," *21st Power Electronics Specialist Conf.*, *PESC'90*, pp. 512-521, 1990.