



Proyecto Fin de Carrera

**Rectificadores Síncronos en Tecnología
E-pHEMT para alimentación inalámbrica**

**(Synchronous Rectifiers on E-pHEMT
Technology for Wireless Powering)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Lucía Alonso San José

Octubre - 2013

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Lucía Alonso San José

Director del PFC: José Ángel García García

Título: “Rectificadores Síncronos en Tecnología E-pHEMT para alimentación inalámbrica”

Title: “Synchronous Rectifiers on E-pHEMT Technology for Wireless Powering”

Presentado a examen el día: 21 de Octubre de 2013

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Fernández Ibáñez, Tomás

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

Vocal (Apellidos, Nombre): Sánchez Espeso, Pablo

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

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

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

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera Nº
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

En primer lugar, quiero dar las gracias a toda mi familia por su apoyo incondicional a lo largo de estos años. En especial a mi madre y mi hermano, por su comprensión y confianza en mí desde el principio. No me puedo olvidar de mi padre, siempre le tengo muy presente en todo lo que hago, no diré *allá donde esté*, porque sé que ha estado conmigo y se sentirá orgulloso.

A todos mis amigos por haber compartido conmigo esta etapa de mi vida. Son muchos para nombrarlos a todos, Chaves, Lore, Pablo, Tito, Lau, Mier... pero me gustaría agradecerle en especial a Leti todo su apoyo durante estos años, creo que nunca he hecho un examen si su mensaje de suerte, y a Borja, por toda su ayuda y confianza en esta última etapa.

A mi director de proyecto José Ángel García, por todo el tiempo e interés que me ha dedicado en este proyecto, y por todo lo que he aprendido junto a él. Agradecer también a Nieves, Reinel y María su ayuda a lo largo de estos meses. A Sandra por su trabajo y paciencia con los *bichos* y por estar disponible siempre a ayudarnos.

A Patricia por haber compartido conmigo todas las horas de trabajo y esfuerzo a lo largo de estos meses de proyecto.

Por último, este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Proyecto TEC2011-29126-C03-01 del Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO).

Índice

Capítulo 1. Introducción

1.1.	Escenario de la investigación	4
1.2.	Objetivos del proyecto	5
1.3.	Estructura del proyecto	5

Capítulo 2. Introducción a la Transmisión Inalámbrica de Energía

2.1.	Historia de la transmisión inalámbrica de energía.....	8
2.2.	Circuito rectificador y rectenna.....	11
2.3.	Aplicaciones de la transmisión inalámbrica de energía	13
2.4.	Referencias.....	16

Capítulo 3. Operaciones Clase E. Fundamentos teóricos y características

3.1.	Amplificador conmutado Clase E.....	19
3.1.1.	Características de los amplificadores de potencia	19
3.1.2.	Amplificador Clase E	23
3.2.	Principio de Dualidad	35
3.2.1.	Rectificador Clase E a partir de su dual, el PA Clase E.....	36
3.2.2.	Síntesis de Convertidores DC/DC Clase E ²	37
3.3.	Referencias.....	38

Capítulo 4. Transistores E-pHEMT. Diseño de los rectificadores Clase E

4.1. Transistores E-pHEMT	40
4.2. Diseño del Inversor Clase E	55
4.3. Diseño del Rectificador Clase E	63
4.4. Referencias	74

Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras

5.1. Conclusiones y líneas futuras	76
5.2. Referencias	78

1

Introducción

1.1. Escenario de la investigación

A finales del siglo 19 y principios del siglo 20, Nikola Tesla predijo lo que ahora se conoce como la transmisión inalámbrica de energía, que se convertirá en el último corte de cables en cualquier sistema inalámbrico. En realidad, lo que está previsto para el futuro es la posibilidad de enviar la energía a través del aire y que todos los dispositivos o sistemas puedan utilizarla de manera inteligente e interesante.

Hoy en día, se busca que los nuevos dispositivos móviles sean capaces de manejar mayor número de aplicaciones y programas y que a su vez incorporen sistemas de ahorro de energía que no limiten su utilización. Por lo que aparece la necesidad de desarrollar sistemas de ahorro de energía que permitan alargar la duración de las baterías, sin que se produzca un aumento de peso y dimensiones de las mismas. Es en esta situación donde las técnicas de reciclado de energía y de alimentación inalámbrica toman mayor peso y son más valoradas.

La transmisión de energía inalámbrica generalmente se clasifican en tres ramas: el acoplamiento magnético, la resonancia electromagnética y la transmisión de potencia de microondas. Las diferenciaremos por la tasa de transferencia de energía con respecto a la distancia entre el transmisor y el receptor.

De entre las múltiples ventajas que se encuentran al analizar la transmisión inalámbrica, que van desde la mejora de la eficiencia de los sistemas hasta la reducción de contaminación en el medio ambiente, también debemos destacar el extenso campo de aplicación de la misma. Las aplicaciones de esta tecnología abarcan desde sensores ambientales, aparatos médicos y sensores, dispositivos de domótica y sistemas de alta potencia, tales como coches eléctricos, tarjetas de crédito, y una multitud de otras soluciones.

