

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

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**Diseño de Rectificadores Síncronos Clase
E en Tecnología GaN HEMT**

**(Design of Class E Synchronous Rectifiers on
GaN HEMT Technology)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Diego González Maestro.

Marzo - 2013

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Diego González Maestro

Director del PFC: José Ángel García García

Título: “Diseño de rectificadores síncronos clase E en tecnología GaN HEMT ”

Title: “Design of class E synchronous rectifiers on GaN HEMT technology”

Presentado a examen el día: x de Marzo de 2013

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Tomás Fernández Ibañez.

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

Vocal (Apellidos, Nombre): Ángel Mediavilla Sánchez.

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

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

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera Nº
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

Lo primero de todo, me gustaría dar las gracias a todas aquellas personas que me han ayudado de una manera u otra a llegar hasta aquí.

En primer lugar, quiero dar las gracias a mi familia y en especial a mis padres y a mi hermana por apoyarme en todo momento.

A Tania, por haber estado en todo momento junto a mí y haberme ayudado todos estos años.

A todos mis amigos y compañeros de la carrera por haber compartido conmigo momentos de trabajo y ocio todos estos años en la universidad.

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

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

A Sandra por estar disponible a ayudar siempre que la hemos necesitado.

Y por último agradecer a Andrés el haber compartido conmigo todas las horas de trabajo y esfuerzo a lo largo de este proyecto.

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Importancia del compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisión Inalámbrica	2
1.2. Objetivos.....	3
1.3. Estructura de la Memoria.....	4
1.4. Referencias	5
2. FUNDAMENTOS DEL TRANSMISOR CARTESIANO Y DEL TRANSMISOR POLAR.....	5
2.1. Transmisor Cartesiano	6
2.2 Transmisor Polar.....	7
2.2.1 Arquitectura del Transmisor Polar.....	7
2.2.2 No Idealidades del Transmisor Polar	8
2.3 Referencias	10
3. FUNDAMENTOS DEL AMPLIFICADOR CONMUTADO CLASE E, RECTIFICADOR CLASE E, Y SU APLICACIÓN EN CONVERTIDORES DC/DC	11
3.1 Características de los amplificadores de potencia	12
3.1.1 Introducción a los Amplificadores de Potencia	12
3.1.1.1 Parámetros significativos de los Amplificadores y Convertidores de Potencia	12
3.1.1.2 Comportamiento No Lineal del Amplificador	15
3.1.2 Amplificador Clase E	16
3.1.2.1 Análisis del Circuito Clase E Original	18
3.1.2.2 Circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo	29
3.2 Rectificadores clase E	30
3.2.1 Principio de operación	31
3.2.2 Análisis	32
3.2.2.1 Supuestos.....	32
3.2.2.2 Caracterización del rectificador para cualquier D.....	33
3.3 Convertidor clase E ² basado en un dispositivo HEMT	42
3.3.1 Introducción al convertidor resonante de potencia.....	42
3.4 Referencias	45
4. DISEÑO DE RECTIFICADORES CLASE E	46
4.1 Elección y verificación del modelo del transistor.....	47
4.2 Rectificador clase E con elementos discretos	52

4.2.1	Diseño de la red de síntesis de impedancia multiarmónica	52
4.2.2	Diseño de la red de adaptación de entrada.....	57
4.2.3	Diseño de la red de polarización.....	57
5.	FABRICACIÓN DE UN RECTIFICADOR CLASE E	60
5.1	Realización del layout	61
5.2	Montaje y modificaciones experimentales.....	62
5.3	Medidas y caracterización de los amplificadores construidos	64
5.4	Resultados obtenidos.....	65
5.4.1	Red de salida CL	65
5.4.2	Red de salida CLC_C.....	73
5.4	Uso de los circuitos en convertidores DC/DC.....	76
5.5	Modulación en frecuencia.....	81
6.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	84
6.1	Conclusiones	85

1. Introducción

1.1 Importancia del compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisión Inalámbrica

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

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

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

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

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

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

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

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

Con la arquitectura del Transmisor Cartesiano parece que se llega a un límite en dicho compromiso, asociado a la necesidad de utilizar clases lineales

1. Introducción

de amplificación en la manipulación de la señal paso banda, con variaciones de las componentes de amplitud y fase.

Este límite parece ser superado en arquitecturas de transmisión emergentes, entre las que destaca el Transmisor Polar.

1.2. Objetivos

Este proyecto está orientado al diseño de rectificadores síncronos clase E en tecnología GaN HEMT, de cara a su utilización en convertidores DC/DC resonantes operando en RF. Se prestará especial atención a la minimización de las pérdidas por conmutación, de cara a maximizar la eficiencia en la conversión de potencia de RF a DC, y a su implementación de forma compacta.

Tomando como punto de partida la caracterización y el modelado como conmutador del dispositivo, se diseñarán las redes de terminación en drenador y de adaptación en puerta para conseguir un buen funcionamiento, primero como amplificador clase E, y luego en modo inverso, como rectificador síncrono. En la implementación, se utilizarán bobinas y condensadores de alto factor de calidad, intentando hacer uso además de sus resonancias parásitas.

Los rectificadores diseñados serán caracterizados en función de la potencia de la señal de RF de excitación, la frecuencia y la resistencia de carga.

1.3. Estructura de la Memoria

Esta memoria sigue una organización por capítulos, que vamos a definir a continuación.

En este primer capítulo se hace una pequeña introducción explicando los temas sobre los que va a tratar el proyecto y se habla de los objetivos a los que se quiere llegar en este proyecto.

En el segundo capítulo se presentan las arquitecturas del transmisor cartesiano y del transmisor polar, y se describen las no linealidades de este último. Además, se ofrece una visión general de las técnicas de linealización de amplificadores de potencia.

En el tercer capítulo se describen las características de los amplificadores de potencia y rectificadores clase E. Además se incluyen los detalles del convertidor DC/DC.

En el cuarto capítulo se expone el diseño de los rectificadores clase E con elementos discretos L y C, y la utilización de un dispositivo GaN HEMT.

En el quinto capítulo se detalla el proceso seguido en la realización de los layouts de ambos rectificadores clase E, así como su montaje, modificaciones experimentales y caracterización.

Así mismo en este quinto capítulo se realizará una comprobación de que ambos rectificadores son capaces de funcionar correctamente como parte de un conversor dc/dc y se realizará una modulación en frecuencia a través de este conversor.

Por último, en el sexto capítulo se exponen las conclusiones obtenidas una vez realizado este proyecto y alguna de las líneas futuras que se pueden seguir a partir de donde ha llegado este proyecto.

1.4. Referencias

- [1] J. A. García, C. Fager, A. Zhu, J. C. Pedro, P. Cabral, P. Colantonio, "Emerging Wireless Transmitter Architectures", TARGET-2007-11-27-WP232-D-D.2-3.0, Noviembre 2007
- [2] L. R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration", Proc. IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Julio 1952.
- [3] Yang Gao, Alex Q. Huang, "Feasibility Study of AlGaIn/GaN HEMT for Multimegahertz DC/DC Converter Applications", IPEMC 2006

2. Fundamentos del transmisor cartesiano y del transmisor polar

2.1. Transmisor Cartesiano

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

Una representación banda base de las señales paso banda es la cartesiana (componentes en fase y cuadratura), y ésta es la arquitectura utilizada tradicionalmente para transmitir en radiofrecuencia. En este esquema de transmisión, que se muestra en la Figura 2.1, las componentes en fase y cuadratura de la señal a transmitir modulan respectivamente a las componentes en fase y cuadratura de la señal portadora. Después, las dos señales moduladas se combinan formando la señal a transmitir, que es procesada por un amplificador de potencia de RF teóricamente lineal, y enviada por la antena.

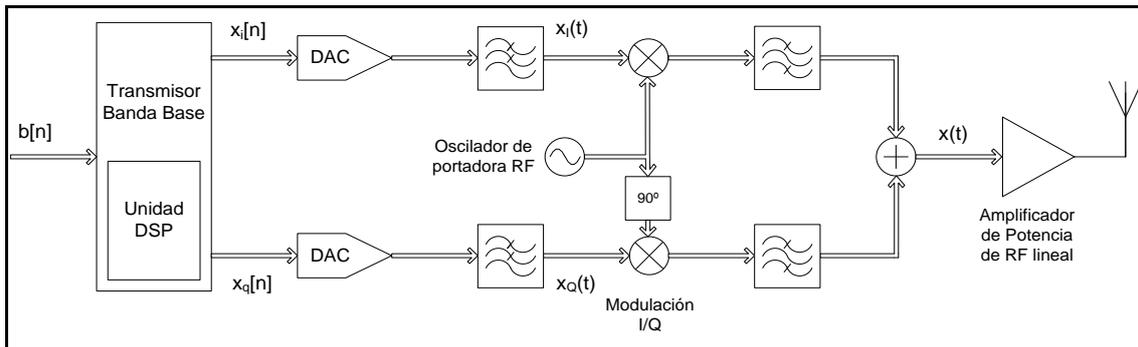


Figura 2.1: Arquitectura del transmisor cartesiano

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

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

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

2.2 Transmisor Polar

2.2.1 Arquitectura del Transmisor Polar

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

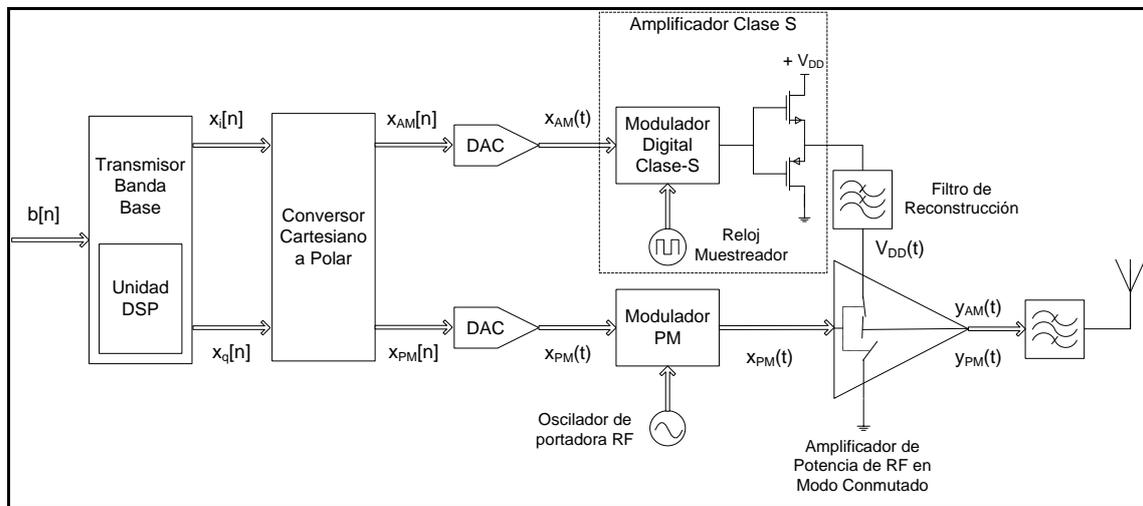


Figura 2.2: Arquitectura del transmisor polar

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

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

La idea del transmisor polar es sustituir el modulador I/Q del transmisor cartesiano tradicional, por un modulador AM/PM polar. De este modo, se tratan de forma independiente las componentes de amplitud y fase, $x_{AM}(t)$ y $x_{PM}(t)$, de la envolvente compleja de la señal de comunicaciones, hasta que son combinadas en el amplificador de potencia de RF.

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

2. Fundamentos del transmisor cartesiano y del transmisor polar

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

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

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

2.2.2 No Idealidades del Transmisor Polar

Idealmente, el transmisor polar sería capaz de ofrecer una eficiencia en potencia del 100% estando libre de distorsión pero, en la realidad, el gran potencial de esta arquitectura está limitado por la presencia de una serie de no idealidades que provocan distorsión no lineal.

Las no idealidades más significativas, pero también más fáciles de controlar, son aquellas que aparecen a nivel de sistema, debidas a la propia arquitectura.

También es de destacar el papel de las no linealidades de amplitud y fase en la etapa de modulación, el amplificador conmutado de alta eficiencia.

Mecanismos Lineales de Distorsión: No Idealidades Debidas a la Arquitectura del Sistema

Retraso diferencial entre las ramas de AM y PM.

Ancho de banda finito del filtro reconstructor de la rama AM

El retraso que se produce entre la componente moduladora de amplitud y la portadora de RF modulada en fase fue anteriormente tratado, considerándolo como fijo e independiente de la frecuencia de la envolvente banda base.

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

Los fenómenos anteriores son procesos lineales, pero pueden causar distorsión no lineal, ya que, tanto la generación de las componentes AM y PM en

2. Fundamentos del transmisor cartesiano y del transmisor polar

el DSP del transmisor polar, como su recombinación en el amplificador de potencia, son ambos procesos no lineales.

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

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

Mecanismos No Lineales de Distorsión: No Idealidades Debidas a la Etapa de Modulación

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

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

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

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

2.3 Referencias

- [1] L. R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration", Proc. IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Julio 1952.
- [2] F. H. Raab, "Intermodulation Distortion in Kahn-Technique Transmitters," IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-44, no. 12, pp. 2273-2278, Diciembre 1996.
- [3] D. Milosevic, J. van der Tang and A. van Roermund, "Intermodulation Products in the EER Technique Applied to Class-E Amplifiers," Int. Symp. on Circuits and Syst. Dig., vol. I, pp.637-640, Vancouver, Mayo 2004.
- [4] I. Kim, J. Kim, J. Moon, J. Kim, B. Kim, "Hybrid EER Transmitter using Highly Efficient Saturated Power Amplifier for 802.16e Mobile WiMAX Application," *IEEE MTT-S Microwave Symp. Dig.*, Boston, USA, pp. 1385-1388, June 2009.
- [5] María de las Nieves Ruiz Lavín. "Convertor resonante de potencia en RF sobre tecnología GaN HEMT", Proyecto final de carrera, Universidad de Cantabria, 2010.

3. Fundamentos del Amplificador conmutado clase E, rectificador Clase E, y su aplicación en Convertidores DC/DC

3.1 Características de los amplificadores de potencia

3.1.1 Introducción a los Amplificadores de Potencia

Como hemos visto en el capítulo anterior, en la etapa de modulación de un transmisor polar se utiliza un amplificador de potencia de alta eficiencia.

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 figura 3.1:

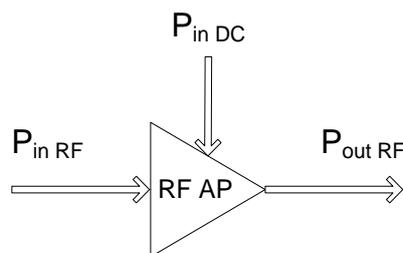


Figura 3.1: Potencias en un amplificador de potencia de RF

3.1.1.1 Parámetros significativos de los Amplificadores y Convertidores 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 total (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:

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

$$\eta_D = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \quad (3.1)$$

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

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{P_{inDC}} = \frac{P_{outRF} \cdot \left(1 - \frac{P_{inRF}}{P_{outRF}}\right)}{P_{inDC}} = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) = \eta_D \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (3.2)$$

- Si la ganancia es elevada $PAE \cong \eta$.
- Si la ganancia es pequeña, la PAE sería bastante inferior a η .
- En condiciones de operación con $G < 1$, la $PAE < 0$.

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

$$P_{inRF} + P_{inDC} = P_{outRF} + P_{dis} \quad (3.3)$$

Según esta ecuación:

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{P_{inDC}} = \frac{P_{inDC} - P_{dis}}{P_{inDC}} = 1 - \frac{P_{dis}}{P_{inDC}} \quad (3.4)$$

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

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

$$\eta = \frac{P_{outRF}}{P_{inRF} + P_{inDC}} = \frac{\eta_D}{\frac{1}{G} + 1} \quad (3.5)$$

Linealidad

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

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

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

La linealidad es función de la porción de tiempo que el amplificador permanece en la región de funcionamiento lineal, mostrada en la figura 3.2:

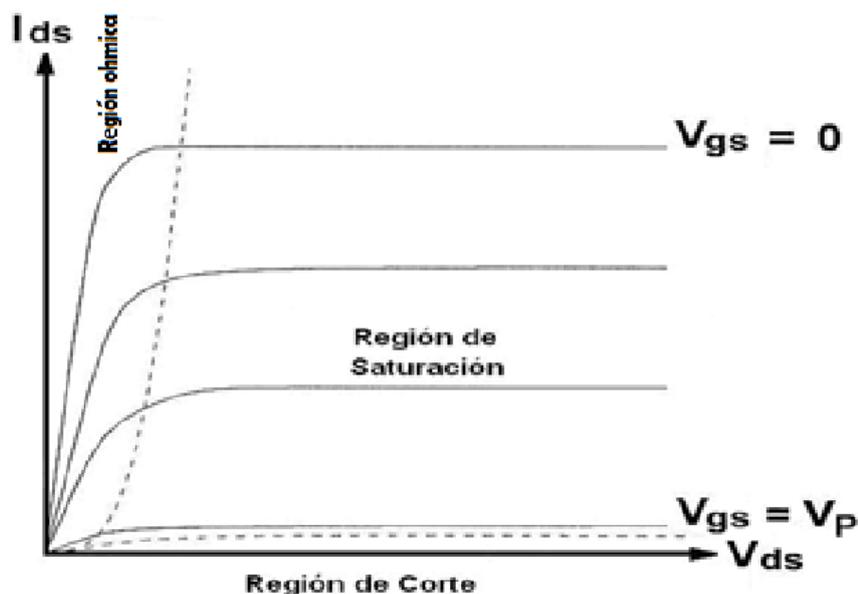


Figura 3.2: Curvas características I-V de un transistor FET

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

la señal es más significativa a medida que el amplificador se aproxima a la zona de funcionamiento en saturación.

En la figura 3.3 podemos observar la variación de la ganancia de compresión y de la fase en función de la potencia de entrada:

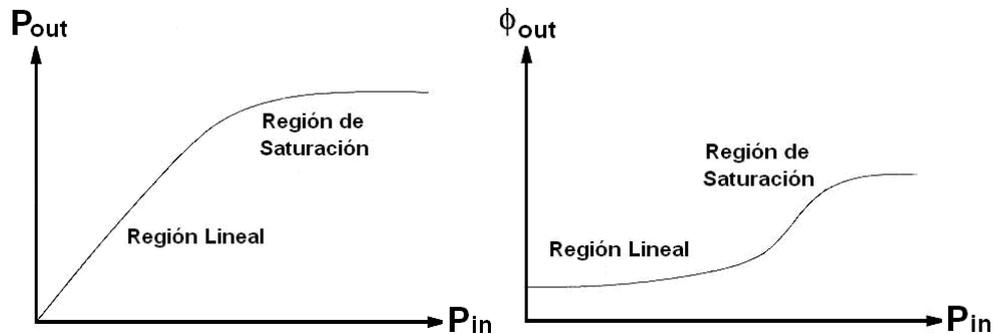


Figura 3.3: Ganancia de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia

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 debido a las no linealidades. En consecuencia si se pretende una amplificación lineal, la opción más común consiste en trabajar lejos del punto de compresión y en consecuencia la eficiencia del amplificador de potencia disminuye.

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

3.1.1.2 Comportamiento No Lineal del Amplificador

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

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

$$V_{out}(t) = G_V \cdot V_{in}(t) + k_2 \cdot V_{in}^2 + k_3 \cdot V_{in}^3 + \dots + k_N \cdot V_{in}^N(t) \quad (3.6)$$

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

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

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

3.1.2 Amplificador Clase E

Los amplificadores de potencia se dividen en diferentes clases en función del punto de operación del dispositivo dentro de la recta de carga dinámica. La elección de este punto causa que el dispositivo activo no esté, necesariamente, conduciendo durante el ciclo completo de una señal sinusoidal. De hecho, sólo lo hace en los denominados clase A. En el resto, sólo conduce durante un número determinado de grados del ciclo de la señal de entrada.

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

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

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

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

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

El descubrimiento del amplificador clase E es relativamente reciente (N.O. Sokal y A.D. Sokal, 1975) (véase figura 3.4), pero quedó relegado, hasta que, alrededor de los años 90, el despliegue de la telefonía móvil requirió de amplificadores de altísima eficiencia para economizar batería. Se caracteriza por el empleo de un único dispositivo activo.

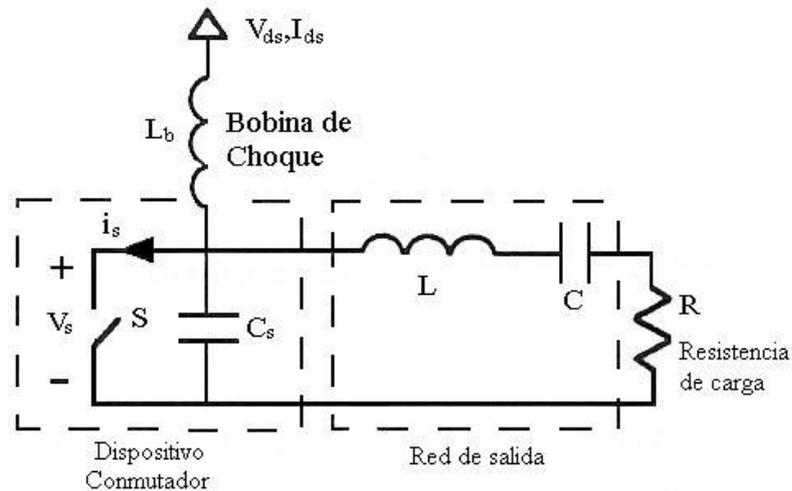


Figura 3.4: Circuito de alta eficiencia clase E original

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

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

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

3.1.2.1 Análisis del Circuito Clase E Original

Un amplificador de potencia que trabaja con una eficiencia del 75% puede entregar tres veces más potencia que otro que lo haga con un 50% de eficiencia utilizando el mismo dispositivo, si la potencia de salida está limitada por la disipación térmica en los transistores. La topología del amplificador en modo conmutado clase E se analiza en este apartado desde el punto de vista de la alta eficiencia, según el estudio realizado en [2].

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

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

Para analizar el circuito clase E se realizan varias suposiciones:

- El “duty cycle” usado en este análisis es del 50%, por lo que el conmutador está en estado ON durante medio periodo y en estado OFF durante el otro medio. Este valor es el que produce un funcionamiento óptimo.
- El dispositivo conmutador tiene una resistencia en estado ON, R_{ON} que idealmente será nula, e infinita en estado OFF, R_{OFF} . En la práctica se debe asegurar que la resistencia ofrecida por el dispositivo cuando se encuentra en abierto sea lo suficientemente alta, y que la resistencia parásita que ofrece cuando se encuentra en corto sea lo más pequeña posible. El condensador C_s , para un diseño de frecuencia máxima, consiste únicamente en la capacidad parásita de salida del transistor, la cual se asumirá como lineal en este análisis. En la práctica, la capacidad C_s es a menudo no lineal, y cambia en función del voltaje aplicado.

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

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

La solución exacta de este circuito en el dominio del tiempo, aun asumiendo elementos ideales y C_s lineal, requiere la solución de un sistema de ecuaciones diferenciales de tercer orden variante en el tiempo pero, con las aproximaciones supuestas anteriormente, se reduce a un sistema de primer orden variante en el tiempo, como muestra la Figura 3.5:

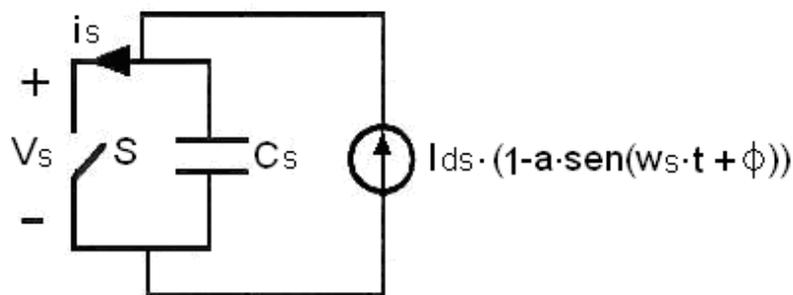


Figura 3.5: Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga

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

- Conmutación de ON (Cerrado) a OFF (Abierto).

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

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

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

$$Perdidas = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad (3.7)$$

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

- Estado ON (Cerrado)

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

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

$$Pérdidas_{conducción} = \frac{1}{2} \cdot I_{DS}^2 \cdot R_{ON} \quad (3.8)$$

- Estado OFF (Abierto)

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

$$C_s \cdot \frac{\partial V_s}{\partial t} = I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \sin(\omega_s \cdot t' + \varphi)) \quad (3.9)$$

Que integrando resulta:

$$V_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot \int_0^t (1 - a \cdot \sin(\omega_s \cdot t' + \varphi)) \cdot dt' \quad (3.10)$$

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

$$V_s(t) = \frac{I_{ds}}{\omega_s \cdot C_s} \cdot (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)) \quad (3.11)$$

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

Ya se pueden determinar a y ϕ :

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

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

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

$$V_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a \cdot (\cos(w_s \cdot t + \phi) - \cos \phi)) & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (3.14)$$

$$I_s(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \sin w_s \cdot t + \phi) & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (3.15)$$

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

Si se representan estas formas de onda, serían como se muestran en la figura 3.6:

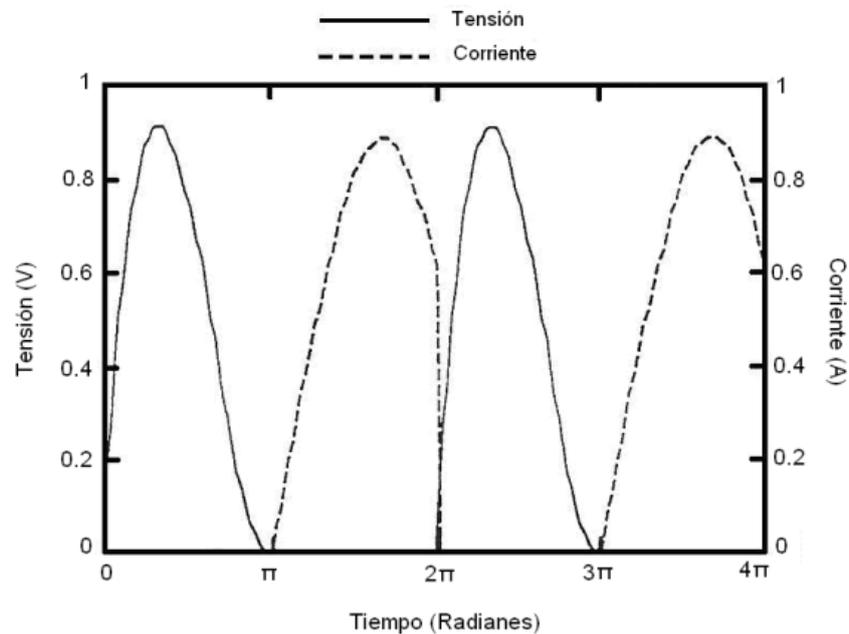


Figura 3.6: Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E

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

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

$$Pérdidas_{conmutación} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot C_{OUT} \cdot V_{DD}^2 \quad (3.16)$$

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

Estas condiciones para el clase E son:

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

$$V_{DS}(t = t_{ON}) = 0 \quad (3.17)$$

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

$$\frac{\partial V_{DS}(t)}{\partial t} \Big|_{t = t_{ON}} = 0 \quad (3.18)$$

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

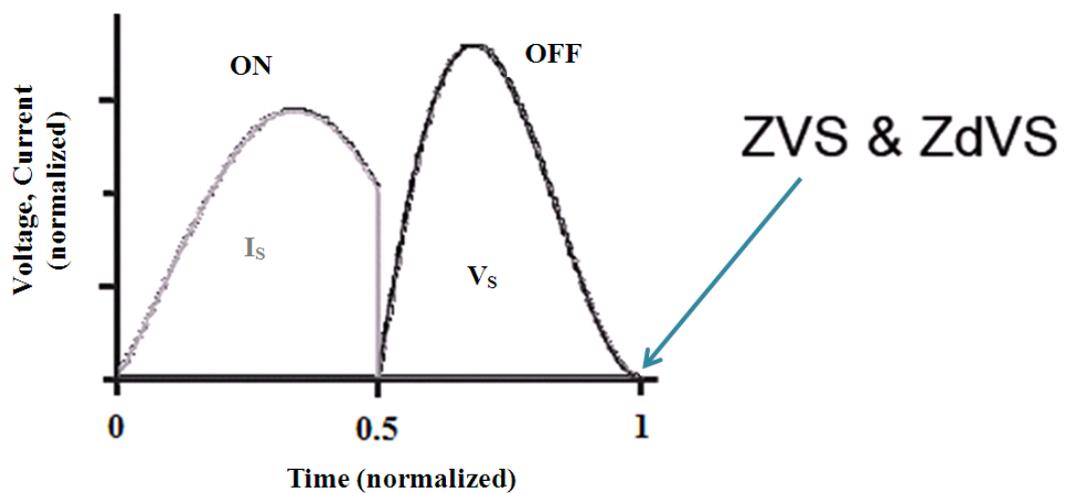


Figura 3.7: Formas de onda de tensión y corriente en estado OFF y ON respectivamente [3]

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

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

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

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

$$R_{dc} = \frac{1}{\pi \cdot w \cdot C_{out}} \quad (3.19)$$

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

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

$$V_{ds} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_s(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \quad (3.20)$$

$$I_{ds} = \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot V_{ds} \quad (3.21)$$

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

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

$$I_{max} = (1 + a) \cdot I_{ds} \cong 2.86 \cdot I_{ds} \quad (3.22)$$

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

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

$$f_{max} = \frac{I_{ds}}{2 \cdot \pi^2 \cdot C_s \cdot V_{ds}} = \frac{I_{max}}{C_s \cdot V_{ds}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot (1 + a)} \cong \frac{I_{max}}{56.5 \cdot C_s \cdot V_{ds}} \quad (3.23)$$

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.

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

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

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

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

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

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

Por lo tanto:

$$V_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \quad (3.24)$$

Dónde:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (3.25)$$

Para $n=1$:

$$K_1 = \frac{I_{ds}}{\omega_s \cdot C_s \cdot T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)) \cdot e^{-j \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (3.26)$$

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

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

$$V_{s1} = a_0 \cdot I_{ds} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_0) \quad (3.27)$$

$$i_{net1} = a \cdot I_{ds} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi) \quad (3.28)$$

Donde las constantes a_0 y φ_0 son:

$$a_0 = \frac{2 \cdot |K_1|}{I_{ds}} = \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{16} + \frac{4}{\pi} - \frac{3}{4}} \quad (3.29)$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + \angle K_1 = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{2 \cdot \pi}{8 - \pi^2} \right) \quad (3.30)$$

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

$$Z_{net1} = \frac{a_0}{a} \cdot e^{j(\varphi_0 - \varphi)} \cong \frac{0.28015}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^\circ} \quad (3.31)$$

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, con ello se cumplen las condiciones de ZVS y ZDS.

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

En la Figura 3.8 se expone una topología específica para la red de carga externa:

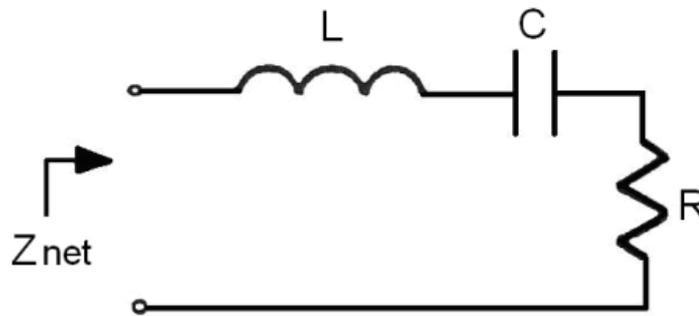


Figura 3.8: Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF

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

$$Z_{net1} = Z_{net} = R + j \cdot \omega_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} \quad (3.32)$$

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

$$Z_d(f) = R + j \cdot \omega_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} = \frac{0.18}{\omega_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0.21}{\omega_s \cdot C_s} = \frac{0.28015}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^\circ} \quad (3.33)$$

Para el resto de frecuencias tendríamos:

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

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

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

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot 5.447} \quad (3.34)$$

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

$$C = C_s \cdot \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \cdot \frac{\pi}{2}}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}} \right) \cong C_s \cdot \frac{5.447}{Q_L} \cdot \left(1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153} \right) \quad (3.35)$$

Donde Q_L se define como:

$$Q_L = \frac{\omega_s \cdot L}{R} \quad (3.36)$$

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

$$C \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08} \right) \quad (3.37)$$

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

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

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

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

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

3.1.2.2 Circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo

El circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo se muestra a continuación en la figura 3.9, L_b y C_b actúan como T de polarización, pero se asumirá que no afectan al comportamiento del circuito en RF de forma apreciable. A la frecuencia de conmutación, sólo L, C y R contribuyen a la impedancia de RF vista por el condensador conmutado (ver figura 3.10).

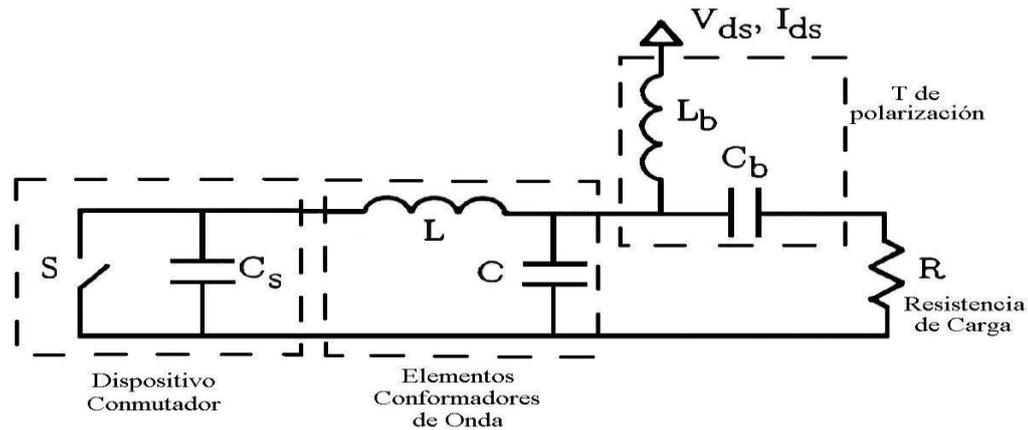


Figura 3.9. Circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo.

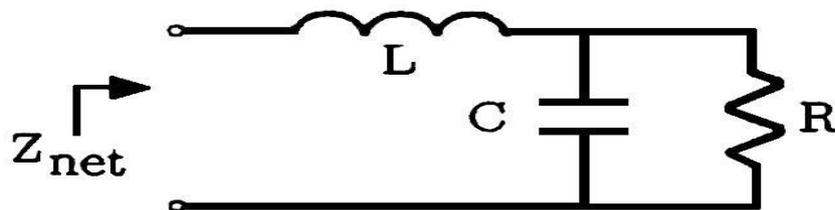


Figura 3.10. Red de carga externa del circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo, vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de operación.

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

$$Z_{net1} = \frac{K_0}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j\theta} \quad (3.38)$$

$$K_0 = \omega_s \cdot C_s \cdot \frac{a_0}{a} \cong 0.28015 \quad (3.39)$$

$$\theta_0 = \phi_0 - \phi \cong 40.0524^\circ \quad (3.40)$$

Igualando las dos expresiones de Z_{net1} se obtiene una ecuación compleja con dos incógnitas, L y C. Igualando las partes real e imaginaria podemos obtener ambas incógnitas:

$$L = \frac{K_0}{\omega_s^2 \cdot C_s} \cdot \left(\sin \theta_0 + \cos \theta_0 \sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (3.41)$$

$$C = \frac{1}{\omega_s \cdot R} \cdot \left(\sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (3.42)$$

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

3.2 Rectificadores clase E.

Los rectificadores clase E ofrecen un nuevo significado en lo relativo a alta frecuencia, alta eficiencia y bajo ruido de rectificación. Son el equivalente de los amplificadores de potencia en modo conmutación. Las formas de onda del voltaje y de la corriente en los rectificadores clase E son las mismas que las correspondientes al voltaje y corriente del amplificador clase E invertidas en el tiempo. Los rectificadores clase E pueden ser empleados en convertidores de potencia resonantes dc/dc. Por ejemplo en los convertidores clase E dc/dc los rectificadores convencionales pueden ser sustituidos por rectificadores clase E dando resultado a nuevos convertidores.

3.2.1 Principio de operación

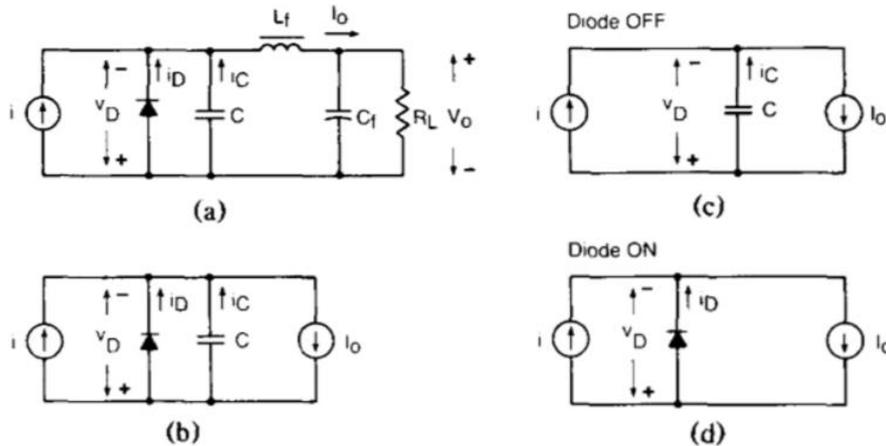


Figura 3.11. Rectificador clase E Zero-voltage-switching.

a) Circuito. b) Modelo. c) Modelo OFF d) modelo ON

La figura 3.11a) muestra un rectificador clase E ZVS. Consiste en un diodo, un condensador C y un filtro de salida paso bajo de segundo orden $L_f - C_f$. La potencia de DC es enviada a la resistencia de carga R_L . El rectificador es excitado por una fuente de corriente sinusoidal i .

Asumiendo que la corriente a través del filtro L_f es aproximadamente constante e igual a la corriente de salida I_o , el filtro $L_f - C_f$ de salida y la resistencia de carga pueden ser remplazados por una corriente I_o como puede verse en la figura 3.11b).

Las figuras 3.11 c) y d) muestran el modelo del rectificador cuando el diodo esta OFF y ON respectivamente.

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

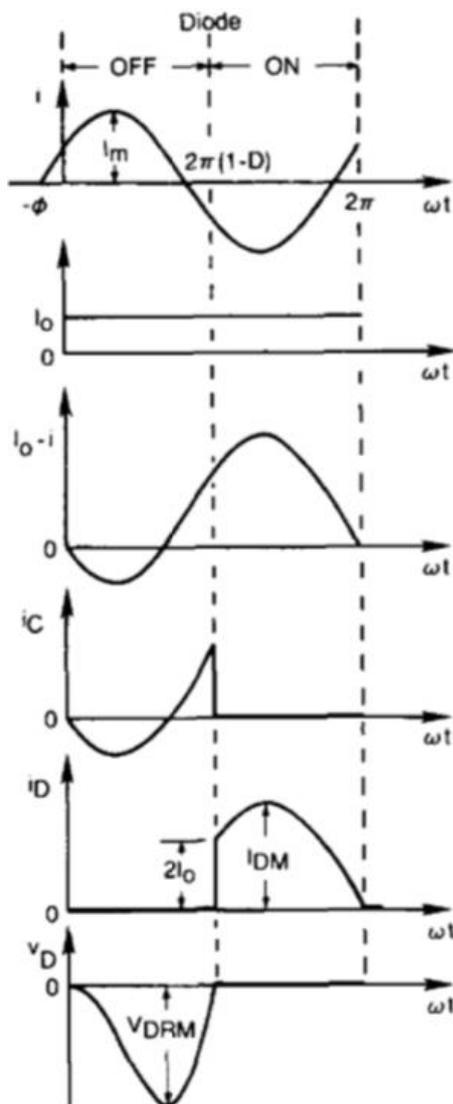


Figura 3.12. Formas de onda de la corriente y voltaje ideales de la figura 3.11a) para $D=0.5$

En la figura están representadas las formas de onda del voltaje y la corriente ideales para una $D=0.5$, es decir, para un ángulo de conducción del diodo de 180° . La corriente de entrada i es una onda sinusoidal y la de salida I_o es constante. El diodo y la capacidad C conectados en paralelo son excitados por una fuente de corriente $I_o - i$.

Cuando el diodo está OFF la corriente $I_o - i$ pasa por la capacidad C . Sin embargo cuando el diodo está ON esa misma corriente pasa por el diodo.

El diodo volverá a ON cuando su tensión se incremente por encima de su valor umbral; y a OFF cuando la corriente disminuya a cero.

3.2.2 Análisis

3.2.2.1 Supuestos

El análisis del circuito rectificador de la figura 3.11a) está basado en los circuitos equivalentes de la figura 3.11b)-d) y de los siguientes supuestos:

1) El diodo es ideal, es decir, su tensión umbral y su resistencia ON son cero, su resistencia OFF es infinita, su capacidad de unión es independiente de la tensión y es absorbida en la capacidad de derivación C . Su tiempo de carga es cero.

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

2) La capacidad de derivación parásita del filtro inductivo L_f está incluida en C porque el filtro capacitivo C_f es esencialmente un cortocircuito para ac.

3) La inductancia del filtro L_f es suficientemente grande como para que su corriente sea aproximadamente constante e igual a la corriente de salida de dc I_o .

4) El rectificador es excitado por una fuente de corriente de onda sinusoidal ideal.

3.2.2.2 Caracterización del rectificador para cualquier D

La ecuación básica para para el modelo del rectificador de la figura 3.11(b) es:

$$I_o - i = i_D + i_C \quad (3.43)$$

De acuerdo con el supuesto 4):

$$i = I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (3.44)$$

Donde I_m es la amplitud y ϕ es el ángulo fase indicado en la figura 3.12.

La relación entre D del diodo ON y ϕ es la siguiente:

$$\tan\phi = \frac{1 - \cos 2\pi D}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D} \quad (3.45)$$

Y podemos verla representada en la figura 3.13

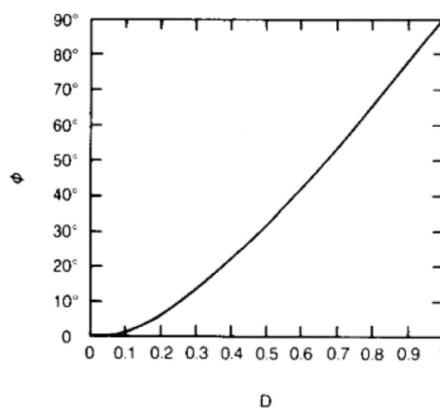


Figura 3.13: Relación entre ϕ y D

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

Para $D=0.5$, $\tan\phi = \frac{2}{\pi}$, $\sin\phi = \frac{2}{\sqrt{\pi^2+4}}$, $\cos\phi = \frac{\pi}{\sqrt{\pi^2+4}}$ de donde podemos obtener que $\phi = 0.5669 \text{ rad} = 32.48^\circ$.

D del diodo ON depende de ωCR_L :

$$\omega CR_L = \frac{1}{2\pi} [1 - 2\pi^2(1-D)^2 - \cos 2\pi D] + \frac{[2\pi(1-D) + \sin 2\pi D]^2}{1 - \cos 2\pi D} \quad (3.46)$$

Podemos ver esta relación representada en la figura 3.14 donde se ve como D decrece desde 1 hasta 0 mientras que ωCR_L crece desde 0 hasta infinito. Para $D=0.5$, $\omega CR_L = \frac{1}{\pi}$.

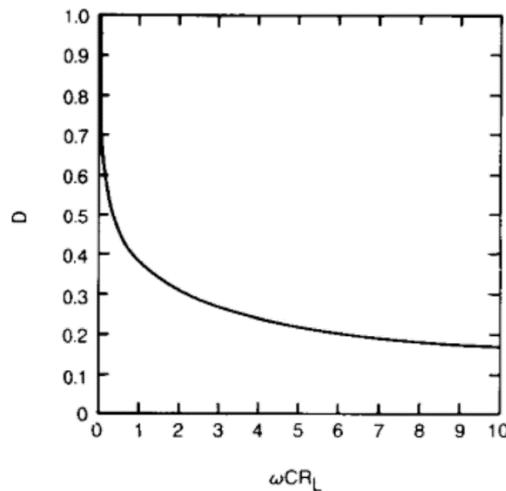


Figura 3.14: Relación entre D y ωCR_L

Las formas de onda de la tensión y de la corriente del diodo normalizadas con respecto a la corriente de salida de dc I_o y tensión V_o respectivamente se expresan de la siguiente forma:

$$\frac{i_D}{I_o} = \begin{cases} 0, & 0 < \omega t \leq 2\pi(1-D) \\ 1 - \cos\omega t - \frac{[2\pi(1-D) + \sin 2\pi D] \sin\omega t}{1 - \cos 2\pi D}, & 2\pi(1-D) < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.47)$$

$$\frac{V_D}{V_o} = \begin{cases} \frac{1}{\omega CR_L} [\omega t - \sin\omega t + \frac{[2\pi(1-D) + \sin 2\pi D] (\cos\omega t - 1)}{1 - \cos 2\pi D}], & 0 < \omega t \leq 2\pi(1-D) \\ 0, & 2\pi(1-D) < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.48)$$

Estas formas de onda están representadas en la figura 3.15 para valores de $D=0.75, 0.5, 0.25$.

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

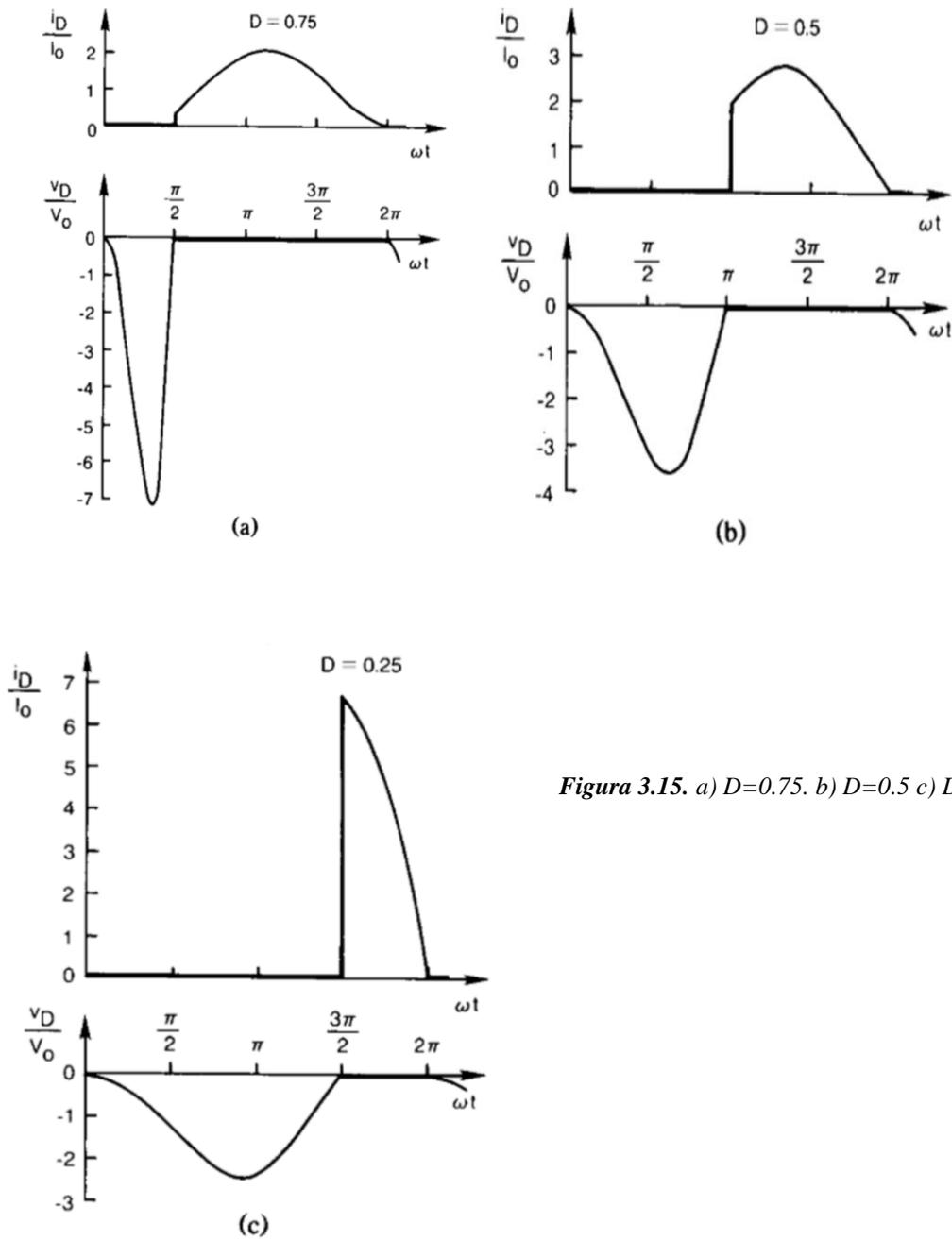


Figura 3.15. a) $D=0.75$. b) $D=0.5$ c) $D=0.25$

A medida que la resistencia de carga R_L aumenta para un valor constante de ωC :

- 1) D disminuye.
- 2) V_{DRM}/V_o disminuye.
- 3) I_{DM}/I_o aumenta.