1.2. Objetivos del proyecto

En este proyecto se abordará el diseño de rectificadores síncronos para las bandas de 900 MHz y 2.45 GHz, basados en dispositivos de enriquecimiento, E-pHEMT, cuyas características les hacen aptos para aplicaciones de reciclado de energía (*energy harvesting*) al poder funcionar a $V_{gs} = 0$ V, evitando la necesidad de una fuente de polarización negativa como ocurre en otros dispositivos utilizados en RF (el caso de los transistores de depleción). Además, dichas topologías se aplicarán a sistemas de alimentación inalámbrica de dispositivos (wireless powering), logrando una conversión eficiente de RF a DC para un amplio rango de la potencia de entrada.

Sobre la base de una caracterización apropiada del transistor a emplear, se diseñará un amplificador clase E, el cual será convenientemente modificado para su operación como rectificador aprovechando el principio de dualidad con inversión temporal.

Por último, se implementarán y caracterizarán los circuitos diseñados, intentando optimizar sus prestaciones en eficiencia en un rango dinámico lo más amplio posible.

1.3. Estructura del proyecto

La memoria consta de cuatro capítulos y sus respectivas referencias bibliográficas, así como las conclusiones y trabajos futuros, que se organizan de la siguiente manera:

En el Capítulo 2, se realiza una introducción a los sistemas de transmisión inalámbrica de energía (*Wireless Power Transmission*) y de reciclado de la misma (*Energy Harvesting*), presentando algunos ejemplos de las posibles aplicaciones de la tecnología.

Los conceptos de amplificación en modo conmutado Clase E se introducen en el Capítulo 3, para fijar las bases que permiten realizar el diseño de un amplificador y/o rectificador de potencia Clase E de manera óptima. Se introduce el Principio de Dualidad de Inversión Temporal, cuya aplicación

permite realizar el diseño del rectificador a partir del de su dual, el inversor o amplificador de potencia.

En el Capítulo 4, se incluyen las características principales de los dispositivos E-pHEMT que se usarán a lo largo de este proyecto. Además, se lleva a cabo la caracterización del dispositivo seleccionado para el diseño de los rectificadores síncronos, el E-pHEMT VMMK- 1218 de Avago Tech. Se detallan los diseños de ambos dispositivos, inversor y rectificador para las dos frecuencias. Además, presentaremos en este capítulo los sistemas de medida y los resultados obtenidos en la caracterización de la conversión RF a DC de los rectificadores síncronos Clase E implementados.

Por último, se indican las Conclusiones y trabajos futuros donde se hará un resumen de los principales resultados obtenidos y se enfocarán las líneas de investigación futuras, teniendo en cuenta que el trabajo realizado es sólo el primer paso para lograr implementar un enlace de transmisión inalámbrica de energía o un sistema que aproveche la energía remanente para alimentar dispositivos de forma inalámbrica.

2

Introducción a la Transmisión Inalámbrica de Energía

Cuando hablamos de comunicaciones inalámbricas, su propio nombre nos lleva a pensar en sistemas que se comunican sin cables. Sin embargo, aunque la comunicación sí lo sea, los sistemas dejan de serlo en el momento que deben ser conectados para recargar sus baterías.

El concepto de transmisión de energía inalámbrica aunque hoy en día sea un concepto muy buscado, no es un concepto nuevo, ya que desde siempre el hombre ha soñado poder utilizar la energía sin la necesidad de conectarse a un lugar físico, y así poder liberar por completo de cualquier atadura el mundo de la tecnología. La capacidad de eliminar por completo la pesada carga de tal vez una batería ya es una necesidad y mejor aún es reducir el peso. Claro que todo esto no sólo repercute a nivel tecnológico sino también en la forma de ver e interactuar con el medio ambiente que nos rodea, ya que ayuda a minimizar la contaminación.

Debido al rápido crecimiento de la transmisión inalámbrica, cada vez hay más energía RF en el ambiente, es por este motivo que aparecen nuevos conceptos como la recuperación de la energía remante (*energy harvesting*). Mediante ella, la energía RF del ambiente puede ser capturada y reutilizada para la alimentación de otros dispositivos electrónicos, además de que puede ser distribuida a través de las siguientes bandas libres de frecuencia, 915 MHz, 2.45 GHz y 5.8 GHz.

2.1. Historia de la transmisión inalámbrica de energía

En el año 1862, Maxwell desarrolla las ecuaciones que sirvieron como base teórica para la transmisión inalámbrica de energía (*Wireless Powering Transfer, WPT*) [1]. Sin embargo, es Nikola Tesla hacia el año 1900 el que ideó un sistema de transmisión de electricidad inalámbrico mediante el cual la energía podría ser llevada de un lugar a otro mediante ondas. Dicho sistema se basaba en la capacidad de la ionosfera para conducir electricidad, la potencia se transmitía con una enorme torre llamada Wardenclyffe Tower. Aunque las instalaciones centrales no llegaron a ser completamente operativas y el proyecto no se completó debido a problemas financieros, Tesla consiguió ponerla en marcha en varias ocasiones durante su construcción obteniendo buenos resultados.



Figura 2.1. Fotografía de la Torre Wardenclyffe de Nikola Tesla

Fue Nikola Tesla también el que intentó transmitir alrededor de 300 kW de potencia a través de una onda de radio de 150 kHz, pero fracasaría debido a la difusión de la energía inalámbrica, que depende de la frecuencia de operación y del tamaño de la antena transmisora. A partir de entonces, el desarrollo de las ondas de radio se centró en aplicaciones de comunicación inalámbrica y sensado remoto, en lugar de la WPT. Sin embargo, dicho desarrollo facilitó el impulso de las nuevas técnicas de WPT actuales. A continuación podemos ver en la siguiente figura un pequeño resumen histórico sobre la transmisión inalámbrica de potencia.