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

El valor más alto de corriente por el diodo I_{DM} ocurre en el máximo de (3.47) para $D > 0.28$ y en $\omega t = 2\pi(1 - D)$ para $D \leq 0.28$. El resultado es:

$$\frac{I_{DM}}{I_o} = \begin{cases} 1 + \frac{1}{\sin\phi}, & D > 0.28 \\ 1 - \cos 2\pi D + \frac{\sin 2\pi D}{\tan\phi}, & D \leq 0.28 \end{cases} \quad (3.49)$$

Para $D=0.5$, $\frac{I_{DM}}{I_o} = \frac{1}{2}\sqrt{\pi^2 + 4} + 1 = 2.862$. En la figura 3.16(a) podemos ver la relación $\frac{I_{DM}}{I_o}$ en función de D y en la 3.16 (b) como función de ωCR_L .

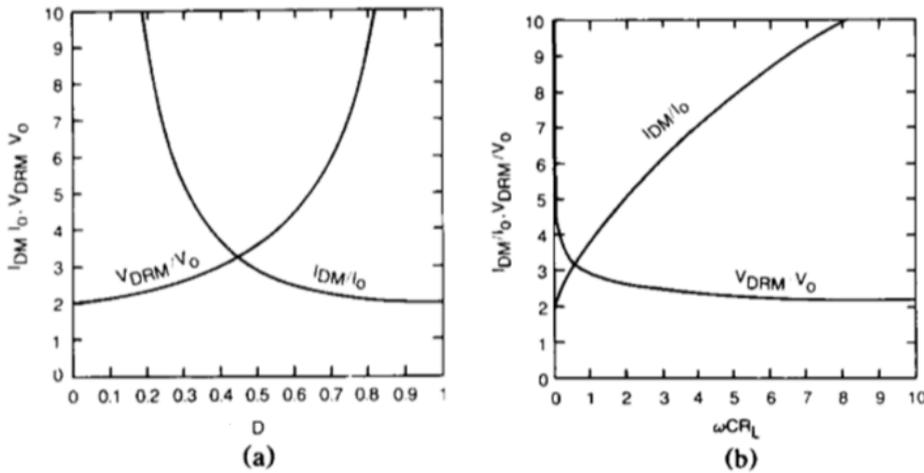


Figura 3.16 a) y b)

El ratio $\frac{I_{DM}}{I_o}$ crece desde 2 a infinito mientras D decrece desde 1 a 0, o mientras ωCR_L crece desde 0 a infinito. Sin embargo, el valor absoluto de I_{DM} disminuye con ωCR_L para un valor fijo de V_o porque $I_o = V_o/R_L$ disminuye con R_L . Por lo tanto el máximo valor de I_{DM} ocurre para el valor mínimo de la resistencia de carga R_{Lmin} .

El pico de V_{DRM} se obtiene derivando (6) e igualando a 0:

$$\frac{V_{DRM}}{V_o} = \frac{1}{\omega CR_L} \left(2\phi - \pi + \frac{2}{\tan\phi} \right) \quad (3.50)$$

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

La figura 3.16(a) representa $\frac{V_{DRM}}{V_o}$ en función de D, mientras que la figura 3.16 (b) lo hace en función de ωCR_L . El ratio $\frac{V_{DRM}}{V_o}$ disminuye desde infinito a 2 mientras D lo hace desde 1 a 0 o ωCR_L aumenta desde 0 a infinito. Es por ello que el valor máximo de V_{DRM} se alcanza con R_{Lmin} si V_o es constante.

La capacidad de potencia de salida normalizada del rectificador está definida como:

$$C_p = \frac{P_o}{I_{DM}V_{DRM}} = \frac{I_o V_o}{I_{DM}V_{DRM}} \quad (3.51)$$

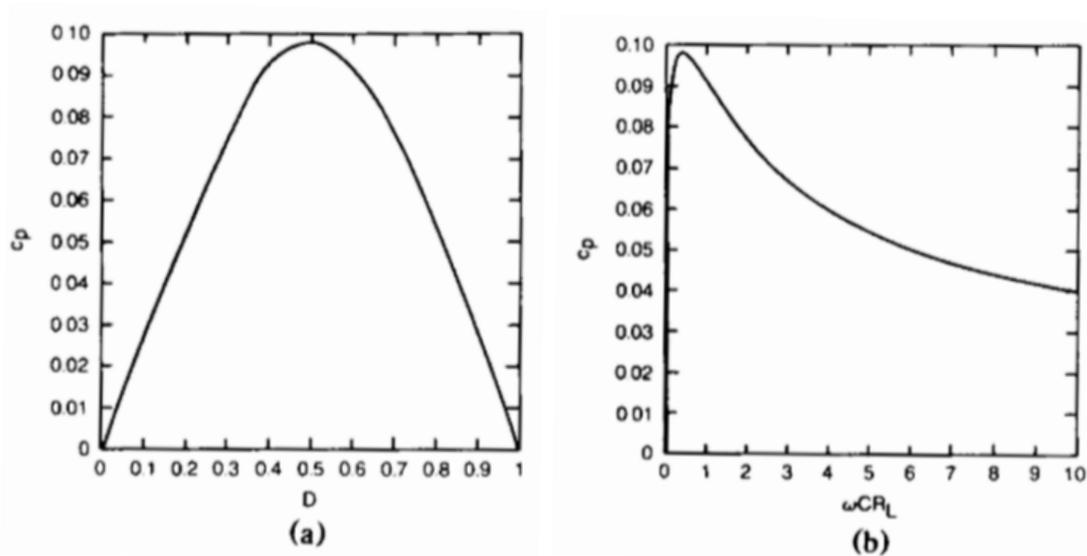


Figura 3.17 a) y b)

Este factor está representado en la figura 3.17 en función de D (a) y en función de ωCR_L (b). Alcanza su máximo valor para $D=0.5$ ($C_p = 0.0981$). Primero crece con ωCR_L , alcanza su valor máximo en $\omega CR_L = \frac{1}{\pi}$, y a partir de ahí decrece con ωCR_L .

La función de transferencia de corriente de ac a dc se define así:

$$K_1 = \frac{I_o}{I} = \frac{I_o}{\frac{I_m}{\sqrt{2}}} = \sqrt{2} \sin \phi = \frac{V_o}{IR_L} \quad (3.52)$$

Donde I es el valor rms de la corriente de entrada.

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

Para $D=0.5$, $K_1 = \sqrt{\frac{8}{(\pi^2+4)}} = 0.7595$.

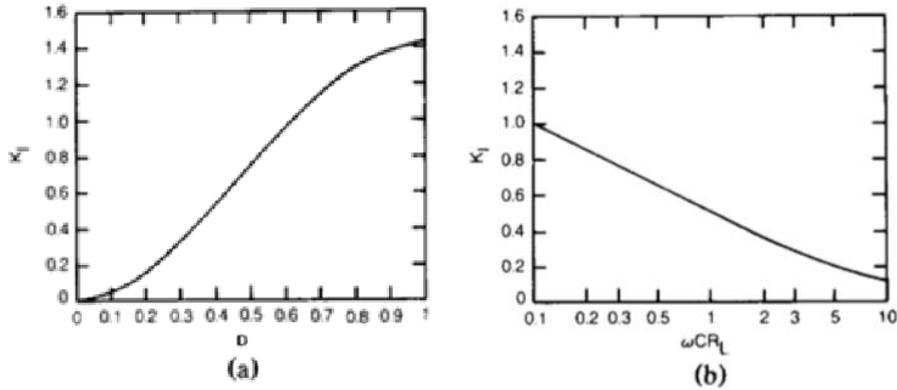


Figura 3.18 a) y b)

En la figura 3.18(a) y (b) podemos observar K_1 en función de D y de ωCR_L respectivamente. Como se aprecia en las figuras, K_1 disminuye desde $\sqrt{2}$ a 0 mientras D lo hace desde 1 a 0 o mientras ωCR_L aumenta desde 0 hasta infinito.

De la ecuación anterior, deducimos la amplitud de la corriente de entrada:

$$I_m = \frac{\sqrt{2}I_o}{K_1} = \frac{\sqrt{2}V_o}{K_1 R_L} \tag{3.53}$$

En la práctica es importante conocer la impedancia de entrada del rectificador. Es suficiente determinar la impedancia de entrada a la frecuencia de operación f , esto es debido a que la corriente de entrada se trata de un seno a esa frecuencia. Esta impedancia puede ser representada como la combinación de series de la resistencia de entrada R_i y la capacidad de entrada C_i tal y como se muestra en la figura 3.19.

$$\frac{R_i}{R_L} = 2\sin^2\phi \tag{3.54}$$

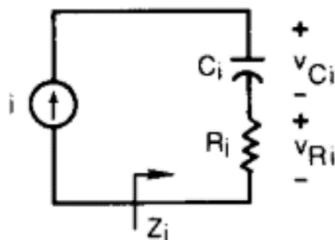


Figura 3.19

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

Para $D=0.5$, $\frac{R_i}{R_L} = \frac{8}{\pi^2+4}=0.5768$. Su representación respecto a D y ωCR_L se muestra en la figura 3.20 (a) y (b) respectivamente. Como se puede ver $\frac{R_i}{R_L}$ disminuye desde 2 a 0 mientras D disminuye de 1 a 0 o ωCR_L aumenta de 0 a infinito.

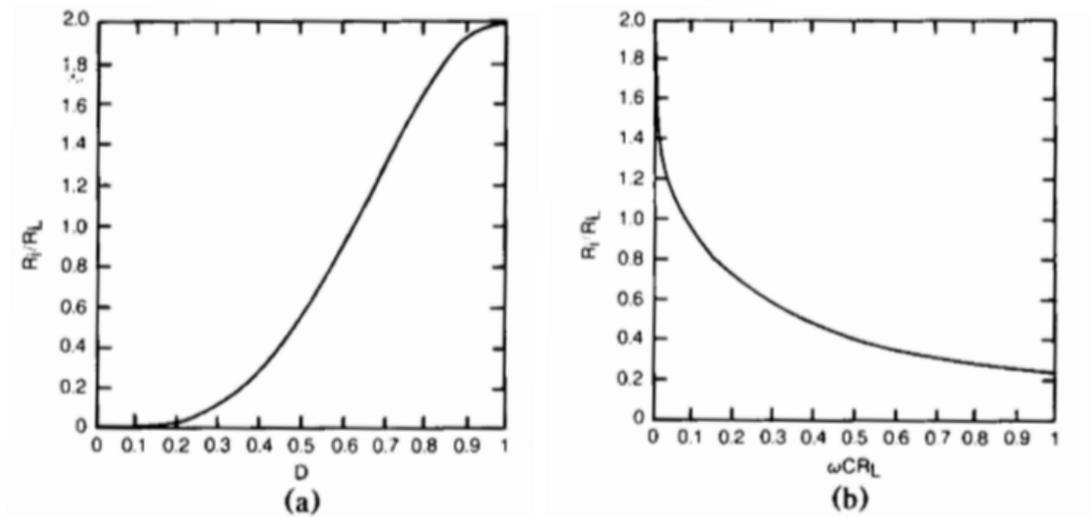


Figura 3.20 a) y b)

La resistencia de entrada R_i normalizada a $\frac{1}{\omega C}$ puede expresarse del siguiente modo:

$$\omega CR_i = (\omega CR_L) \left(\frac{R_i}{R_L} \right) = \frac{\sin^2 \phi}{\pi} \left[1 - 2\pi^2(1-D)^2 - \cos 2\pi D + \frac{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D}{\tan \phi} \right] \quad (3.55)$$

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

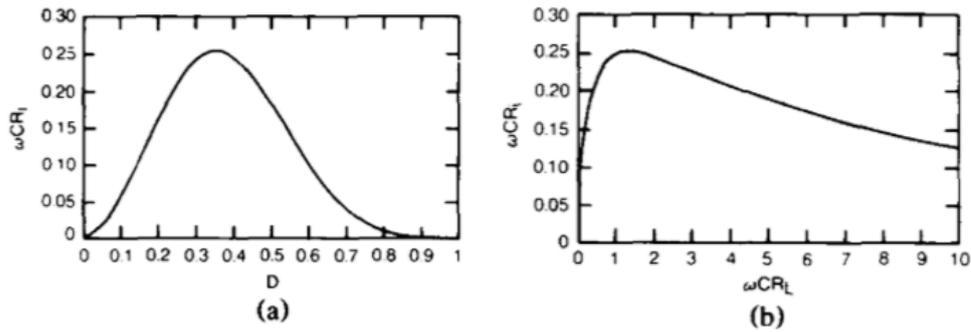


Figura 3.21 a) y b)

Para $D=0.5$, $\omega CR_i = 0.1836$. La figura 3.21 muestra ωCR_i frente a D y ωCR_L . El valor máximo para ωCR_i se alcanza para una $D=0.35$ o $\omega CR_L = 1.3253$ y es 0.2525. Para $D \leq 0.35$ o $\omega CR_L \geq 1.3253$, ωCR_i disminuye mientras ωCR_L aumente. Es por ello que el rectificador actúa como un inversor de impedancia y por lo tanto es compatible con un amplificador clase E.

La capacidad de entrada del rectificador a la frecuencia fundamental f es:

$$\frac{C_i}{C} = \pi \left[\pi(1 - D) + \sin 2\pi D - \frac{1}{4} \cos 2\phi \sin 4\pi D - \frac{1}{2} \sin 2\phi \sin^2 2\pi D - 2\pi(1 - D) \sin \phi \sin(2\pi D - \phi) \right]^{-1} \quad (3.56)$$

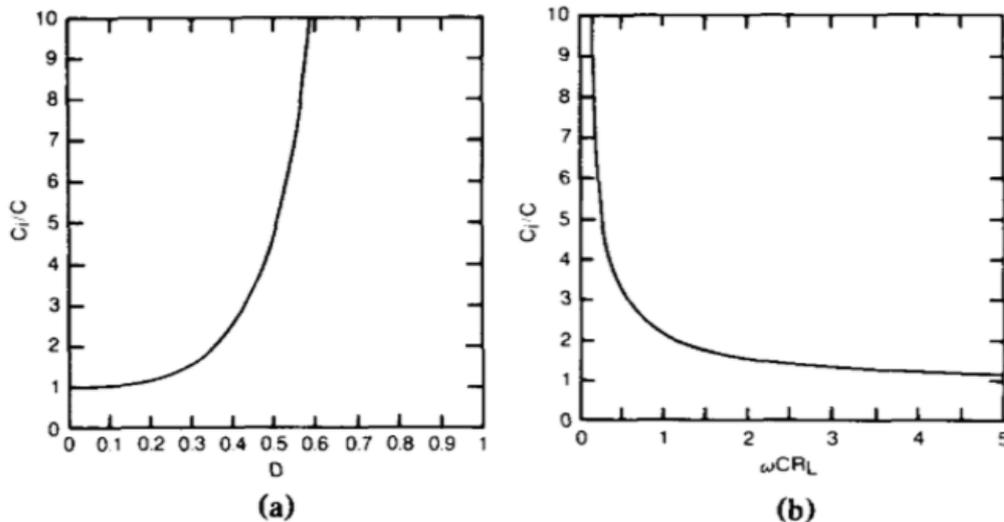


Figura 3.22 a) y b)

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

Para $D=0.5$, $\frac{C_i}{C} = 4.726$. En la figura 3.22 (a) y (b) podemos ver $\frac{C_i}{C}$ en función de D y ωCR_L . Y se puede observar como decrece desde infinito a 1 a medida que D lo hace desde 1 a 0 o ωCR_L crece desde 0 a infinito.

No teniendo en cuenta las pérdidas de potencia, la potencia de salida $P_o = \frac{V_o^2}{R_L} = I_o^2 R_L$ es igual a la potencia de entrada $P_i = \frac{V_{Ri}^2}{R_i} = I_o^2 R_i$, donde V_{Ri} es el valor rms de v_{Ri} . Por tanto de (10) la función de transferencia de la tensión es:

$$M_R = \frac{V_o}{V_{Ri}} = \frac{I}{I_o} = \frac{1}{K_1} = \sqrt{\frac{R_L}{R_i}} = \frac{1}{\sqrt{2} \sin \phi} \quad (3.57)$$

Para $D=0.5$, $M_R = 1.3167$. En la figura 3.23 está representado M_R en función de D y ωCR_L . En ella podemos ver como aumenta M_R desde $\frac{1}{\sqrt{2}}$ a medida que D decrece desde 1 a 0 o mientras ωCR_L aumenta de 0 hasta infinito.

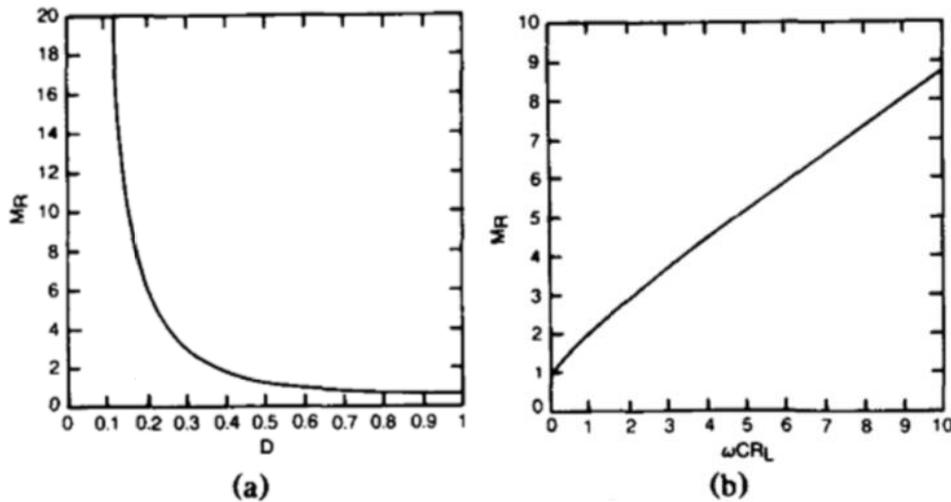


Figura 3.23 a) y b)

El diodo en conducción de la figura 1(d) puede ser modelado por una fuente de tensión dc V_f , la cual representa la tensión del diodo en conducción. En este caso las pérdidas de potencia en conducción en el diodo son $P_D = I_o V_f$ y la

eficiencia del rectificador será $\eta_R = \frac{P_o}{(P_o + P_D)} = \frac{1}{\left(\frac{1+V_f}{V_o}\right)}$

3.3 Convertidor clase E² basado en un dispositivo HEMT

3.3.1 Introducción al convertidor resonante de potencia

Siguiendo la línea de los primeros estudios realizados a finales de los 80 sobre el uso de un convertidor resonante DC/DC en alta frecuencia, se describe el convertidor como un sistema formado por un inversor clase E y un rectificador clase E. Estudios anteriores habían implementado el convertidor resonante con un rectificador convencional, en vez de uno clase E, obteniendo niveles bajos de eficiencia. El uso de la clase E es debido a sus características, que hacen que su funcionamiento se asemeje a un interruptor como se ha visto anteriormente, evitando la pérdida de potencia en la carga y descarga del condensador, y que favorecen que el sistema pueda proporcionar gran eficiencia en alta frecuencia gracias a forzar tanto al inversor como al rectificador a las condiciones de ZVS y ZDS. Este convertidor, clase E² que combina ambas topologías fue propuesto por Kazimierczuk y Jozwik.

La mejora del rendimiento de las fuentes de potencia de modo conmutado es el resultado directo de las altas frecuencias de conmutación utilizadas en los procesos de conversión de energía. Los mayores beneficios que se obtiene al aumentar la frecuencia de conmutación son la reducción del tamaño de los componentes de filtrado lo que se traduce en una mayor eficiencia. De este modo, se logrará aumentar la eficiencia al mejorar su componente principal, el convertidor DC/DC.

Estudios posteriores del mismo autor presentan el circuito del convertidor resonante como se muestra en la figura 3.11.

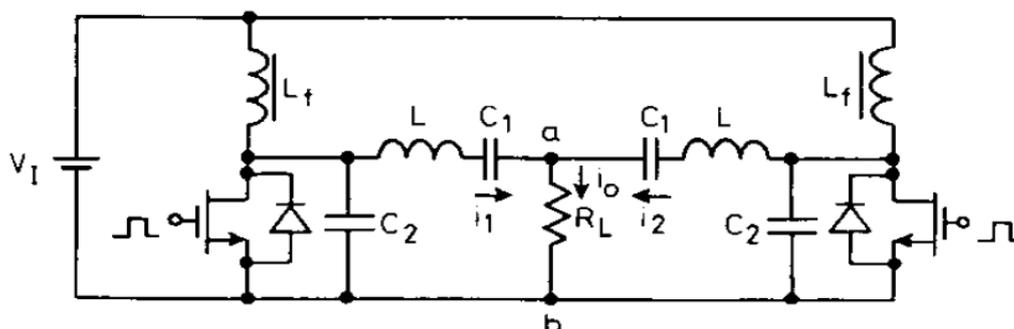


Figura 3.24: Circuito del convertidor resonante DC-DC presentado por M. K. Kazimierczuk

Gracias a esta miniaturización y por consiguiente a la reducción del almacenamiento de energía utilizando componentes pasivos de menor tamaño

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

y valor, en la actualidad, se ha despertado un gran interés en la operación de convertidores de potencia a frecuencias de conmutación más elevadas de las que se usan hoy en día.

La topología original de convertidores clase E2 se representa en la siguiente figura:

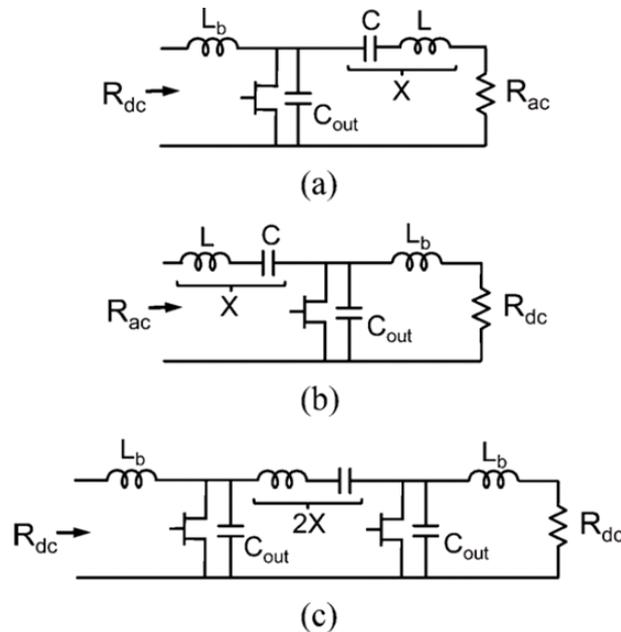


Figura 3.25: (a) Inversor Clase E. (b) Rectificador clase E (c) Circuito básico del convertidor resonante clase E² DC-DC

En la figura 3.25(a) se observa un amplificador clase E.

El convertidor clase E2 de la figura 3.25(c) es la combinación de un inversor clase E con un rectificador clase E síncrono.

Según hemos visto anteriormente, L_b se supone como una inductancia infinita con el fin de considerar la rama del dispositivo de carga como una fuente de corriente continua. La red de salida con un alto factor de calidad como para asegurar que la corriente que lo atraviesa sea una senoide a la frecuencia de conducción.

Sintonizando el circuito LC resonante ligeramente por debajo de la frecuencia de conmutación, las condiciones óptimas para un inversor son las siguientes [6]:

$$D = 0.5 \tag{3.58}$$

3. Fundamentos del amplificador conmutado clase E, rectificador clase E y su aplicación en convertidores DC/DC

$$R_{ac} = \frac{0.1836}{\omega \cdot C_{out}} \quad (3.59)$$

$$X = \frac{0.2116}{\omega \cdot C_{out}} \quad (3.60)$$

Siendo D el ciclo de trabajo de conmutación, mientras que R_{ac} y X son las componentes real e imaginaria de la impedancia óptima de funcionamiento vista por el dispositivo (incluyendo la capacitancia) a la frecuencia fundamental.

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

$$R_{dc} = \frac{1}{\pi \cdot \omega \cdot C_{out}} \quad (3.61)$$

Las condiciones óptimas para el rectificador de la figura 3.25 (b) son las mismas que para el inversor, D , X , y R_{dc} , mientras que el desplazamiento de fase requerido $\Delta\phi$ entre puerta-fuente y drenador-fuente debe establecerse en 180° para obtener la sincronización deseada.

En el caso del rectificador su excitación en CA es una carga resistiva de valor R_{ac} (1b).

El convertidor DC/DC clase E² es la formación en cascada de los dos circuitos descritos anteriormente. El rectificador da la carga R_{ac} requerida por el inversor de forma que ambos puedan operar según las condiciones de funcionamiento ZVS y ZDS sin añadir ningún elemento adicional para la interconexión.

La combinación en serie de los dos circuitos resonantes formaría un circuito LC donde el valor de la reactancia debe ser:

$$2 \cdot X = \frac{0.4232}{\omega \cdot C_{out}} \quad (3.62)$$

Para un funcionamiento sin pérdidas, la tensión continua de salida sería igual al valor de polarización de entrada, mientras que la carga de DC ofrecida por el convertidor a su fuente de alimentación sería exactamente su resistencia de carga R_{dc} . Todo esto es gracias a la simetría en la topología ya que sin ella nada de esto sería posible debido a que el inversor ofrece al rectificador la carga deseada y viceversa y si no hubiese simetría aunque uno de los dos ofrezca la

carga correcta el otro no podría ofrecer el valor correcto de carga. Con todo ello obtendríamos una impedancia al fundamental de:

$$Z_d(f) = R + 2 \cdot \left[j \cdot \omega_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} \right] = \frac{0.18}{\omega_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0.42}{\omega_s \cdot C_s} \quad (3.63)$$

3.4 Referencias

- [1] N. A. Sokal, A. D. Sokal, "Class-E – A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, N° 3, Junio 1975
- [2] T. B. Mader, Z. B. Popović, "The Transmisi3n-Line High-Efficiency Class-E Amplifier", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, N° 9, Septiembre 1995
- [3] María de las Nieves Ruiz Lavín. "Convertor resonante de potencia en RF sobre tecnología GaN HEMT", Proyecto final de carrera, Universidad de Cantabria, 2010.
- [4] M. Niknejad. "The Class E/F Family of Harmonic-Tuned Switching Powers Amplifiers"
- [5] M. K. Kazimierczuk, J. Jozwik "Class E₂ Narrow-Band Resonant DC/DC Converters", IEEE Trans. Instrum. Meas, vol.38, no 6, pp 1064-1068, Diciembre 1989.
- [6] M.K. Kazimierczuk, "Synthesis ef phase-modulated resonant DC/AC inverters and DC/DC convertors", Julio 1992.
- [7] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier, "IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CS-24, no. 12, pp. 725–735, Dec. 1977.
- [8] M.K. Kazimierczuk. Analysis of Class E Zero-Voltage-Switching Rectifier.
- [9] Gonzalo Hernández Espeso. "Diseño de inversores y convertidores DC/DC en RF a GaN HEMT", Proyecto final de carrera, Universidad de Cantabria, Dic 2012.

4. Diseño de rectificadores clase E

4.1 Elección y verificación del modelo del transistor

La elección del modelo del transistor que se va a emplear es de una gran importancia de cara a las posteriores simulaciones y medidas de los diseños, ya que de la validez de esta elección dependerá por completo la fiabilidad de las simulaciones que se realicen en el ordenador y que darán lugar posteriormente al circuito que será físicamente construido.

El transistor escogido para la realización del rectificador clase E es el transistor modelo CGH60030D de GaN HEMT de Cree Inc.

Se aproxima el funcionamiento del transistor mediante un modelo, con el cual se obtienen las condiciones de trabajo óptimas del transistor para poder conseguir su máximo rendimiento.

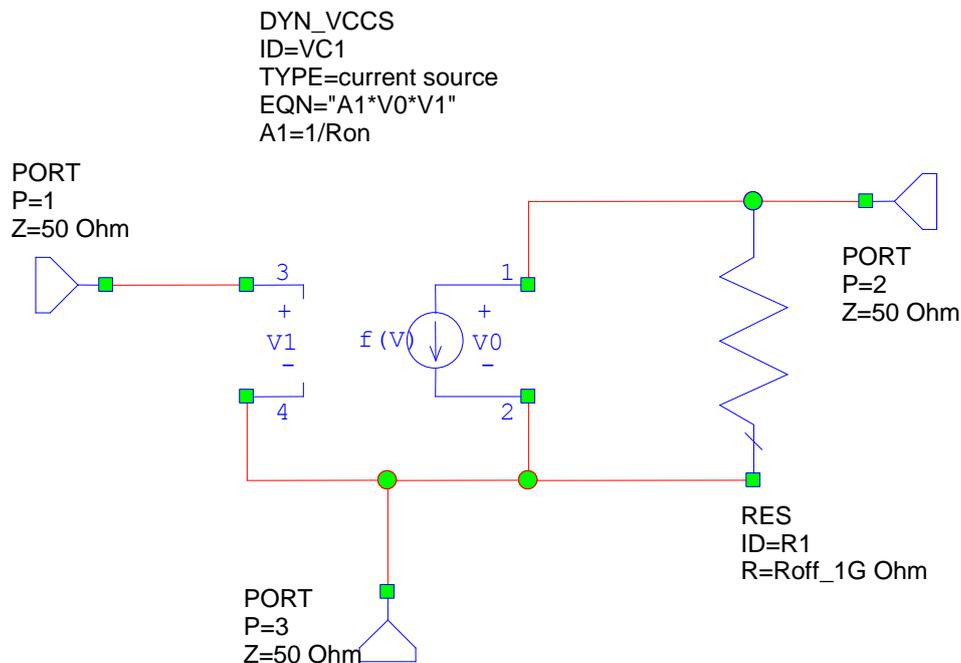


Figura 4.1. Modelo transistor CGH60030D

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

La tensión de pinch-off se define según la aplicación para la cual se va a utilizar el transistor. En nuestro caso se utilizará como un clase E, para ello hay

4. Diseño de rectificadores clase E

que tener en cuenta que un clase E no tiene una característica lineal (cuando está en el estado OFF a partir de la tensión de pinch-off se pone a conducir) sino que cuando está en el punto de pinch-off hay conductancia, lo que significa que no sería un abierto perfecto.

Para utilizar el modo conmutado interesa que cuando esté en el estado OFF no conduzca, es por ello que es mejor definir la tensión de pinch-off de otra manera, trabajarle con una tensión inferior.

Con todo ello, se observa el S_{22} del transistor mientras se aumenta V_{GS} , en el borde de la carta de Smith es más o menos un abierto, en el momento que el S_{22} se mete hacia dentro de la carta ya hay conducción entre drenador y fuente y por ello se trabaja con una tensión de puerta un poco inferior. Esta tensión es la tensión de puerta más alta con la que la conductancia aún no ha empezado a crecer, es decir, que no haya conducción entre drenador y fuente. Esto determina el punto de trabajo del clase E. Una vez que se trabaja más abajo para llevarle hasta el estado ON es necesario aplicar más potencia. Este sería el punto en que sin rectificación en puerta necesitaría la menor potencia para llevarle al estado ON.

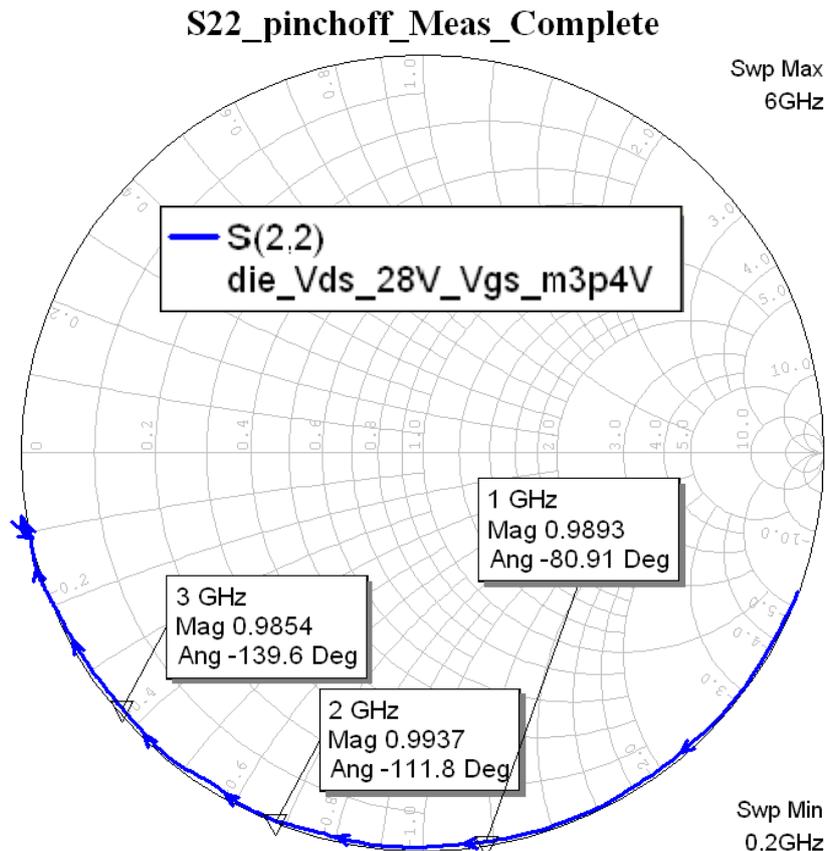


Figura 4.2. Obtención de Cout

Como se puede ver en la figura 4.2, el valor de V_{GS} es -3.4V para una V_{DD} de 28V.

A continuación se obtienen los valores de los parámetros con los que desarrollar el modelo del transistor para conocer mejor el funcionamiento del transistor como conmutador. Para ello emplearemos la herramienta Microwave Office (AWR) utilizando las ecuaciones que se muestran a continuación en el simulador.

VOLTAGES

$V_{DS}=28$

$V_{GSmin}=-5$

$V_{GSmax}=-3$

$V_{GSstep}=0.1$

SWITCH DEFINITION (CGH60030)

$R_{on}=0.4836$

$MagE1G=0.6635$

$R1G=10.77$

$R_{off_1G}=5360$

$PhaseE1G=150.9$

$X1G=12.41$

$C_{out_1G}=2.714$

4. Diseño de rectificadores clase E

A continuación se muestra una gráfica de las características I/V del transistor para diferentes tensiones de drenador, lo que nos permite obtener la resistencia R_{on} :

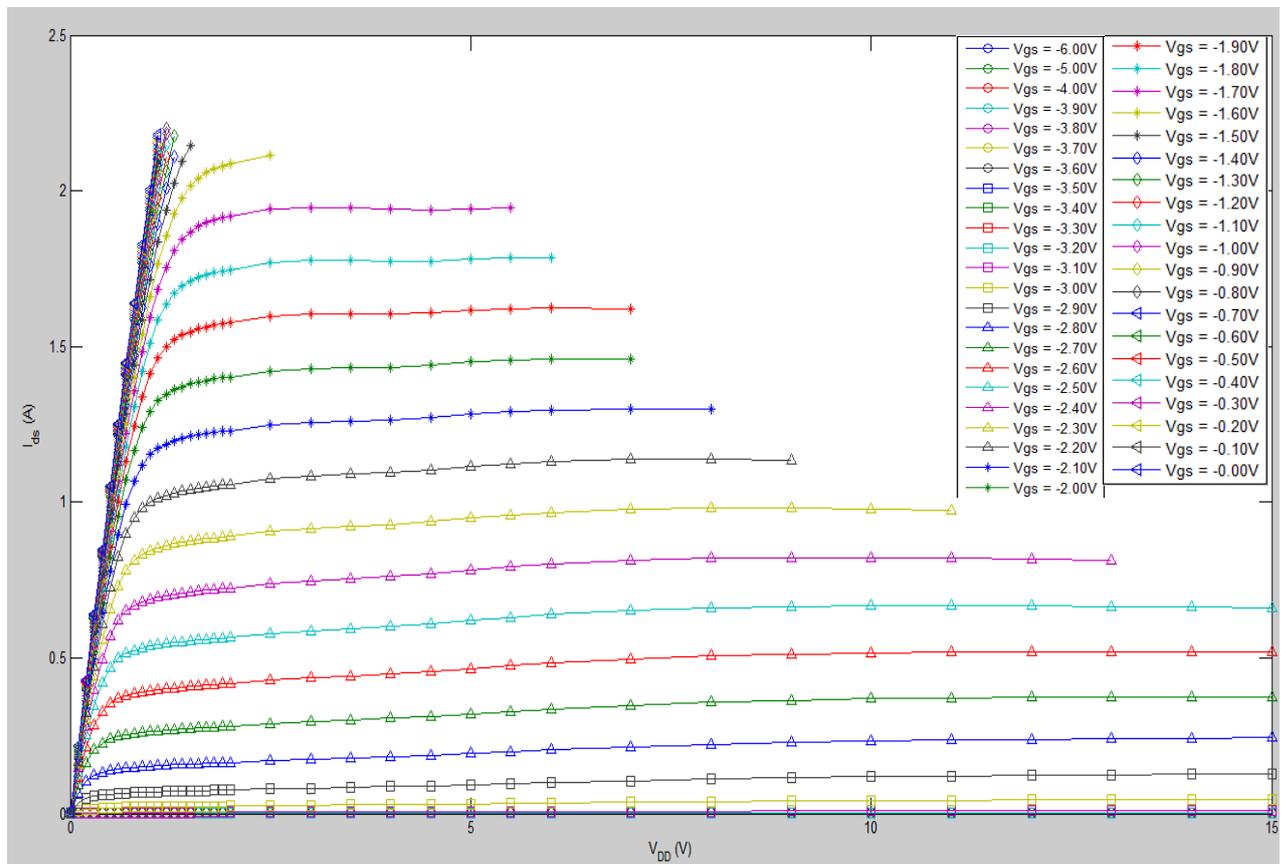


Figura 4.3. Curvas I/V del transistor CGH60030D

Una vez que tenemos los parámetros del transistor realizamos una simulación de Load-Pull, para ello se usan sintetizadores de impedancia para variar las impedancias de entrada y salida vistas por el transistor y poder medir el funcionamiento a través de la potencia reflejada y entregada, la potencia de salida, el consumo de DC, la eficiencia en potencia, los niveles de intermodulación, y otros parámetros. Con esta simulación podemos observar los contornos de la eficiencia y del nivel de potencia en la salida con respecto a la impedancia de la terminación óptima.

Para llevar a cabo el barrido de impedancia mencionado, utilizaremos el esquemático que se muestra a continuación. La capacidad se añadió externamente para poder medir la corriente que la atraviesa.

4. Diseño de rectificadores clase E

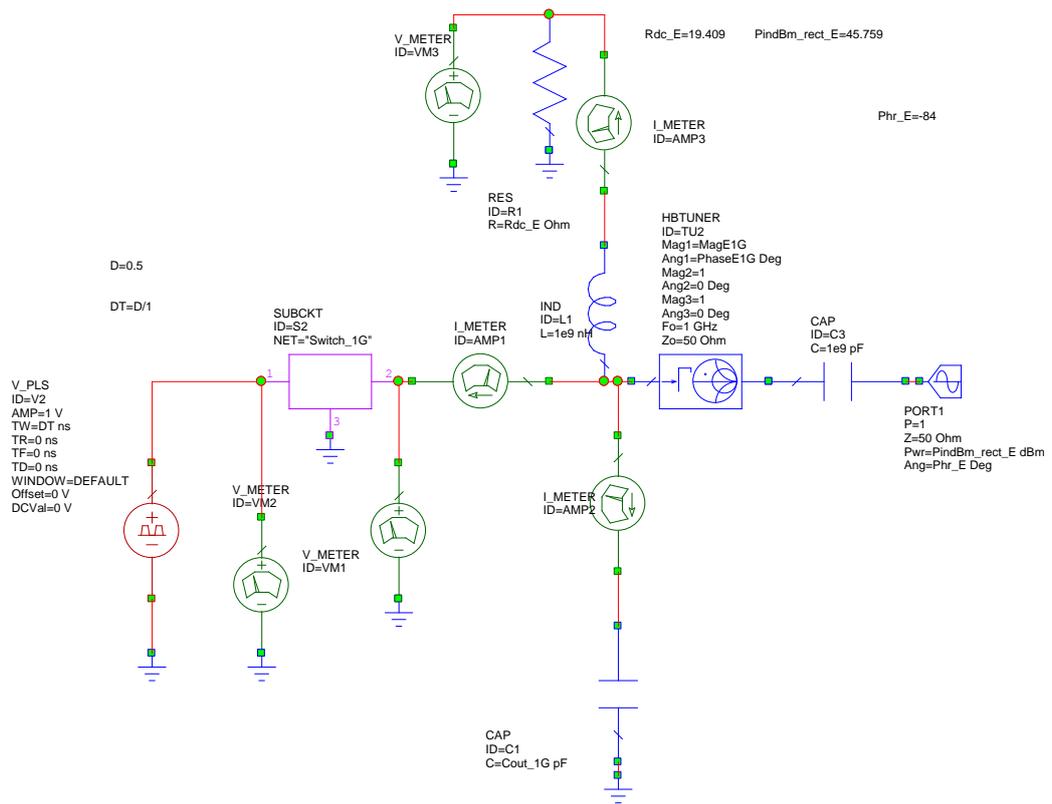


Figura 4.4. Esquemático para la simulación Load-Pull

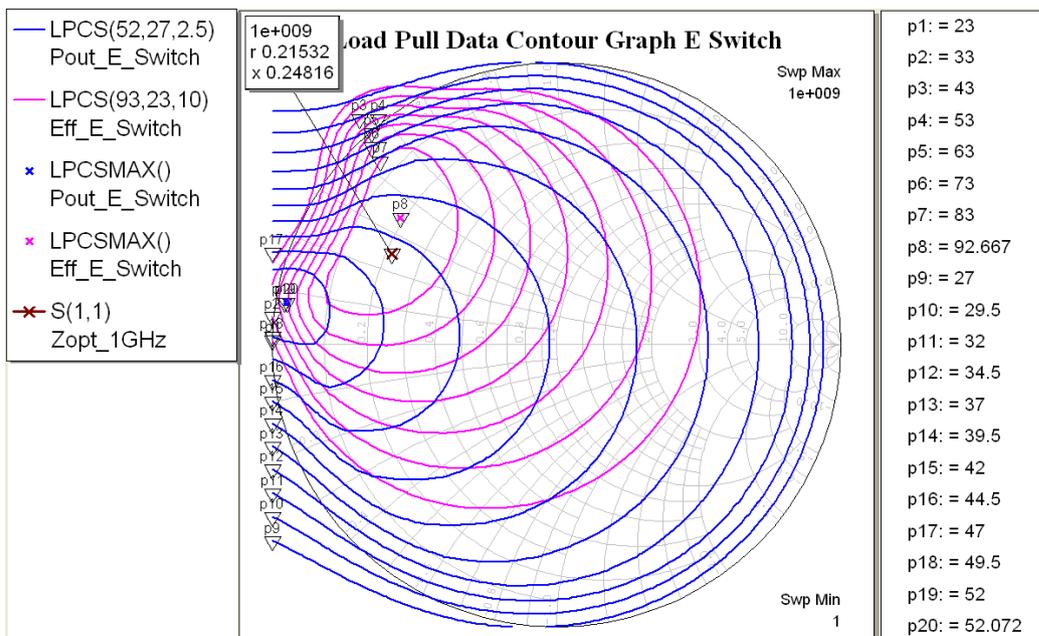


Figura 4.5. Círculos de eficiencia y potencia en la salida con Load-Pull Wizard

4. Diseño de rectificadores clase E

En este gráfico se puede ver como el punto de impedancia óptima está dentro del círculo de mayor eficiencia mientras el punto de mayor potencia a la salida está un poco más alejado. Por lo tanto podemos decir que el punto de mayor potencia a la salida no implica que sea el punto donde haya más eficiencia y que nuestra impedancia óptima está en un punto intermedio entre ambos.

4.2 Rectificador clase E con elementos discretos

Una vez escogido el modelo de transistor que se va a emplear, nos disponemos a realizar el diseño del rectificador clase E.

4.2.1 Diseño de la red de síntesis de impedancia multiarmónica

Se van a diseñar dos redes distintas de salida del transistor para más adelante fabricar y caracterizar dos rectificadores clase E cada uno con una de las dos redes de salida diseñadas. La primera consta de una bobina y un condensador, mientras que la segunda tendrá dos condensadores y una bobina en serie más otro condensador conectado a masa.

Podemos ver ambas configuraciones en las figuras 4.11 y 4.12 que se muestran a continuación:

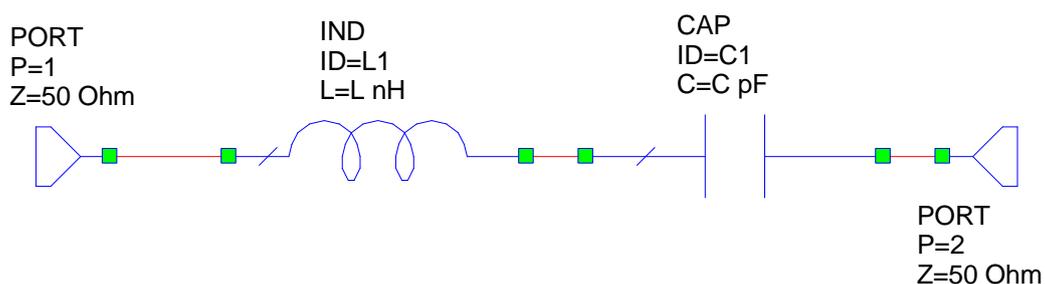


Figura 4.6. Red de salida CL

4. Diseño de rectificadores clase E

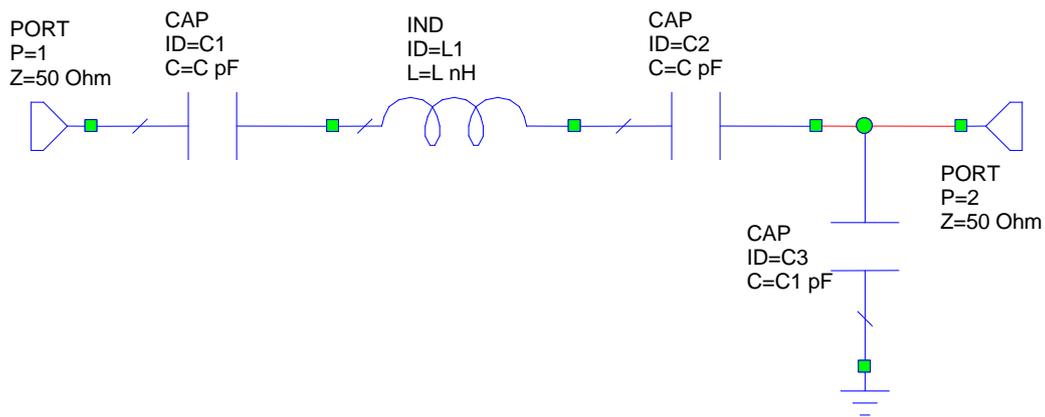


Figura 4.7. Red de salida CLC_C

Estudiamos ambas redes de salida en el simulador Microwave Office para comprobar que valores nos acercan más a la impedancia óptima, poniendo una impedancia de 50Ω en los dos puertos de la red.