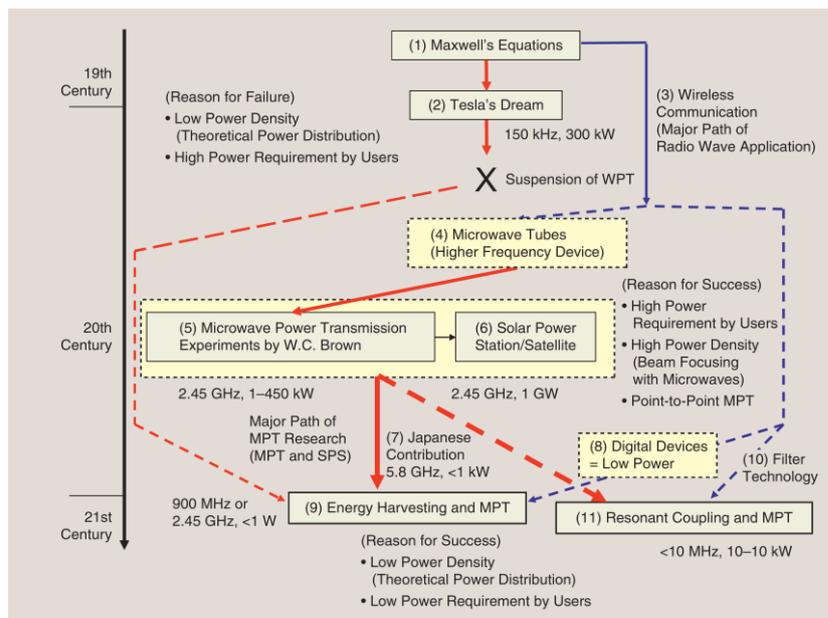


Figura 2.2. Resumen histórico de la transmisión inalámbrica de potencia.

De este modo en los años 60, con el uso de las microondas, Brown [2] reanudó los experimentos de transmisión inalámbrica de energía [3]-[4] con tecnología de microondas de alta eficiencia desarrollada en la Segunda Guerra Mundial, llegando a desarrollar la primera antena rectificadora (rectenna), para la recepción y rectificación de microondas. La eficiencia de esta primera rectenna, desarrollada en 1963 fue del 50% y del 40% con una potencia de salida de DC de 4 y 7 W, respectivamente [2]. Con la rectenna, Brown tuvo éxito en la transmisión de energía por microondas a un helicóptero atado en 1964, y para helicópteros en vuelo libre en 1968. En 1975, la eficiencia DC-DC total fue de hasta 54% a 495 W de corriente continua, usando un magnetrón en el Laboratorio Raytheon (véase Fig. 2.3).

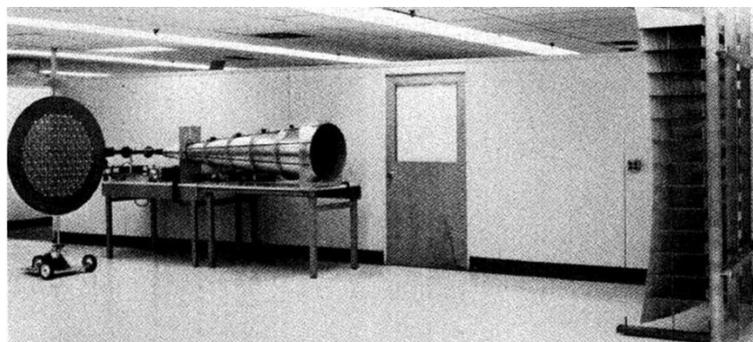


Figura 2.3. Experimento de laboratorio de transmisión de energía de microondas realizado por Brown en 1975.

Aunque W. Brown tuvo éxito en los experimentos de WPT, el tamaño y coste de los sistemas era demasiado grande como para que se convirtieran en aplicaciones prácticas comerciales.

La transmisión inalámbrica de microondas (*Microwave Powering Transfer*, MPT) también ha sido desarrollada mediante el uso de un satélite de energía solar (SPS), con el enfoque propuesto por P. Glaser en 1968 [5]. El SPS superó algunos de los inconvenientes de los MPT, como la baja eficiencia global del sistema, que depende de la conversión microondas a DC y del gran tamaño de las antenas. El satélite de energía solar, proporcionaba diez veces más energía que las células solares que se sitúan en tierra debido a que estaba en la órbita geoestacionaria en el espacio, donde no hay noche y la generación de energía ocurre las 24 horas del día.

En los Estados Unidos, algunos grupos de investigación de MPT y SPS se mantuvieron hasta los años 80. En 1995, la NASA lanzó un proyecto para dar

un nuevo enfoque a los satélites de energía solar y los estudios de transmisión inalámbrica de microondas se revitalizaron [6].

A partir del año 2000, con el desarrollo de la tecnología para las comunicaciones móviles, se tiene en cuenta la transmisión inalámbrica de microondas para aplicaciones comerciales. En este caso, la potencia requerida es menor, lo que significa que se puede obtener la energía suficiente a partir de las microondas, como por ejemplo, de una comunicación inalámbrica.