Las bobinas se ocupan de llevar los armónicos superiores al circuito abierto mientras que los condensadores se ocupan de llevar la impedancia al fundamental lo más cerca posible de la Z_{opt} . En el caso CLC_C el objetivo del condensador conectado a masa es aumentar la parte resistiva de la impedancia.

En el siguiente gráfico podemos ver la simulación realizada con las combinaciones que más se acercan a la impedancia óptima para ambas redes de salida.

4. Diseño de rectificadores clase E

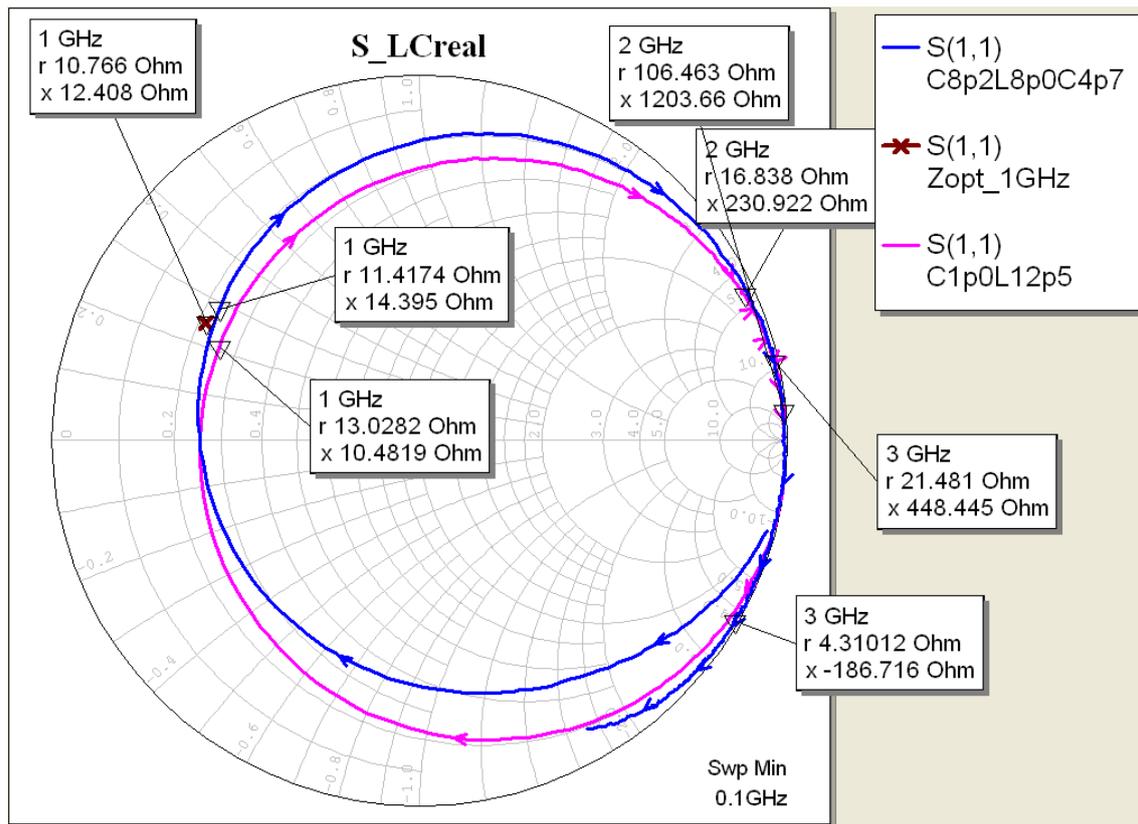


Figura 4.8. Z_{opt} y parámetros S_{11} de la redes de salida CL y CLC_C

En primer lugar, para la red de salida CL se determinó que la combinación más cercana a nuestra impedancia óptima es la formada por un condensador de 1 pF (1R0100B de ATC) y una bobina de 12.5 nH (A04T6L de la serie Mini de Coilcraft).

Por otro lado, para la red de salida CLC_C la combinación que más se aproxima a nuestra Z_{opt} es la formada por un condensador de 8.2 pF (8R2100B de ATC), una bobina de 8 nH (A03T6L de la serie Mini de Coilcraft), un condensador de 8.2 pF (8R2100B de ATC), y el condensador a masa de 4.7 pF (4R7100B de ATC).

Una vez determinados estos valores vamos a simular que comportamiento tendrían los rectificadores con estas redes de salida.

4. Diseño de rectificadores clase E

Con la red de salida CL:

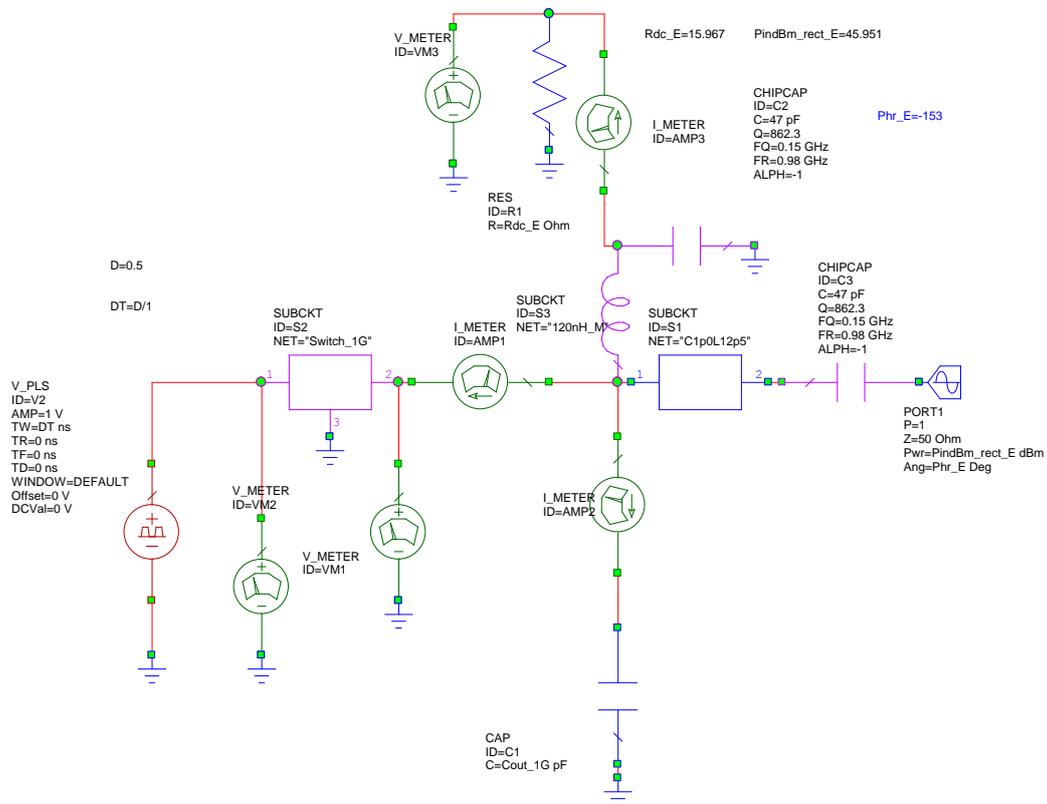


Figura 4.9. Transistor + Red de Salida CL

Frequency (GHz)	Re(Eqn(vDC_rect_E... Output Equations)	Re(Eqn(IDC_rect_E... Output Equations)	Re(Eqn(Eff_rect_E... Output Equations)	Re(Eqn(PDC_rect_E... Output Equations)
1	22.439	1.4053	80.109	31.534

Figura 4.10. Resultados del circuito de la figura 4.9

Con esta configuración se obtiene una $\eta=80.109\%$ a una tensión V_{DC} de 22.439 V consumiendo una corriente de 1.4053 A.

4. Diseño de rectificadores clase E

Por otro lado utilizando la red de salida CLC_C:

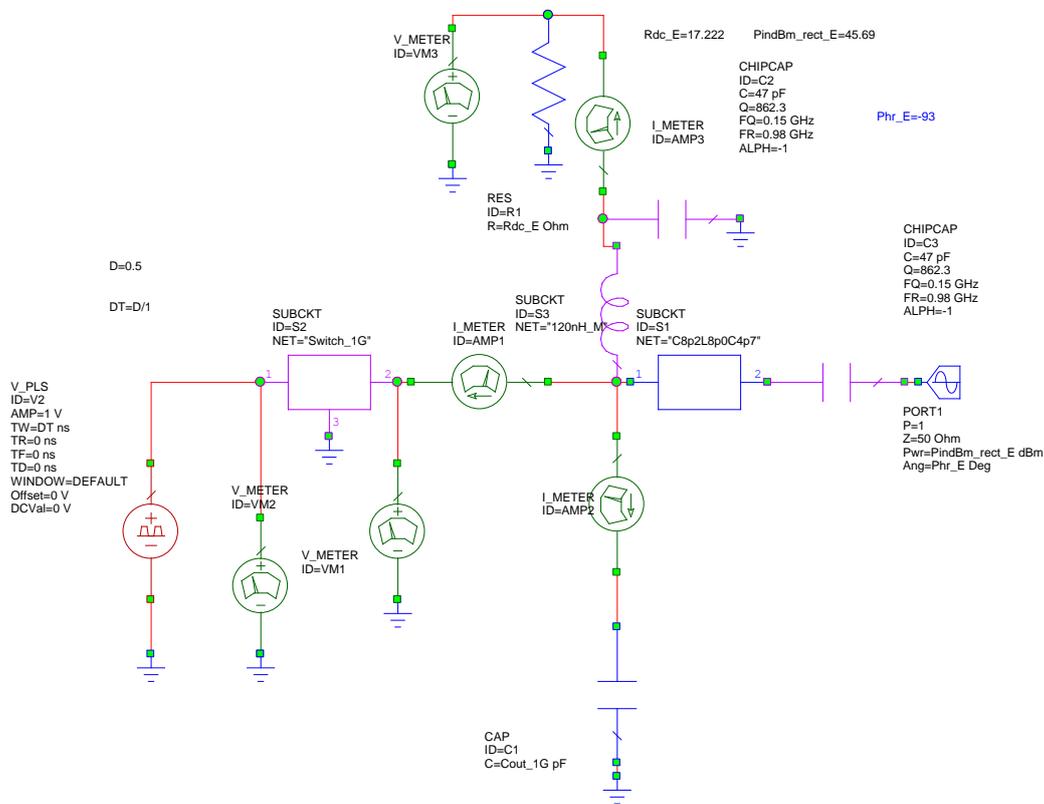


Figura 4.11. Transistor + Red de Salida CLC_C

Frequency (GHz)	Re(Eqn(VDC_rect_E... Output Equations)	Re(Eqn(IDC_rect_E... Output Equations)	Re(Eqn(Eff_rect_E... Output Equations)	Re(Eqn(PDC_rect_E... Output Equations)
1	22.714	1.3189	80.817	29.957

Figura 4.12. Resultados del circuito de la figura 4.11

En este segundo diseño se obtiene una $\eta=80.817\%$ a una V_{DC} de 22.714 V, consumiendo una corriente de 1.3189 A.

Observando las simulaciones, vemos como para ambos diseños de las redes de salida, los resultados obtenidos son suficientemente buenos para cumplir los objetivos planteados en este proyecto. Habrá que comprobar más adelante si podemos reproducir estos resultados en la práctica.

4.2.2 Diseño de la red de adaptación de entrada

Una vez que tenemos seleccionada la red de síntesis de impedancia, nos disponemos a diseñar la red de adaptación de entrada.

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

Debemos tener en cuenta que al variar la posición del condensador se varía la longitud de la línea y con ello el valor de la inductancia.

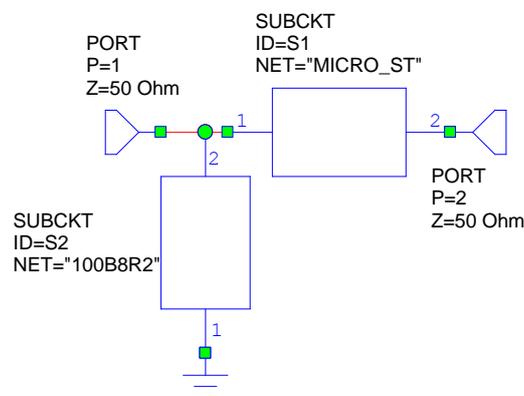


Figura 4.13. Red de adaptación de entrada

4.2.3 Diseño de la red de polarización

Es ideal en una red de polarización que los condensadores en continua sean circuitos abiertos y en RF cortocircuitos, y al contrario en el caso de las bobinas. Este caso ideal no ocurre debido a que los componentes no son ideales. Es por ello que se deben elegir los valores de bobina y condensador más elevados para que se acerquen al comportamiento ideal pero teniendo cuidado de que su resonancia no estropee el circuito.

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

Se seleccionan el condensador de 47 pf (100B470J de ATC) y la bobina de 120 nH (1812SMS-R12 Mini de Coilcraft).

4. Diseño de rectificadores clase E

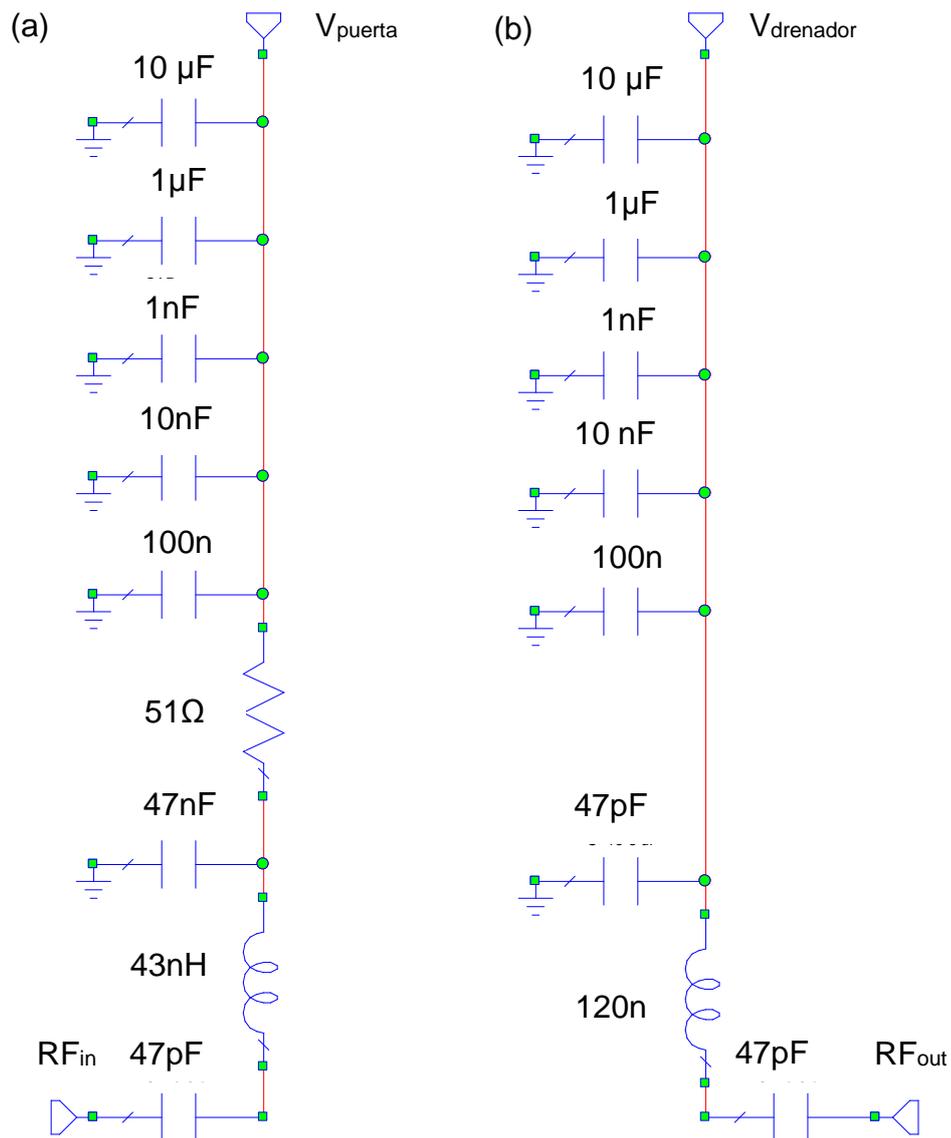


Figura 4.14. (a) Red de polarización de puerta. (b) Red de polarización de drenador

En la red de polarización de entrada se añade una resistencia de valor lo más próximo a 50Ω (51Ω) para que el transistor vea ese valor como impedancia de puerta en baja frecuencia. Esta resistencia va a proteger a su vez el circuito de puerta, aunque si la quisiéramos exclusivamente para ello sería mejor una resistencia mayor. En drenador también se podría poner una resistencia pero perderíamos eficiencia debido a que disiparía corriente.

4. Diseño de rectificadores clase E

Para la red de polarización de baja frecuencia se utilizan dos condensadores electrolíticos de 1 μF y 10 μF y tres condensadores cerámicos de 1 nF, 10 nF y 100 nF.

Debemos tener en cuenta que la puerta se polariza con voltaje negativo, por lo que hay que tener cuidado con la polaridad de los condensadores electrolíticos, estando la pata negativa del condensador conectada a la línea de polarización de puerta y la pata positiva a tierra, siendo justo al revés en el drenador.

4.3 Referencias

- [1] <http://www.cree.com/rf/products/gan-hemts/discrete-bare-die/cgh60030d>
- [2] S. Crespo Torre, "Diseño de un amplificador clase E mediante topología de parámetros concentrados de alta Q", Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2009.
- [3] www.coilcraft.com/smspring.cfm
- [4] www.atceramics.com/Userfiles/100b.pdf
- [5] www.arlon-med.com

5. Fabricación de un rectificador clase E

5.1 Realización del layout

Una vez que hemos diseñado las redes de polarización de entrada y salida y la red de síntesis de impedancia, es el turno de realizar el diseño del layout ya que como hemos visto en las simulaciones, obtenemos buenos resultados. Se debe tener en cuenta a la hora de diseñar el circuito la posibilidad de que haya que modificar la posición tanto de bobinas como de condensadores, para ajustar así el rendimiento del mismo. La red de síntesis de impedancia deberá estar suficientemente cerca del transistor para anular los armónicos sin invadir el espacio necesario para las redes de salida.

Teniendo estas consideraciones en cuenta, se diseñan las implementaciones de los dos rectificadores que podemos ver a continuación en las figuras 4.15 y 4.16.

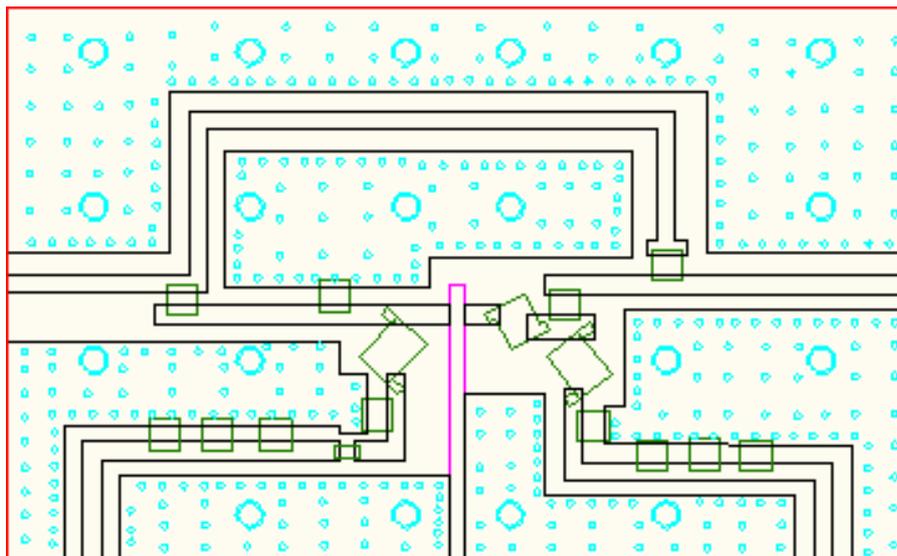


Figura 5.1. Layout rectificador con red de salida CL

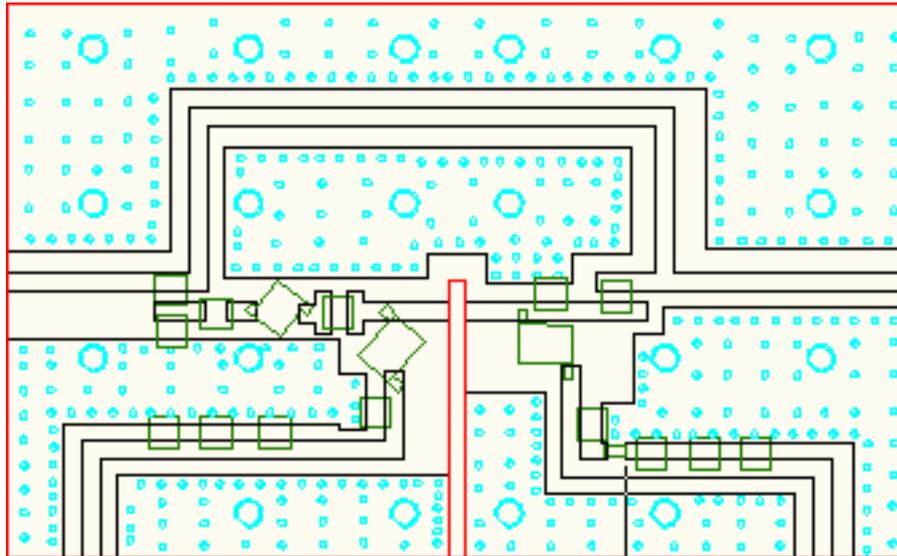


Figura 5.2. Layout rectificador con red de salida CLC_C

5.2 Montaje y modificaciones experimentales

Ahora que tenemos los layouts de las placas, se pasa a montar y comprobar el funcionamiento de los rectificadores.

En el rectificador CL se colocó un valor de condensador de salida de 1.2 pF mientras que para la realimentación se colocaron en serie uno de 0.1 pF y 0.2 pF. El de entrada se mantuvo con el valor simulado de 8.2 pF.

Para el diseño CLC_C se comprobó que cambiando el condensador de entrada por uno de valor 15 pF en vez de 8,2 pF adaptaba mejor. Además se cambiaron también los condensadores de la red de síntesis de impedancia, los dos condensadores que en un principio iban a ser de 8.2 pF finalmente se sustituyeron por un valor de 5.6 pF mientras que el que va a masa cambió su valor de 4,7 pF por el de 3.9 pF. El valor del condensador que toma la muestra en la realimentación que mejor comportamiento tuvo fue el de 0.2 pF.

Además teniendo en cuenta su posible uso en modo oscilador, en la realimentación de ambos circuitos se colocó un filtro paso alto para evitar señales en baja frecuencia.