2.2. Circuito rectificador y rectenna

La energía inalámbrica también puede recibirse a través de la emisión de ondas de radio, lo que da lugar a nuevos conceptos como “*energy harvesting*” o “*energy scavenging*”, definidos como el proceso por el cual la energía es derivada, capturada y almacenada a partir de fuentes externas, como la energía solar, térmica, eólica, cinética o de la difusión de ondas de radio.

Aunque las tecnologías de recolección de energía han evolucionado de manera muy rápida, existen dos enfoques principales para su implementación y diseño:

1. Acoplo resonante, que incluye al acoplo inductivo
2. Transmisión de energía de microondas

En ambos enfoques, el elemento clave para la recolección de energía es la rectenna. Gracias a su alta eficiencia y un precio relativamente bajo, figuran como candidatas en la mayoría de propuestas que involucran la transmisión de energía por medio de microondas, tanto en MPT como en WPT.

Una rectenna es un tipo especial de antena que se usa para convertir directamente energía RF/microondas en corriente continua. Una rectenna simple puede construirse a partir de un diodo Schottky situado entre los dipolos de la antena. En la Fig.2.4 podemos ver un esquema simplificado de una rectenna y a continuación explicaremos su funcionamiento.



Figura 2.4. Esquema simplificado de una rectenna.

En primer lugar, la antena se encargará de recoger la energía de RF/microondas del ambiente, para posteriormente el filtro paso bajo rechazar los armónicos superiores. Finalmente la conversión de la señal recibida a DC lo llevará a cabo un rectificador, compuesto la mayoría de las veces por un diodo Schottky y un filtro de salida. Este tipo de diodos, se utilizan debido a que poseen las siguientes características:

1. Una baja tensión de codo (“zero bias”) y una reducida capacidad de manejo de potencia para el reciclado de energía
2. Una baja resistencia y alta tensión de ruptura en el caso de aplicaciones de transferencia de potencia.

También existen otros diseños en los que se usan dispositivos E-pHEMT [13], así como otro tipo de dispositivos MOS conectados en una topología a diodo para llevar a cabo la rectificación [14]. En el caso de las implementaciones a diodo, el circuito rectificador puede obtener una buena conversión de RF a DC, pero únicamente bajo unas condiciones de operación concretas, siendo mucho más dependientes del nivel de potencia de entrada que en el caso de los dispositivos E-pHEMT, con los cuales es posible obtener una buena eficiencia de conversión RF a DC para un mayor rango de potencia de entrada.

Es necesario resaltar, que la eficiencia de conversión de RF a DC va a depender de múltiples factores como el circuito rectificador seleccionado, tanto su topología como su carga de salida, y además de los niveles de potencia de entrada que manejará el rectificador. Por este motivo, la antena deberá diseñarse para operar en la frecuencia que nos interese, y el rectificador para que la cantidad de DC que obtengamos a la salida sea máxima a dicha frecuencia.

2.3. Aplicaciones de la transmisión inalámbrica de energía

Una vez presentados los fundamentos de la transmisión inalámbrica de energía, debemos buscar y pensar los posibles campos de aplicación. Los campos de aplicación son muy diversos y abarcan desde el uso en hogares, ya sea desde electricidad hasta la carga de dispositivos electrónicos, la medicina o hasta el uso en vehículos eléctricos.

En el campo de la telefonía móvil, se han estudiado principalmente tecnologías para la recarga inalámbrica de los dispositivos mediante el acoplo inductivo o resonante. Sin embargo, también se han aplicado las técnicas de MPT a este propósito, como en el caso de la realización de un enlace de microondas a 2.45 GHz, que permite crear un sistema multiusuario, pudiendo transmitir, además de energía para la recarga de los dispositivos, información a través de la conexión de microondas [15].

Si nos centramos por ejemplo, en el campo de la automoción, podemos pensar que este sistema es el futuro de los vehículos ecológicos, ya que proporcionará independencia al conductor con la misma movilidad y capacidad de maniobra que un vehículo de motor diésel o gasolina, y además será totalmente eléctrico y no contaminante.

Existen varios métodos de carga inalámbrica usando distintas técnicas de WPT, incluyendo el acoplo inductivo, acoplo resonante o la transmisión inalámbrica de microondas. Aunque los proyectos que podemos encontrar sobre el tema pueden ser muy diversos, a continuación presentamos algunos de los que mayor impacto ha provocado.

Si nos centramos en el método de carga de acoplo inductivo, encontramos un proyecto en el cual, se implantan placas eléctricas a lo largo de la carretera que se encargarán de ir recargando la batería del coche al circular sobre ellas [17].

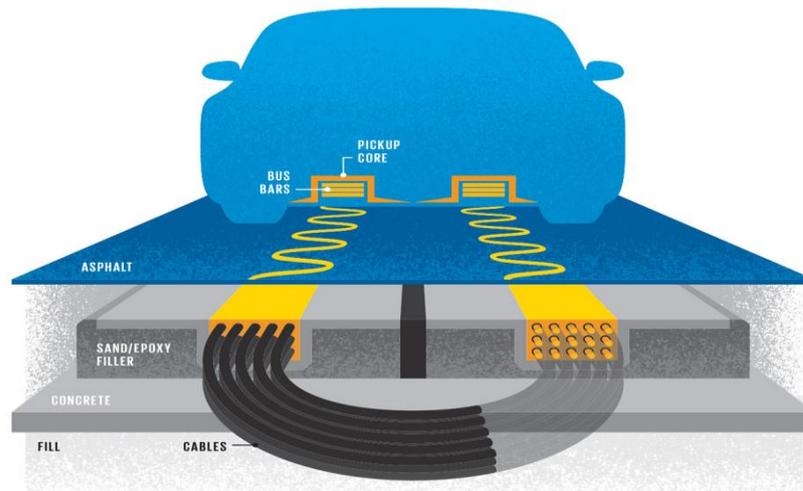


Figura 2.5. Esquema del método de carga de acoplamiento inductivo.

El sistema en principio es sencillo, se ubica en el suelo una plataforma de transmisión que está conectada a la red eléctrica, y en el interior del vehículo hay una almohadilla de recepción, que pasa por encima de la plataforma y transmite de forma inductiva la energía necesaria para el funcionamiento de la batería. Entre las ventajas que presenta este proyecto encontramos:

1. Los coches eléctricos además de tener más libertad, podrán llevar baterías más ligeras y baratas que las que necesitan enchufarse.
2. Los puntos de carga provocan un mínimo impacto en el entorno, ya que se trata de sencillas placas colocadas bajo el cemento para que los golpes o las condiciones meteorológicas no las dañen.
3. Ni las placas ni las almohadillas del interior del vehículo sufren gran desgaste, por lo que la vida útil de las mismas es bastante larga.
4. La función ecológica de los coches eléctricos incide aún más en la recarga por resonancia porque gracias a esta tecnología el flujo de energía del vehículo se invierte y se devuelve a la red eléctrica, por lo que constantemente se va retroalimentando.

A continuación, se presenta otro proyecto en el que la carga del vehículo se lleva a cabo mediante unos puntos de potencia y una rectenna acoplada en el vehículo.

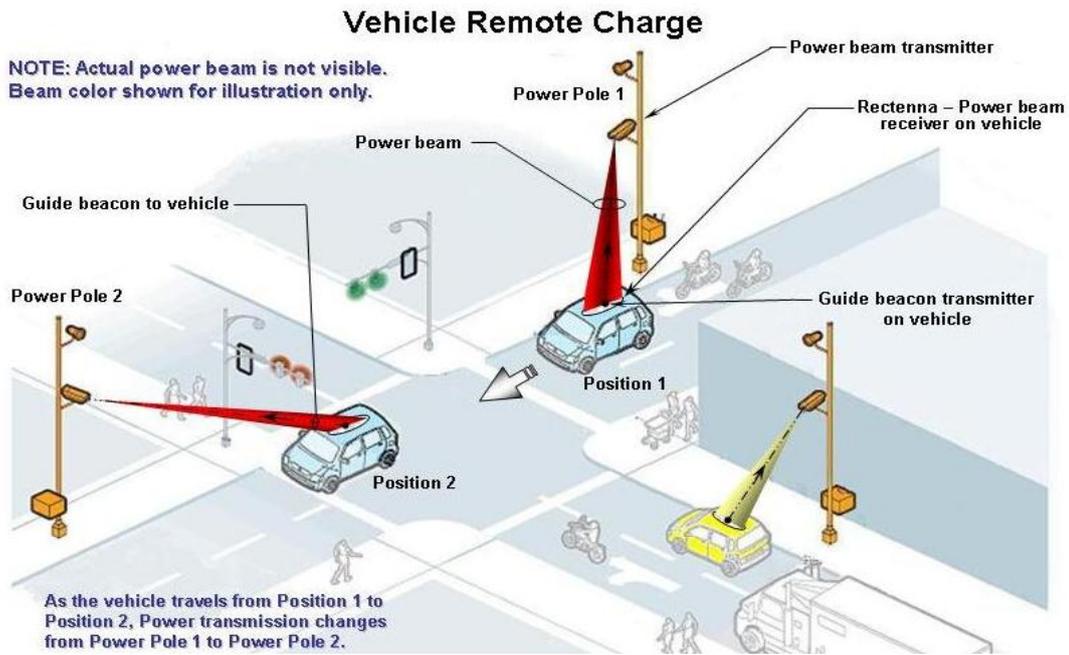


Figura 2.6. Esquema de carga del vehículo mediante puntos de potencia.

Además, MPT también puede ser aplicado en la recarga de vehículos eléctricos, como la propuesta por la Universidad de Kioto [18], donde la recarga de la batería se realiza únicamente mediante la transmisión de microondas. Han desarrollado además un diodo Schottky de GaN para dicha aplicación, de modo a incrementar la potencia rectificada y reducir el tiempo de carga [19].



Figura 2.6. Experimentos de recarga inalámbrica con microondas realizados en la Universidad de Kioto [19].