A continuación podemos imágenes de los rectificadores LC y CLC_C respectivamente ya montados:

5. Fabricación de un rectificador clase E

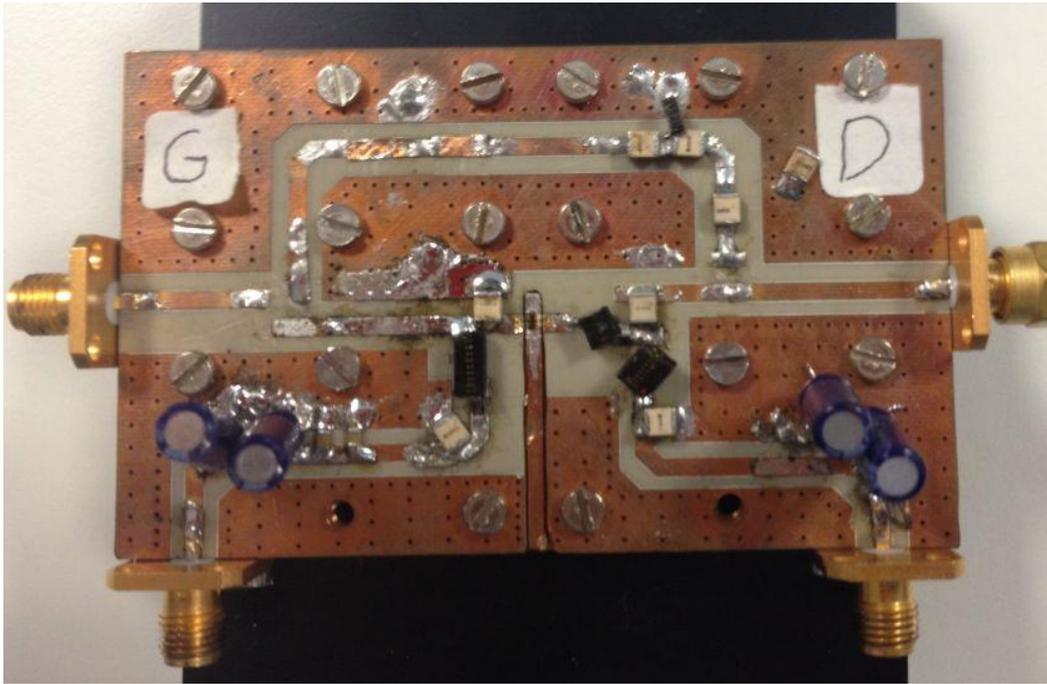


Figura 5.3 Rectificador clase E con red de salida CL

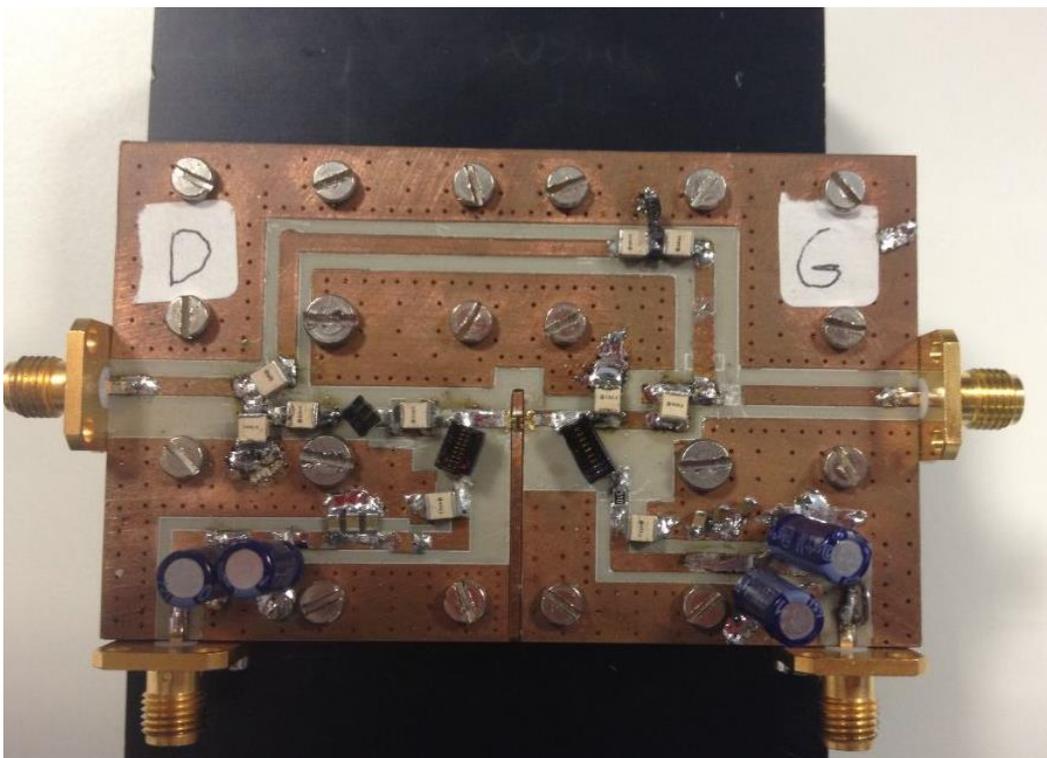


Figura 5.4. Rectificador clase E con red de salida CLC_C .

5.3 Medidas y caracterización de los rectificadores construidos

Una vez que se ha alcanzado el comportamiento óptimo de los rectificadores mediante las modificaciones aplicadas y explicadas en el apartado anterior nos disponemos a realizar su caracterización.

Este es el montaje empleado para caracterizar ambos rectificadores:

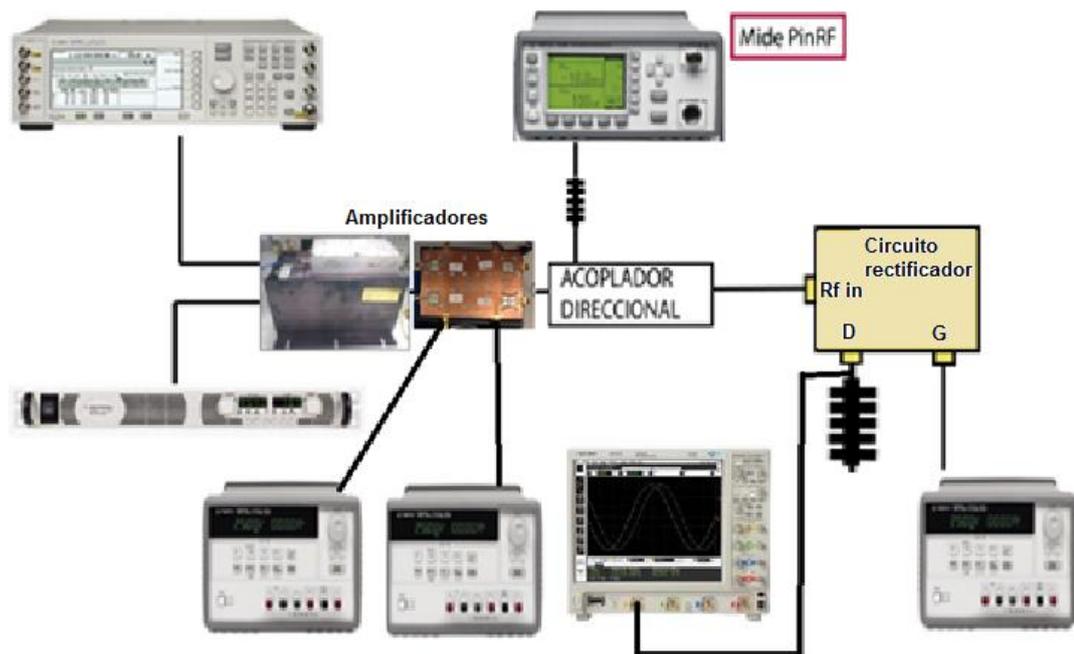


Figura 5.5 Montaje para la medida del rectificador

Fue necesario utilizar un amplificador entre la señal de rf y el rectificador para aumentar la señal que llegaba a la entrada del rectificador.

Se utilizó un medidor de potencia para medir la potencia de rf entregada a la entrada del rectificador, y un osciloscopio para medir V_{OUT} a su salida y poder calcular la potencia de dc.

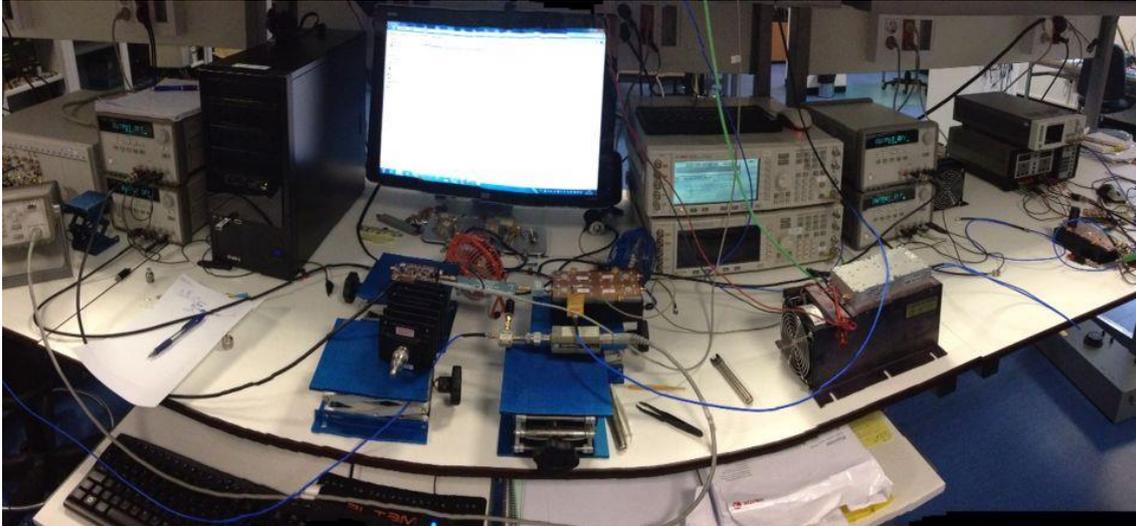


Figura 5.6. Montaje caracterización rectificador clase E.

5.4 Resultados obtenidos

La eficiencia es el rendimiento en el proceso de conversión de la potencia de la fuente en potencia de señal en su salida:

$$\eta = \frac{P_{outDC}}{P_{inRF}} \quad (5.1)$$

5.4.1 Red de salida CL

En el caso del rectificador CL hubo que modificarle puesto que estaba desfasado respecto de su comportamiento óptimo. Es por este motivo que mostraremos a continuación tres caracterizaciones diferentes del mismo.

En primer lugar la caracterización del rectificador con realimentación; a continuación variaremos su fase realimentando el circuito con otro generador de señal hasta encontrar cuál es su fase óptima y por último veremos cómo se comporta el rectificador sin realimentación y sin emplear el generador para la variación de la fase.

A) Rectificador realimentado.

En las figuras que se muestran a continuación podemos ver su comportamiento en cuanto a eficiencia, respecto de P_{IN} y respecto de la frecuencia, la relación entre potencia de entrada y salida del rectificador, así como la tensión de salida respecto de la de entrada.

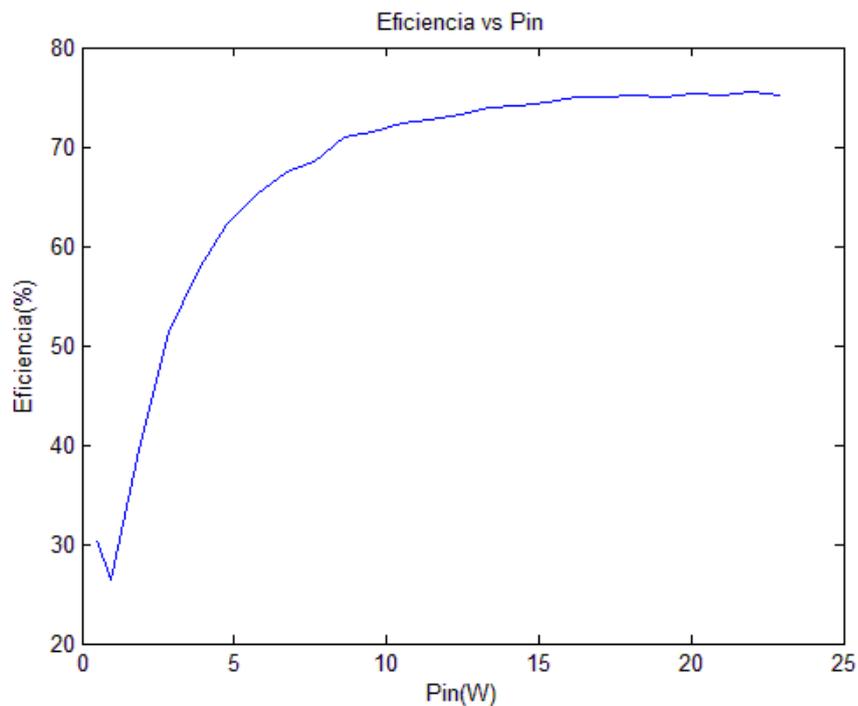


Figura 5.7. Eficiencia vs Pin

Se puede observar que la eficiencia se mantiene cerca de su máximo valor para diferentes valores de la potencia de entrada, hasta que llegado un momento, aproximadamente por debajo de 10 w comienza a caer.

5. Fabricación de un rectificador clase E

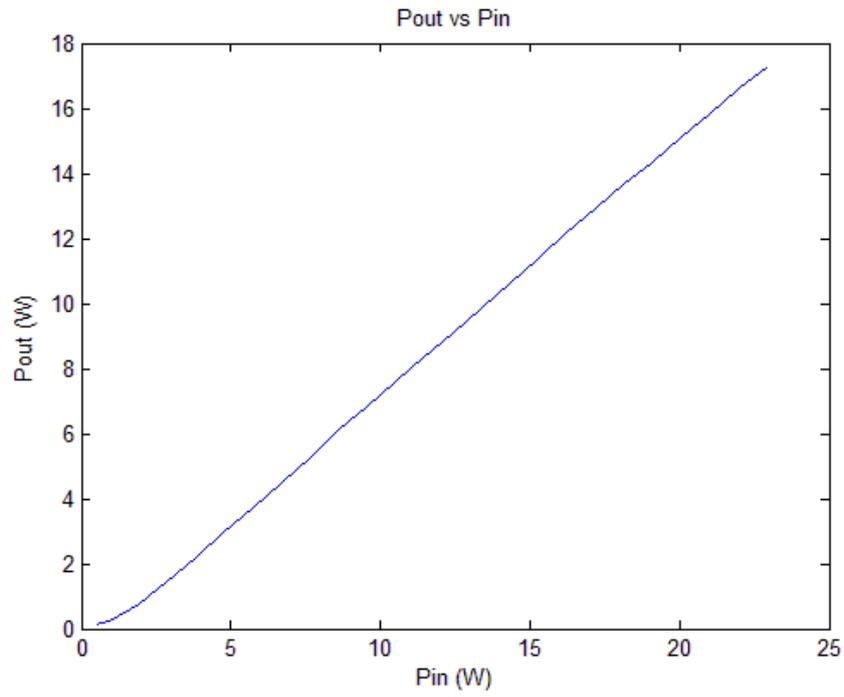


Figura 5.8. Potencia salida vs potencia entrada

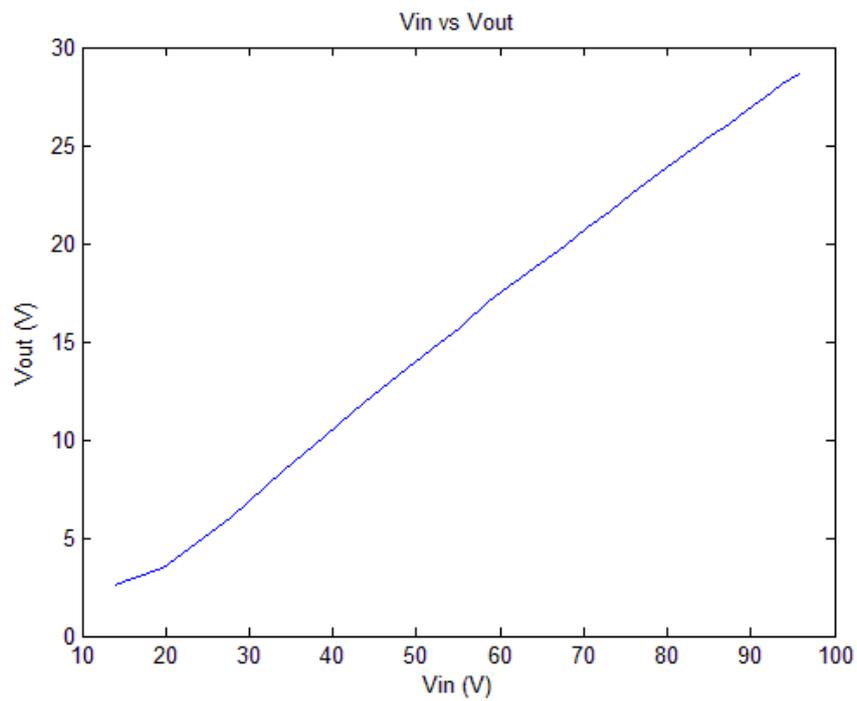


Figura 5.9. Tensión salida vs tensión entrada

5. Fabricación de un rectificador clase E

Ahora fijando la $P_{IN} = 21w$, vemos cómo varía la eficiencia en un ancho de banda de frecuencia que va desde 900MHz hasta 1080MHz:

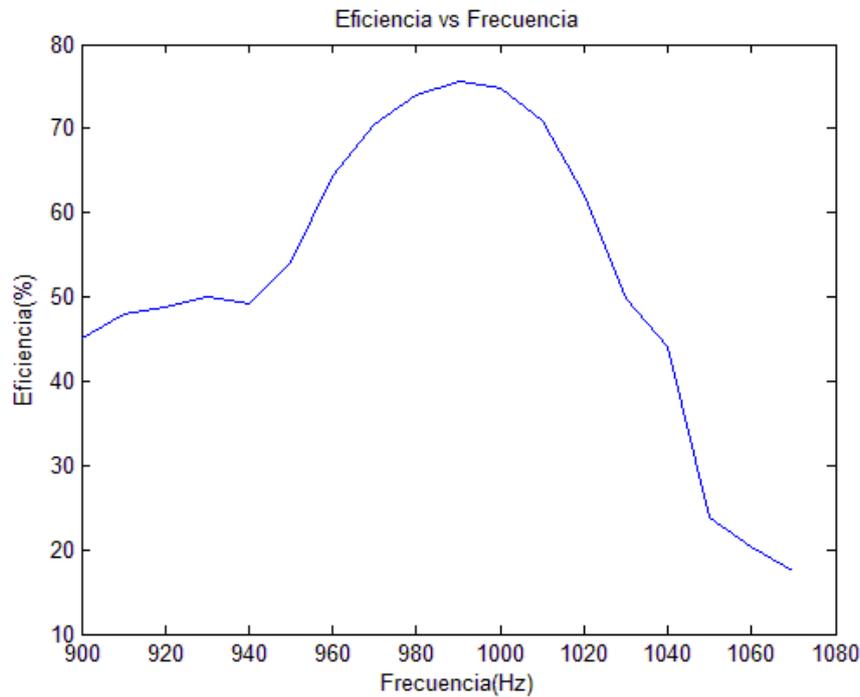


Figura 5.10. Eficiencia vs Frecuencia

En esta última imagen podemos apreciar como la máxima eficiencia está centrada en 1GHz y como a medida que nos vamos alejado de esta frecuencia, la eficiencia empieza a caer.

Cómo se puede ver en las imágenes anteriores con esta configuración la eficiencia máxima obtenida es 75.57%. A continuación intentaremos mejorar este resultado introduciendo una variación de fase mediante un generador de señal.

B) Introduciendo variación de fase.

La siguiente caracterización, es para el mismo rectificador pero en lugar de utilizar su realimentación diseñada, vamos a emplear otro generador que realmente el circuito para tratar de buscar la variación de fase que nos permita alcanzar una eficiencia óptima.

Tras varias pruebas alcanzamos la eficiencia máxima aplicando un desfase de 135° , que nos proporcionó los siguientes resultados:

5. Fabricación de un rectificador clase E

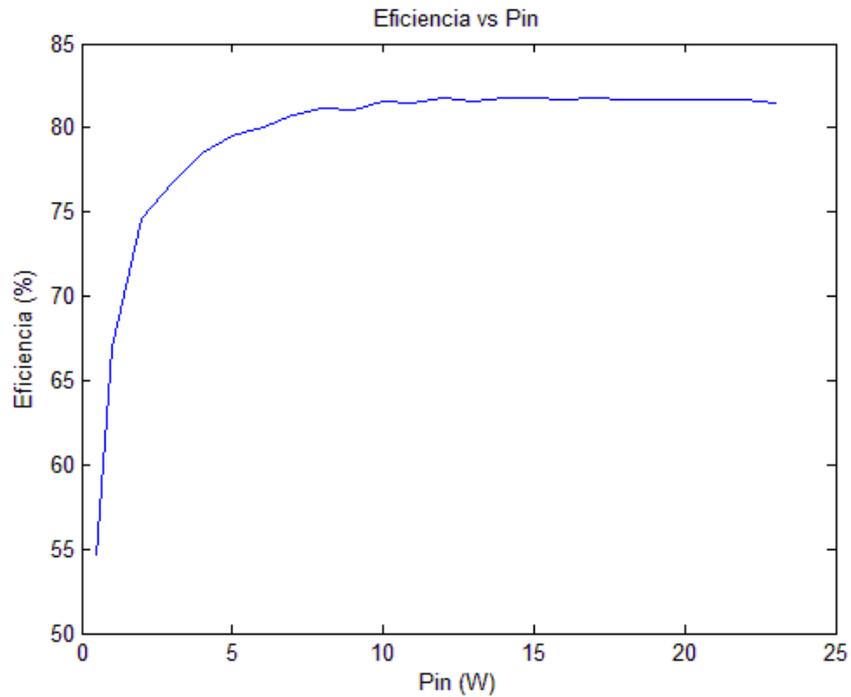


Figura 5.11. Eficiencia vs Pin

Vemos cómo la eficiencia se ha mejorado hasta alcanzar valores superiores al 81%. Además esta eficiencia se mantiene por encima del 80% en un rango amplio de la potencia de entrada. La caída de la eficiencia se acentúa cuando la potencia de entrada es inferior a 4W.

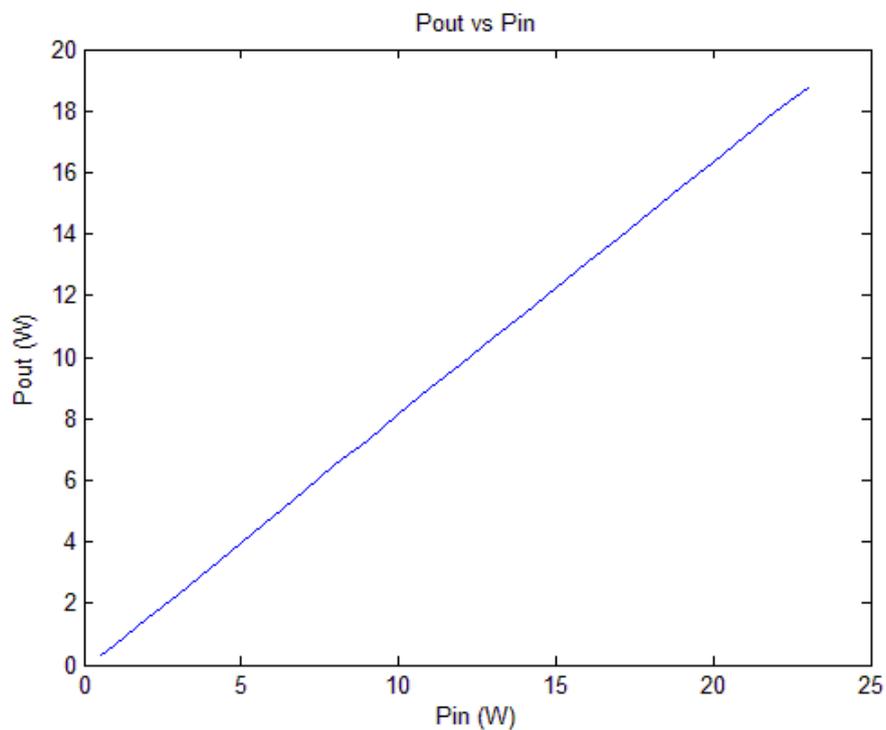


Figura 5.12. Potencia de salida vs Potencia de entrada.