2.4. Referencias

- [1] N. Shinohara, "Power Without Wires," *IEEE Microwave Mag.*, pp. S64-S73, Dec. 2011 Supplement.
- [2] W. C. Brown et al., *U. S. Patent 3 434 678*, Mar. 25, 1969.
- [3] W. C. Brown, "The history of power transmission by radio waves," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 1230–1242, 1984.
- [4] W. C. Brown, "The history of the development of the rectenna," in *Proc. SPS Microwave Systems Workshop at JSC-NASA*, 1980, pp.271–280.
- [5] P. E. Glaser, "Power from the sun; its future," *Science*, vol. 162, no. 3856, pp. 857–886, 1968.
- [6] J. O. Mcspadden and J. C. Mankins, "Space solar power programs and microwave wireless power transmission technology," *IEEE Microwave Mag.*, pp. 46–57, Dec. 2002.
- [7] W. C. Brown, "Optimization of the efficiency and other properties of the rectenna element," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 76, no. 1, pp. 142–144, 1976.
- [8] W. C. Brown, "A Microwave powered, long duration, high altitude platform," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 86, no. 1, pp. 507–510, 1986.
- [9] K. Itoh, "Study of rectenna as ground site of solar power satellite (in Japanese)," *Tech. Rep. Grant-in-Aid Scientific Res. [Grant-in-Aid Sci. Res. (A)]*, 1984.
- [10] N. Shinohara, S. Kunimi, T. Miura, and H. Matsumoto, "Open experiment of microwave power transmission with automatically target-chasing system (in Japanese)," *IEICE Trans. B-II*, vol. J81-B-II, no. 6, pp. 657–661, 1998.
- [11] J. O. Mcspadden, L. Fun, and K. Chang, "A high conversion efficiency 5.8 GHz rectenna," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 547–550, 1997.
- [12] J. A. Hagerty, N. D. Lopez, B. Popovic, and Z. Popovic, "Broadband rectenna arrays for randomly polarized incident waves," in *Proc. 30th European Microwave Conf.*, pp. 1014–1024, 2000.
- [13] C. Gomez, J. A. García, A. Mediavilla, A. Tazón, "A high efficiency rectenna element using E-pHEMT technology", in *Proc. 12th GAAS Symp.*, 2004, pp. 1-4.
- [14] J. Yi, W.-H. Ki, and C.-Y. Tsui, "Analysis and design strategy of UHF micro-power CMOS rectifiers for micro-sensor and RFID applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 54, no. 1, pp. 153–166, 2007.
- [15] N. Shinohara, "Development of rectenna with wireless communication system," in *Proc. EUCAP 2011*, pp. 4139–4142.
- [16] M. Nieves Ruiz, "Diseño de Rectificador Síncrono Clase E a E-pHEMT para Aplicaciones de Transmisión Inalámbrica y Reciclado de Energía," Tesis Fin de Master, Julio 2013
- [17] S. Ahn and J. Kim, "Magnetic field design for high efficient and low emf wireless power transfer in on-line electric vehicle," in *Proc. EUCAP*, pp. 4148–4151, 2011.

- [18] N. Shinohara, "Beam efficiency of wireless power transmission via radio waves from short range to long range," J. Korean Inst. Electromagn. Eng. Sci., vol. 10, no. 4, pp. 224–230, 2011.
- [19] N. Shinohara, "Wireless charging system of electric vehicle with GaN Schottky diodes," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. 2011 Workshop WFA. [DVD-ROM].
- [20] N. Shinohara, "Development of rectenna with wireless communication system," in Proc. EUCAP 2011, pp. 4139–4142.

3

Operaciones Clase E. Fundamentos teóricos y características

El diseño del rectificador síncrono o activo clase E está basado en los fundamentos teóricos del amplificador o inversor clase E, ya que aprovecha el principio de dualidad con inversión temporal. Por este motivo y en primer lugar, describiremos de forma breve los fundamentos teóricos y principales características del amplificador o inversor clase E para posteriormente abordar los del rectificador.

3.1. Amplificador conmutado Clase E

3.1.1. Características de los amplificadores de potencia

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 Fig. 3.1:

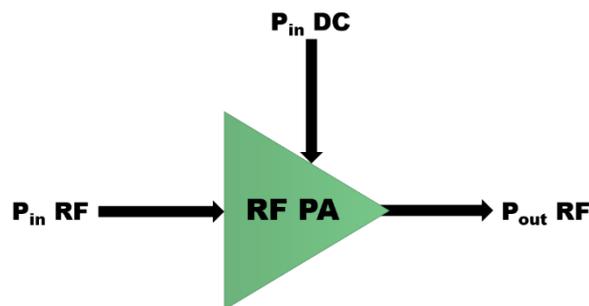


Figura 3.1. Potencias en un amplificador de potencia de RF

De entre los distintos parámetros de los amplificadores de potencia se pueden destacar los siguientes:

a) 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:

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

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 sólo 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:

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

b) Linealidad

La linealidad de un amplificador da idea de la capacidad del dispositivo para reproducir correctamente a 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 operando como fuente de corriente controlada, en la región de saturación, mostrada en la Fig. 3.2:

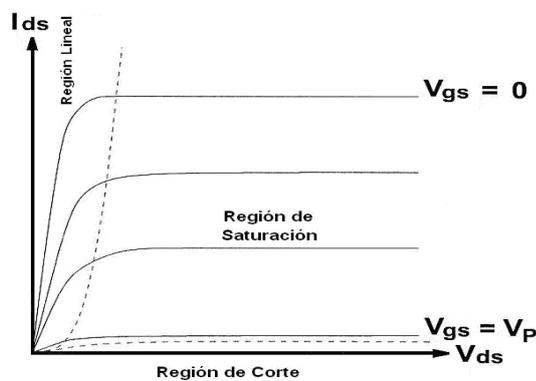


Figura 3.2. Curvas características I-V de un transistor FET

La no linealidad de la amplitud suele provocar mayor distorsión que la variación de fase. El comportamiento no lineal provocado por la compresión de la ganancia se da cuando la amplitud de la señal de entrada al amplificador es tan grande que satura al dispositivo (le lleva a operar parcialmente en la región lineal o triodo de la Fig. 3.2). 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 Fig. 3.3 podemos observar la variación de la ganancia de compresión y de la fase en función de la potencia de entrada:

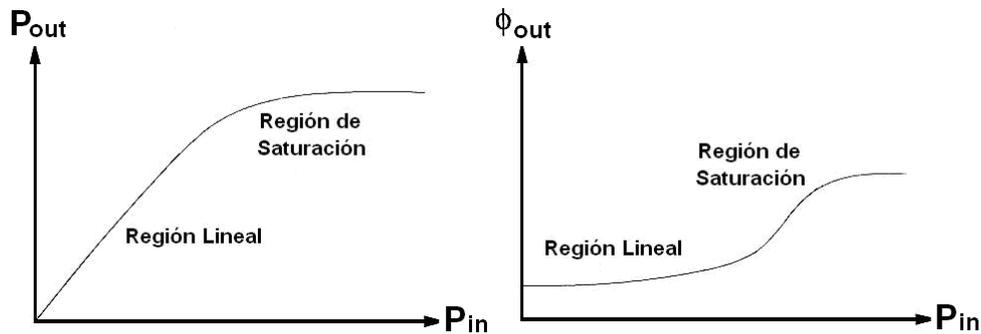


Figura 3.3. Ganancias de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia.

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.

c) Comportamiento No Lineal del Amplificador

Cuando el amplificador de potencia trabaja en zonas de alta eficiencia energética, es decir, cerca del punto de compresión, se comporta como un dispositivo altamente no lineal. Dicha no linealidad 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 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 pueden ser de dos grandes tipos, modo fuente de corriente controlada y modo conmutado. Los más conocidos y empleados, los primeros, 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 la denominada clase A. En el resto, sólo conduce durante un número determinado de grados del ciclo de la señal de entrada.

Un amplificador clase E se caracteriza por tener 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 contrapartida, el rendimiento de estos amplificadores es muy alto, pudiendo superar el 90% y, en condiciones ideales, alcanzar el 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.

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 [1]) (véase Fig. 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.

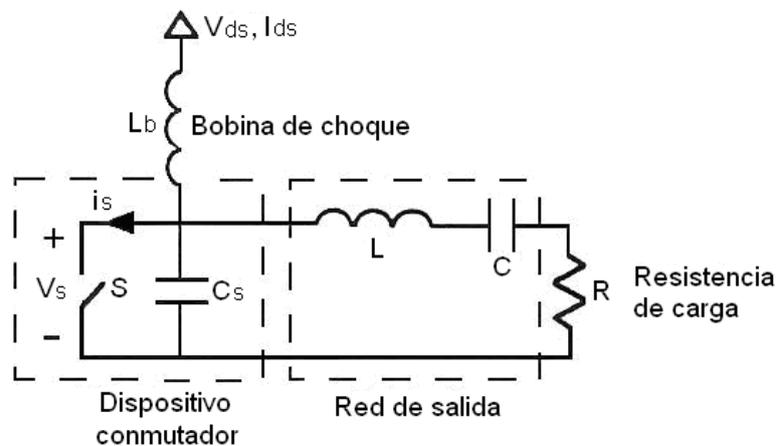


Figura 3.4. Circuito de alta eficiencia clase E original

L_b se comportará como una inductancia infinita con el fin de considerar la rama de polarización del dispositivo 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 clase E la eficiencia teórica alcanzable es del 100%.

Sus ventajas principales son, además de su mayor eficiencia, mayor fiabilidad, 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.a. 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.

- 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 Fig. 3.5:

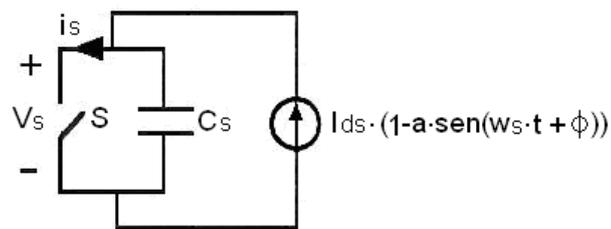


Figura 3.5. Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga.

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, cualquier inductancia parásita entre el transistor y la capacidad provoca una pérdida de energía de:

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

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.

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

Que integrando resulta:

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

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

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

Ya se pueden determinar a y ϕ :

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

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

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:

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

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

Estas formas de onda están representadas en la Fig. 3.6:

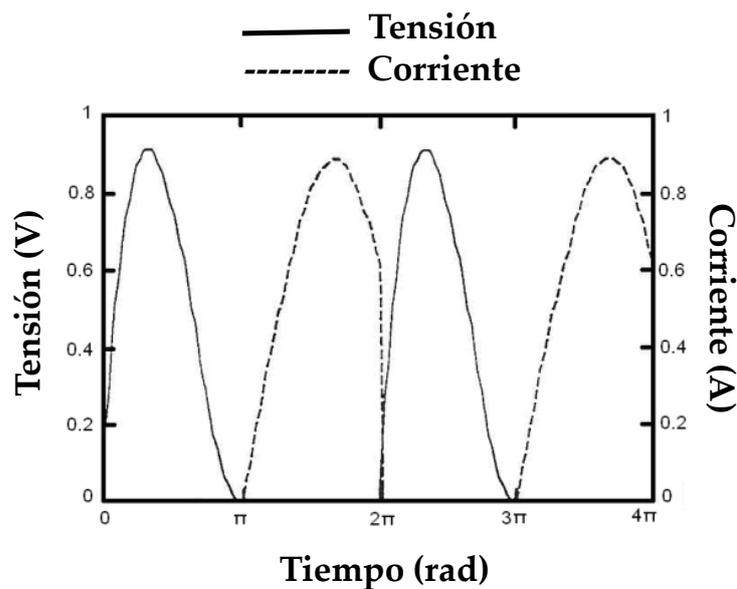


Figura 3.6. Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E

- 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, lo que sucede 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 a 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.