5. Fabricación de un rectificador clase E

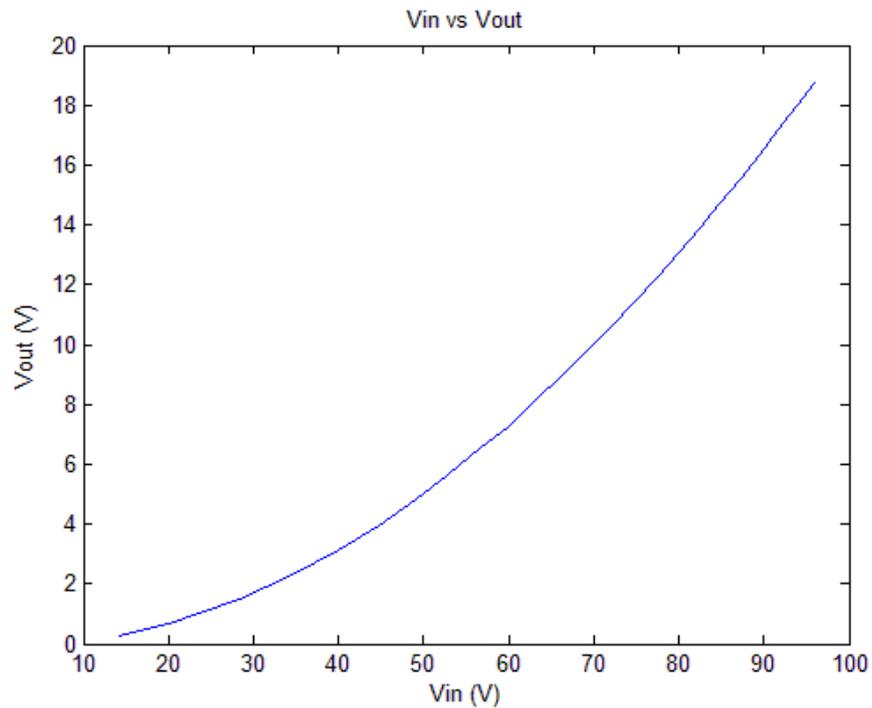


Figura 5.13. Tensión de salida vs tensión de entrada.

Mediante esta configuración la eficiencia máxima obtenida ha mejorado notablemente siendo del 81.8%.

C) Sin realimentación.

La última caracterización de este circuito rectificador fue quitando la realimentación del circuito y sin aplicar ninguna variación de fase. Pudimos comprobar que continúa comportándose como un rectificador:

5. Fabricación de un rectificador clase E

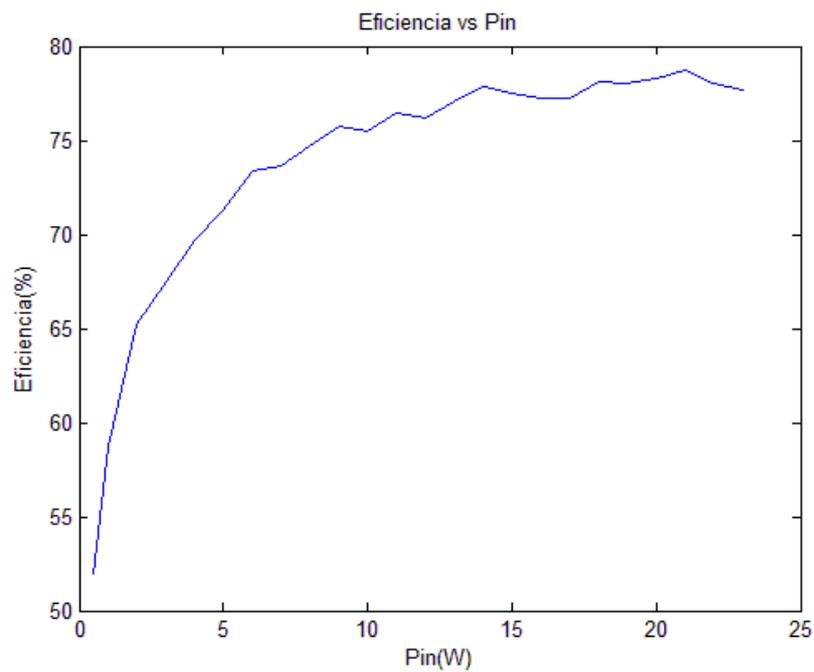


Figura 5.14. Eficiencia vs Pin

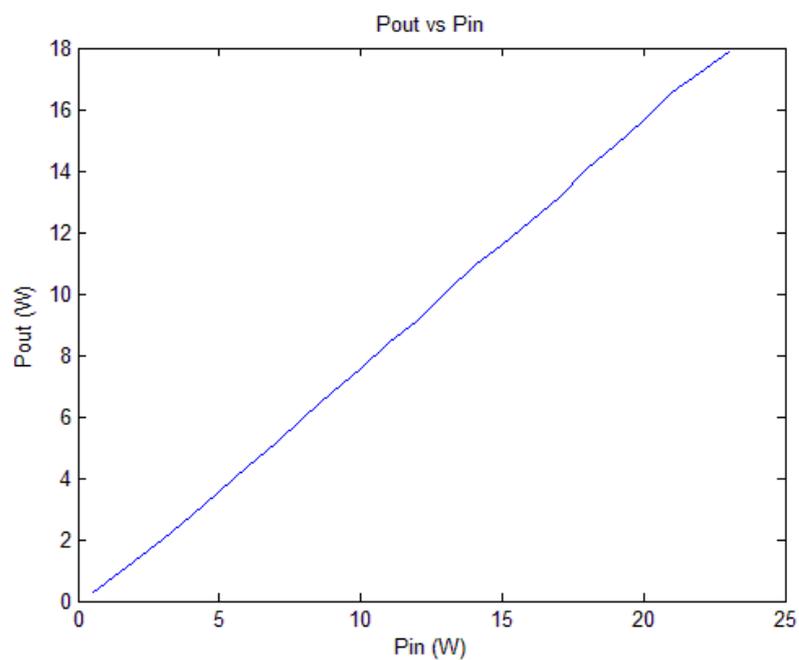


Figura 5.15. Potencia salida vs potencia entrada

5. Fabricación de un rectificador clase E

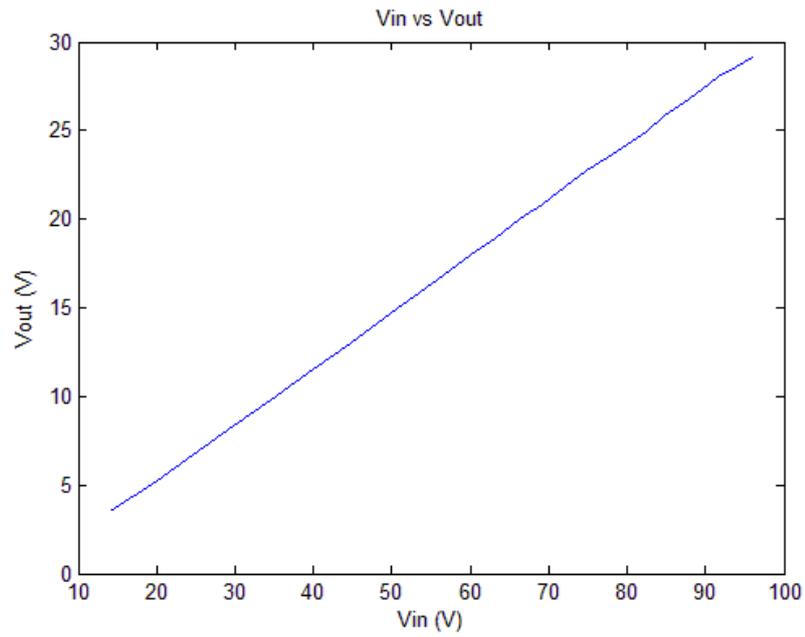


Figura 5.16. Potencia de salida vs Potencia de entrada.

Ahora fijando la $P_{in} = 17w$, vemos cómo se comporta en diferentes frecuencias:

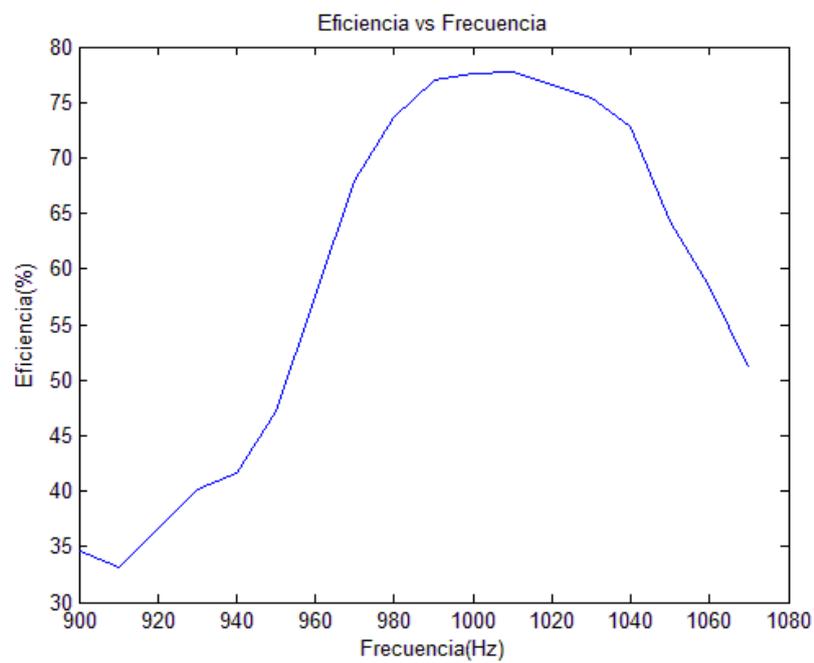


Figura 5.17. Eficiencia vs frecuencia

5. Fabricación de un rectificador clase E

En esta imagen puede apreciarse también que la máxima eficiencia está centrada en un GHz y que a medida que o alejamos de esa frecuencia la eficiencia empieza a disminuir.

Finalmente con esta última configuración se obtuvo una eficiencia máxima de 78.7%.

5.4.2 Red de salida CLC_C

A continuación, al igual que en el caso del rectificador CL, mostraremos los resultados obtenidos de caracterizar el rectificador CLC_C:

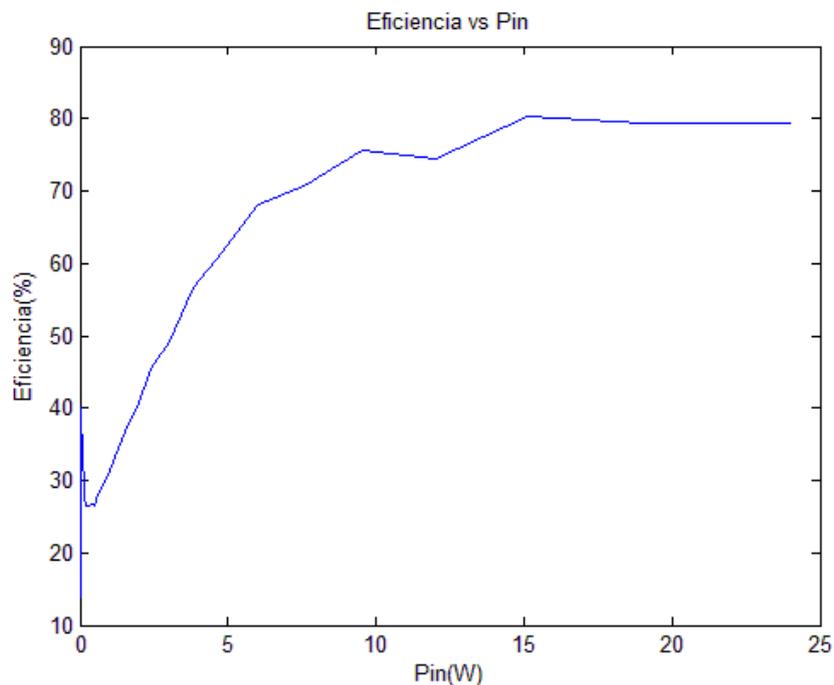


Figura 5.18. Eficiencia vs Pin

En este caso la mayor eficiencia aparece con una potencia $P_{IN} = 15.13 \text{ w}$. Sin embargo, aunque la eficiencia máxima se mantiene en un rango bastante amplio de la potencia de entrada, comparándolo con el rectificador anterior tiene un rango menor en el cual la eficiencia se mantiene en valores máximos.

5. Fabricación de un rectificador clase E

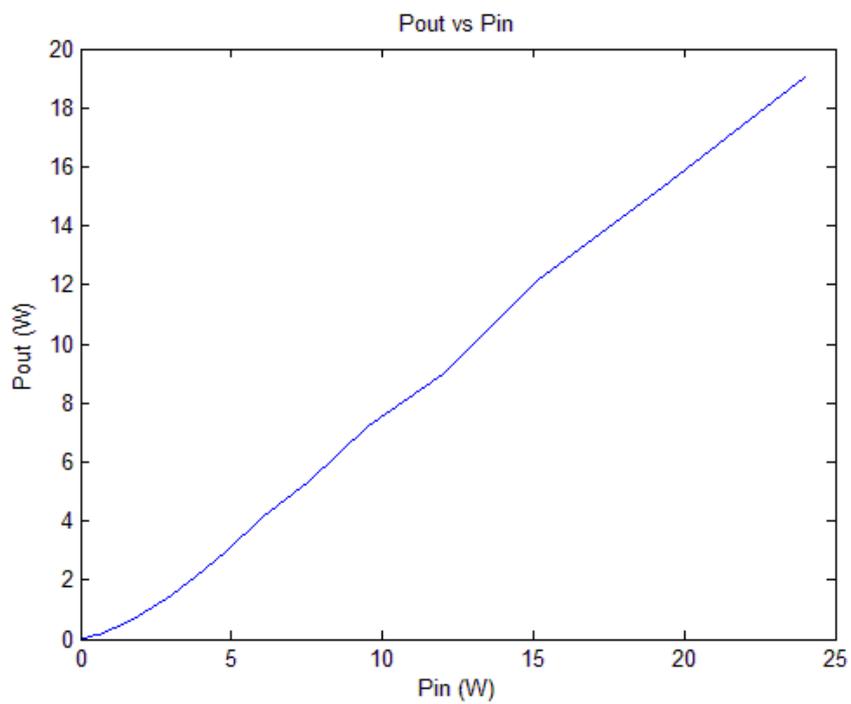


Figura 5.19. Eficiencia vs Pin

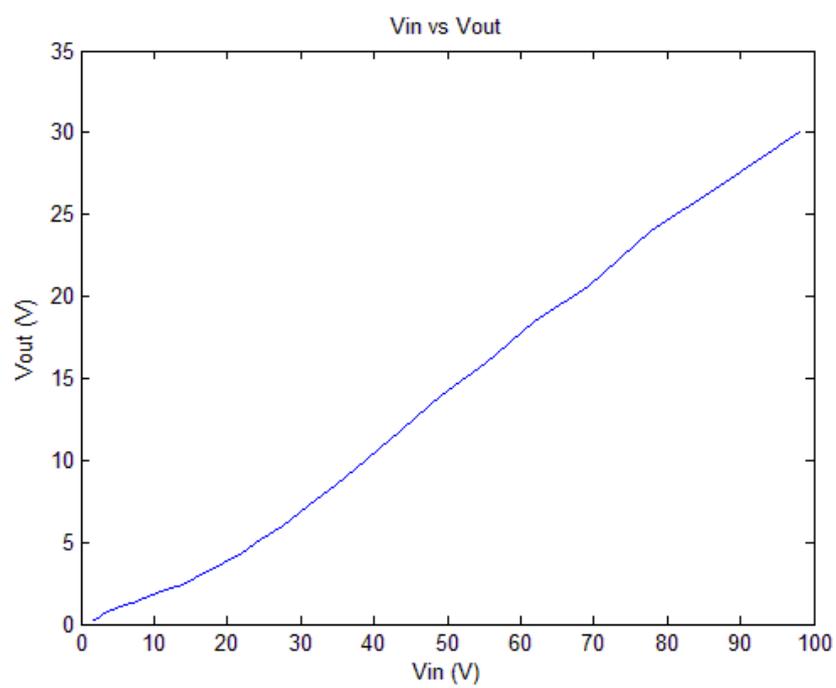


Figura 5.20. Tensión de salida vs tensión de entrada.

5. Fabricación de un rectificador clase E

A continuación mostramos en la figura 5.21 la evolución de la eficiencia respecto a la frecuencia fijando la potencia $P_{IN} = 10 \text{ w}$:

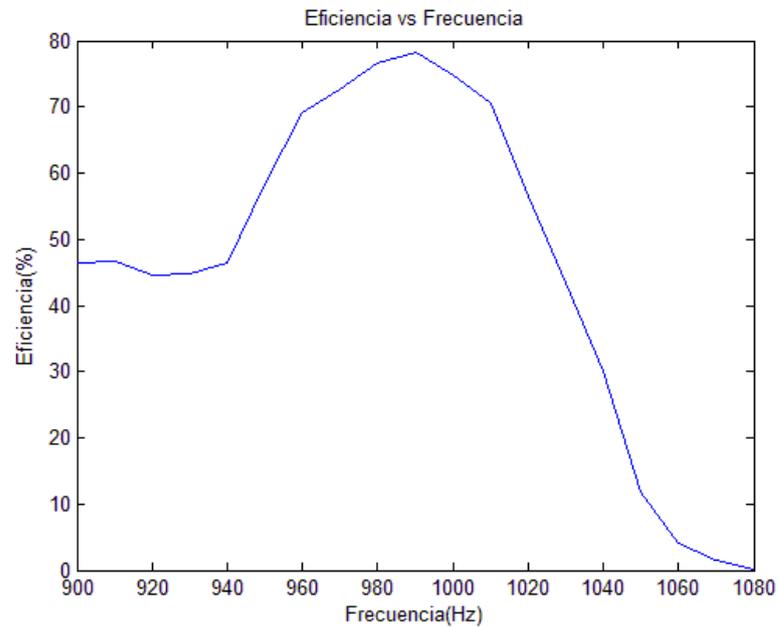


Figura 5.21. Eficiencia vs frecuencia

Podemos observar como la eficiencia se mantiene en unos márgenes aceptables en el rango de frecuencia comprendido entre 960-1020 MHz, mientras que fuera de él empieza a caer rápidamente.

Esta tabla recoge las eficiencias máximas obtenidas para cada uno de los dos rectificadores clase E, así como su potencia medida a la salida:

	Eficiencia	Pout
CL	81.8 %	13.9 w
CLC_C	80.25 %	15.13 w

Podemos ver como el rectificador con la configuración CLC_C alcanza una eficiencia similar aunque algo por debajo del CL. Sin embargo el CLC proporciona algo más de potencia a su salida.

5.4 Uso de los circuitos en convertidores DC/DC

Una vez diseñados, fabricados y caracterizados los dos rectificadores clase E, realizaremos a modo de prueba, la comprobación de que pueden emplearse para implementar un convertidor DC/DC.

Llevaremos a cabo dos configuraciones diferentes; la primera de ellas consistirá en utilizar el rectificador con la configuración CLC_C oscilando mientras que el rectificador CL rectificando, mientras que la segunda usará también el rectificador CL pero como oscilador usará uno perteneciente a un proyecto anterior con la misma configuración CL.

En la figura que se muestra a continuación podemos ver el montaje empleado para llevar a cabo la caracterización de estos convertidores:

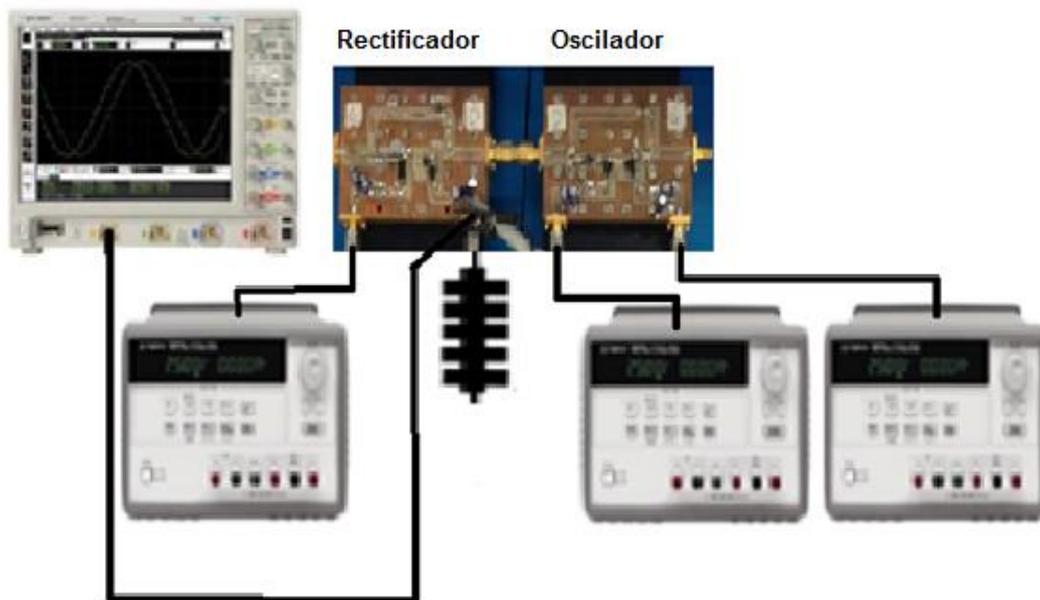


Figura 5.22. Montaje convertidores.

5. Fabricación de un rectificador clase E

Y una imagen del montaje:

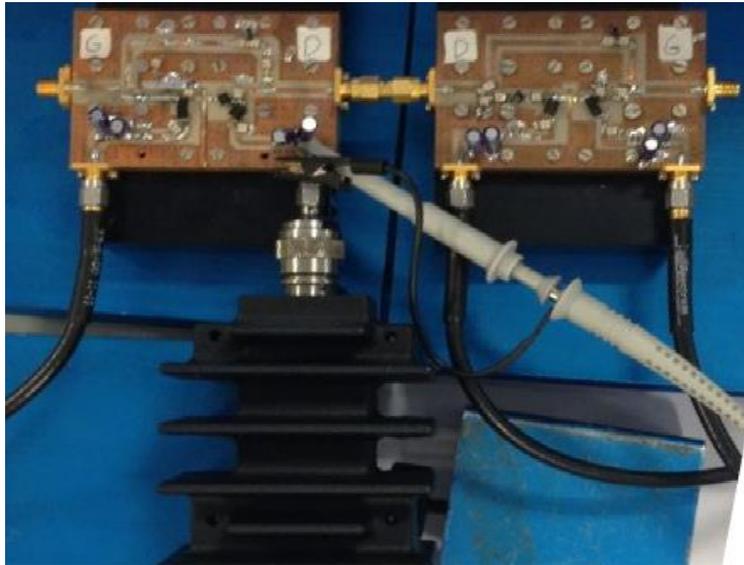


Figura 5.23. Fotografía del montaje del convertidor

A continuación realizaremos la caracterización del convertidor usando la primera de las configuraciones.

Para ello llevaremos a cabo un barrido de la tensión de drenador, así se obtiene la V_{DS} con la que la eficiencia es más alta. Los resultados del barrido de tensión de entrada pueden verse en el siguiente gráfico:

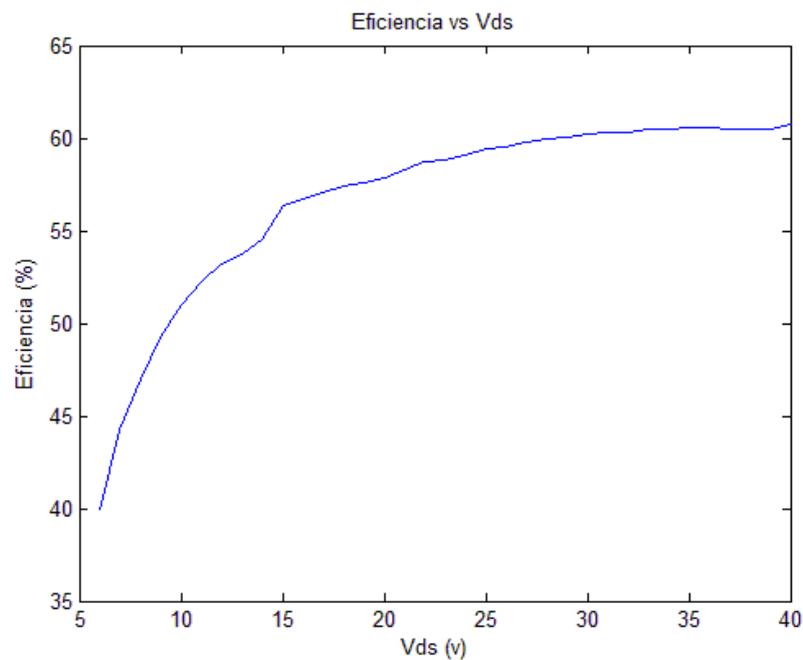


Figura 5.24. Eficiencia vs V_{DS}

5. Fabricación de un rectificador clase E

También mostramos la relación entre la eficiencia y la frecuencia:

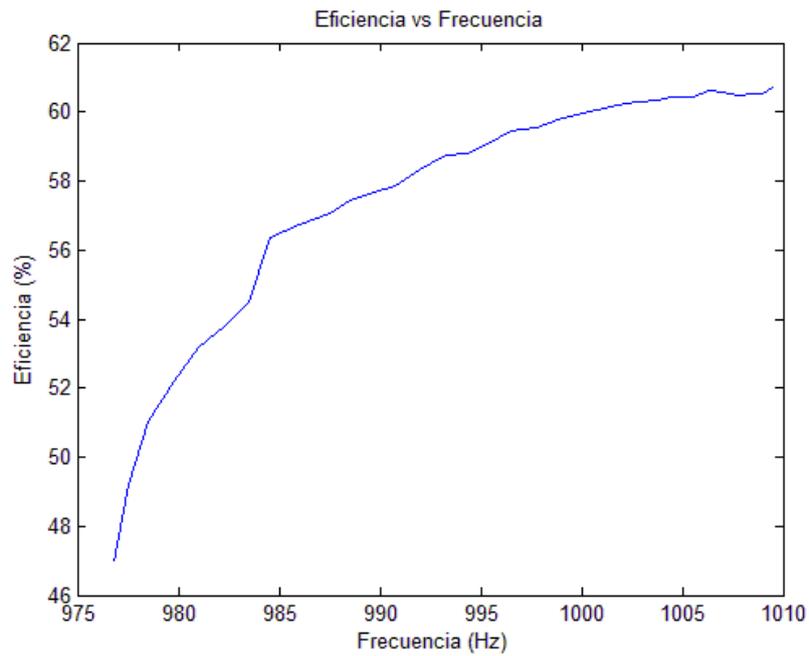


Figura 5.25. Eficiencia vs frecuencia

Por último representamos la relación entre la tensión de salida y V_{DS} :

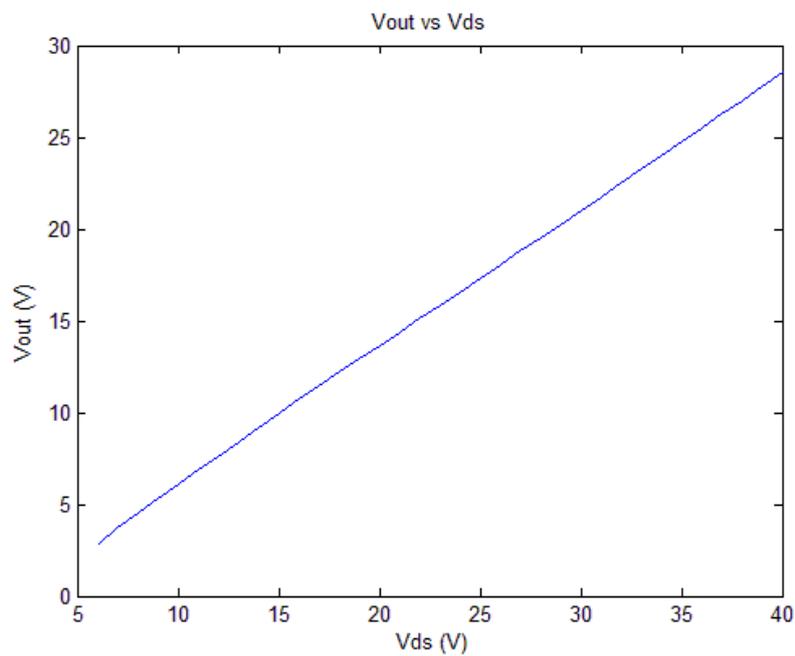


Figura 5.26. Vout vs Vds

5. Fabricación de un rectificador clase E

La tensión de entrada que proporciona mayor eficiencia es 40 V, donde $\eta = 60.72\%$. Vemos como la eficiencia queda por debajo de lo que podríamos considerar un valor bueno. En este proyecto el objetivo no era realizar un convertidor de alta eficiencia, sin tan solo comprobar que el rectificador podría formar parte de un convertidor DC/DC que es lo que hemos comprobado aquí.

Por otro lado caracterizamos la segunda de las configuraciones de las que hemos explicado anteriormente obteniendo los resultados que se muestran a continuación:

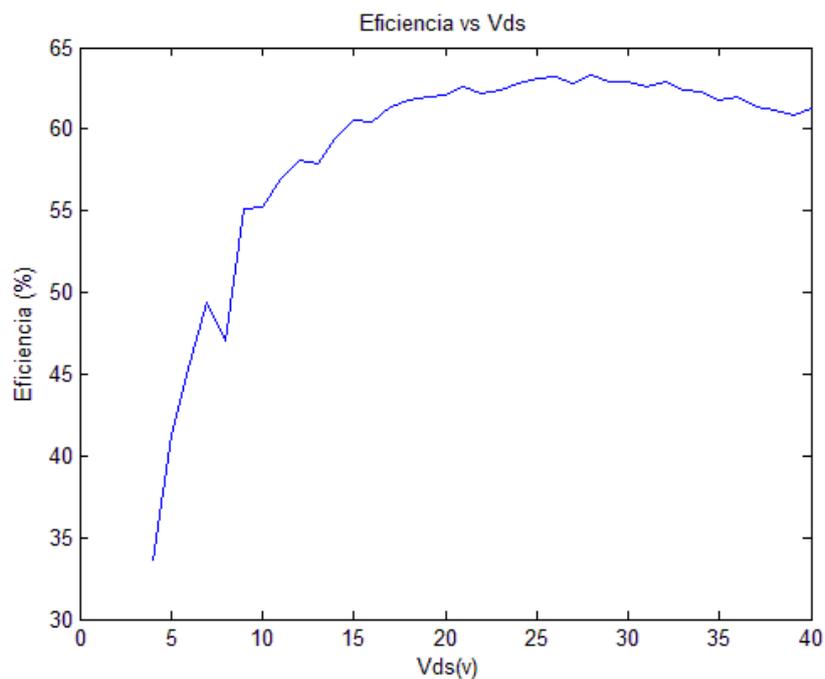


Figura 5.27. Eficiencia vs V_{ds}

5. Fabricación de un rectificador clase E

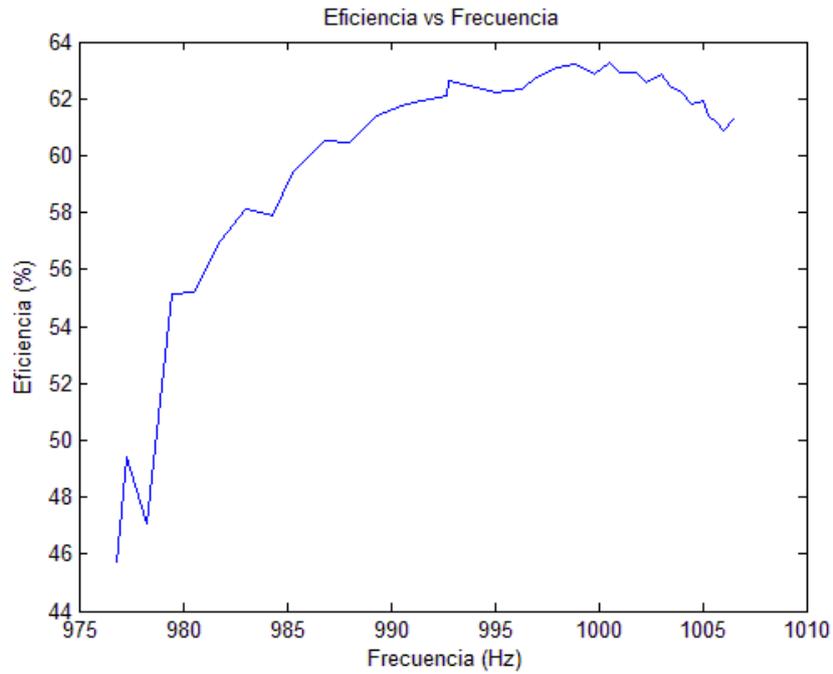


Figura 5.28. Eficiencia vs Frecuencia

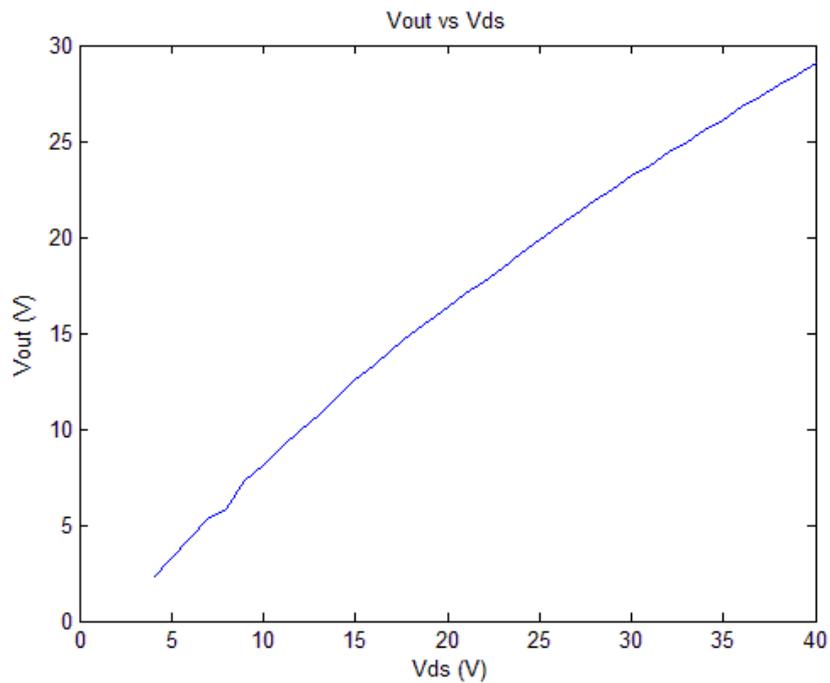


Figura 5.29. Vout vs Vds

La tensión de entrada que proporciona mayor eficiencia es 27 V, donde $\eta = 62.84\%$. A pesar de ganar dos puntos, al igual que en el convertidor anterior, seguimos sin tener un convertidor de alta eficiencia. Sin embargo la tensión de entrada necesaria para alcanzar la máxima eficiencia es 13V inferior.

5.5 Modulación en frecuencia

Por último, realizamos una modulación en frecuencia a través de los convertidores dc/dc caracterizados en el apartado anterior. Utilizaremos una señal triangular para modular y ver como varía la oscilación.

Podemos ver en primer lugar la captura de pantalla del osciloscopio con la señal triangular introducida a la entrada de control del oscilador (tensión de puerta), que nos servirá para modular (en este caso es la de 10MHz).

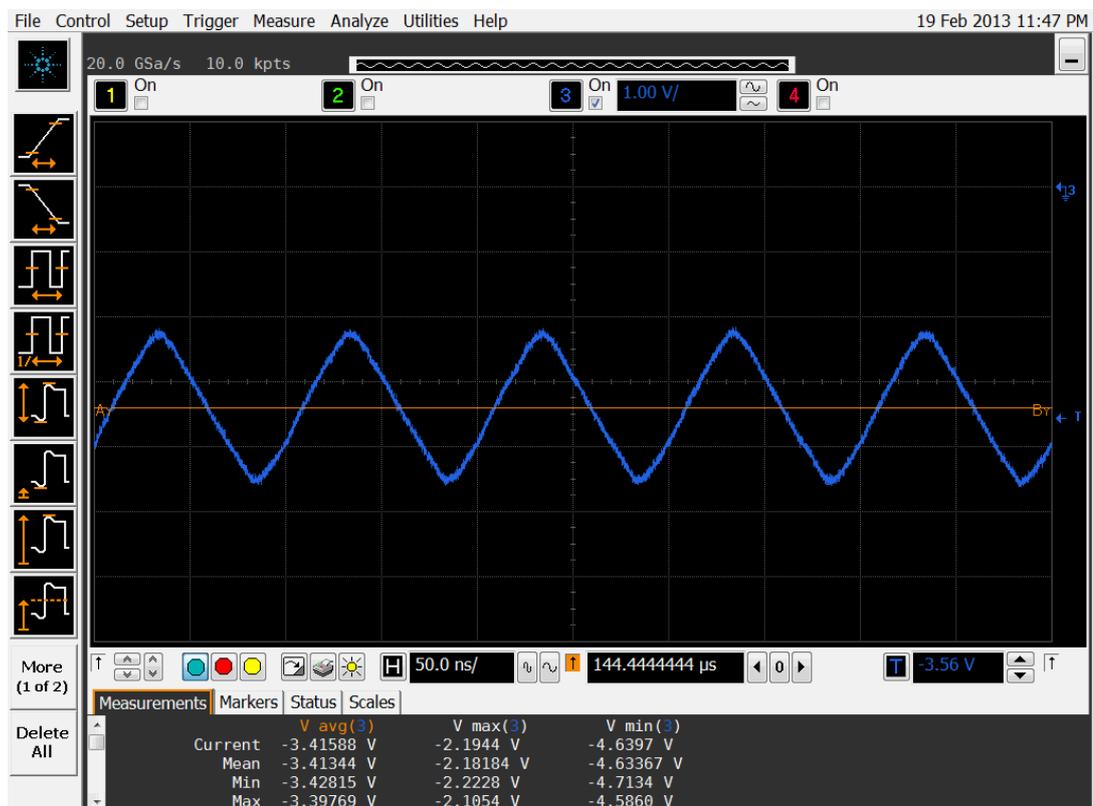


Figura 5.28. Señal triangular moduladora

A continuación mostraremos imágenes del analizador de redes donde podremos ver cómo varía la oscilación a la velocidad de modulación, para el caso de 1KHz y 10 MHz.

E esta primera imagen, al tratarse de una frecuencia de modulación baja (1 KHz), hemos empleado el modo hold on del analizador de redes para poder ver todo el rango de frecuencia.

5. Fabricación de un rectificador clase E

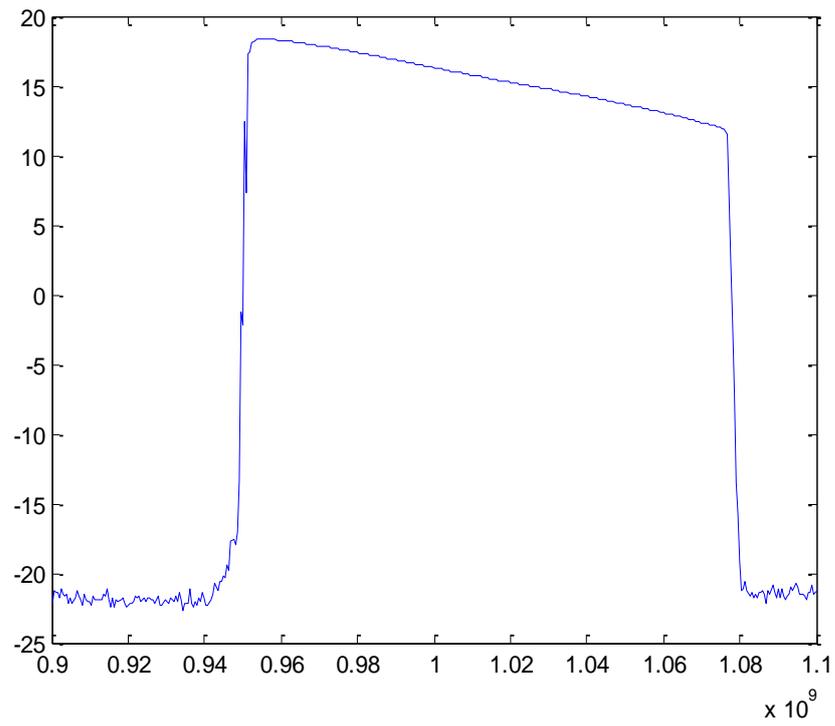


Figura 5.29. Señal 1 kHz

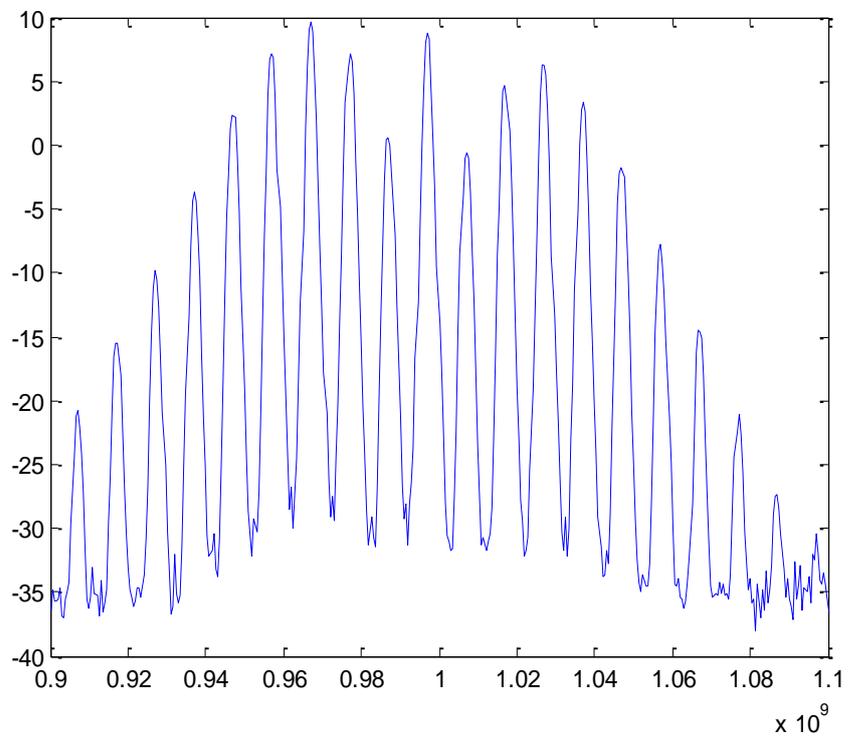


Figura 5.30. Señal 10 MHz

5. Fabricación de un rectificador clase E

Finalmente, mediante el osciloscopio podemos observar la señal de control aplicada al oscilador del convertidor (azul) así como la señal recuperada a la salida del rectificador a tensiones válidas para introducir a un amplificador de potencia (amarilla).

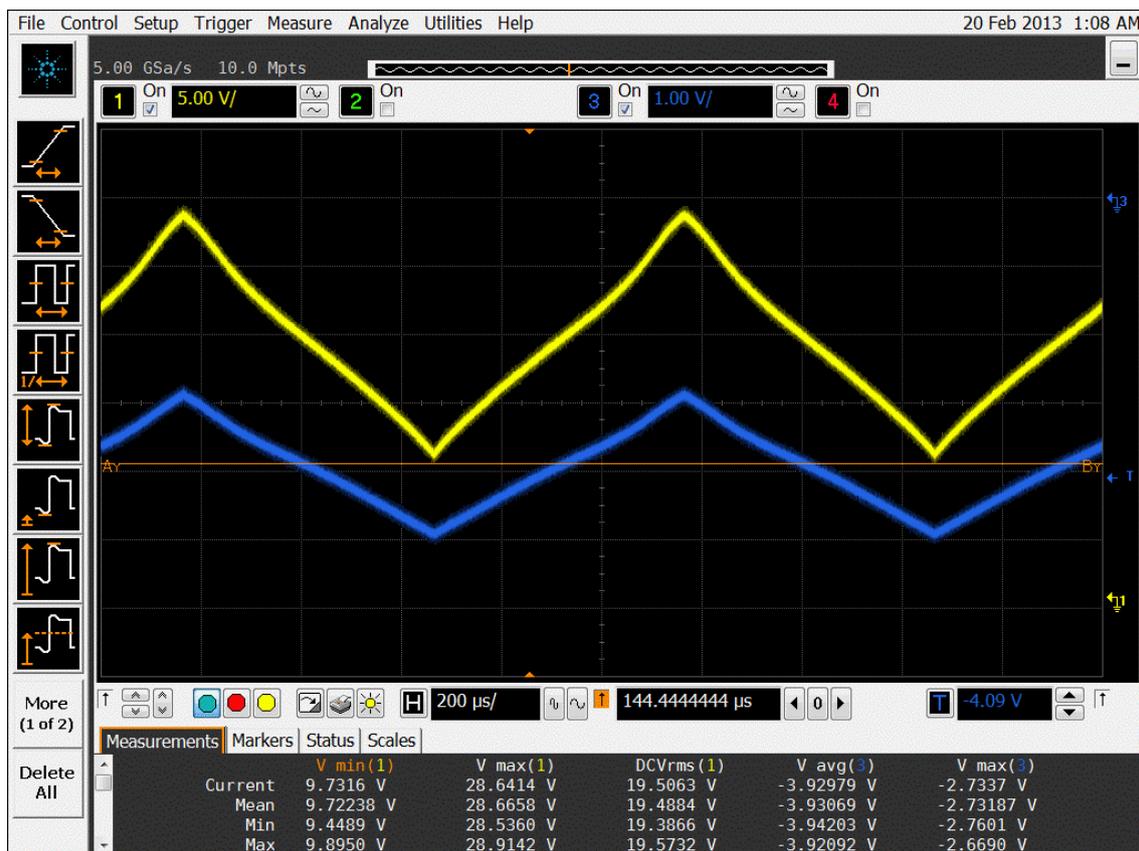


Figura 5.31. Señal moduladora (azul) y recuperada (amarilla)

5.6 Referencias

- [1] <http://www.cree.com/rf/products/gan-hemts/discrete-bare-die/cgh60030d>
- [2] M. K. Kazimierczuk, J.Jozwik, "Resonant DC/DC converter with class E inverter and class E rectifier", IEEE Trans. Ind. Electron., vol 36, no. 4, pp. 468-478, Nov 1989
- [3] www.coilcraft.com/smspring.cfm
- [4] www.atceramics.com/Userfiles/100b.pdf
- [5] www.arlon-med.com

6. Conclusiones y líneas futuras

6.1 Conclusiones

Una vez realizado el diseño, montaje y caracterización de los dos rectificadores clase E, y comprobado su posible uso en convertidores dc/dc, nos disponemos a realizar una valoración del trabajo que hemos llevado a cabo.

En vista de los resultados obtenidos en el apartado anterior podemos afirmar que hemos cumplido los objetivos fijados en este proyecto. En primer lugar hemos conseguido realizar dos rectificadores clase E de alta eficiencia a 1 GHz obteniendo en ambos casos eficiencias por encima del 80%.

Además hemos utilizado ambos rectificadores como parte de un convertidor DC/DC. Y a pesar de no obtener altas eficiencias, no era ese el objetivo sino tan sólo comprobar que eran válidos para el conversor.

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 último hemos realizado una modulación en frecuencia a través de conversor DC/DC con éxito para señales desde 1 KHz hasta 10 MHz.

6.2 Líneas de trabajo futuras

A la vista de los resultados obtenidos, viendo que ambas configuraciones son perfectamente válidas, y que pueden ser validos en un conversor DC/DC sería de gran interés realizar un convertidor DC/DC montando ambas etapas (oscilación y rectificación) sobre una misma placa.