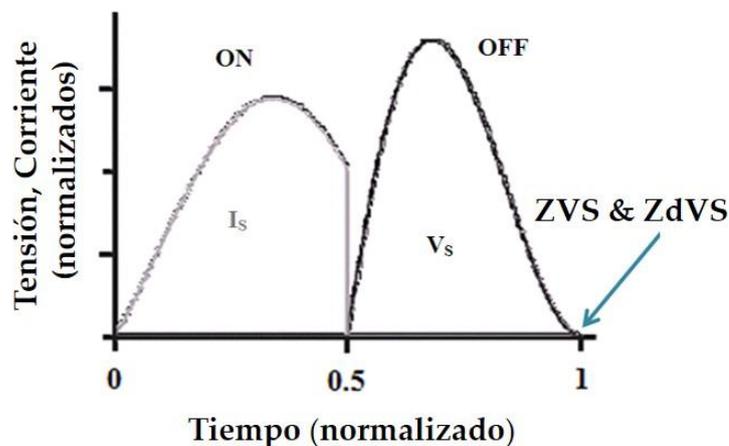


Figura 3.7. Formas de onda de tensión y corriente en estado OFF y ON respectivamente [3].

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 ($Q_i \geq 2.5$).

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:

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

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.

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 $n=1$:

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

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.

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

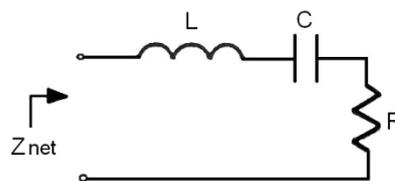


Figura 3.8. Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF

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:

$$Z_d(K \cdot f) = \infty \quad \text{con } K > 1 \quad (3.34)$$

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

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

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot 5.447} \quad (3.35)$$

$$C = C_s \cdot \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}}{Q_L}\right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}\right) \cong C_s \cdot \frac{5.447}{Q_L} \cdot \left(1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153}\right) \quad (3.36)$$

Donde Q se define como:

$$Q_L = \frac{\omega_s \cdot L}{R} \quad (3.37)$$

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:

$$C \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L}\right) \cdot \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08}\right) \quad (3.38)$$

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 topología alternativa, propuesta para su uso en circuitos de microondas clase E.

3.1.2.b. 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 Fig. 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 Fig. 3.10).

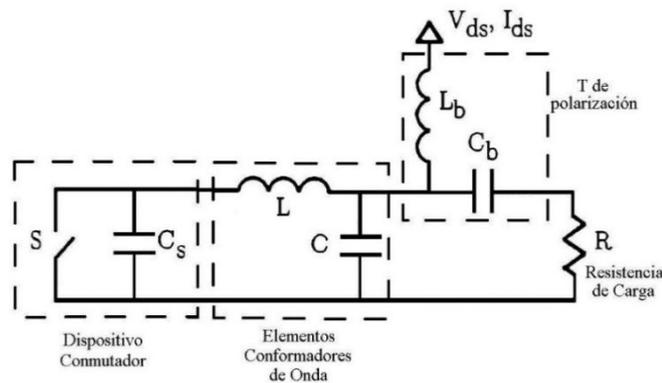


Figura 3.9. Circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo.

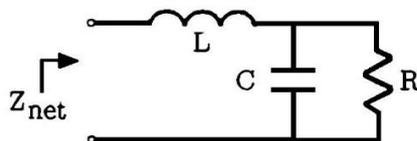


Figura 3.10. Red de carga externa del circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo, vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de operación.

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

$$Z_{net1} = \frac{K_0}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j\theta} \quad (3.39)$$

$$K_0 = \omega_s \cdot C_s \cdot \frac{a_0}{a} \cong 0.28015 \quad (3.40)$$

$$\theta_0 = \phi_0 - \phi \cong 40.0524^\circ \quad (3.41)$$

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:

$$L = \frac{K_0}{\omega_s^2 \cdot C_s} \cdot \left(\sin \theta_0 + \cos \theta_0 \sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (3.42)$$

$$C = \frac{1}{\omega_s \cdot R} \cdot \left(\sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (3.43)$$

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. Principio de Dualidad

Antes de diseñar el inversor y rectificador síncrono, es necesario introducir brevemente el principio de dualidad con inversión temporal (*Time Reversal Duality*), descrito por David C. Hamill en [4]. En dicho principio, se establece que un inversor y un rectificador son duales uno del otro. De este modo, los resultados obtenidos para el inversor, pueden aplicarse directamente a su correspondiente rectificador, y viceversa.

Este principio es muy útil en el diseño de convertidores resonantes DC/DC, compuestos por un inversor, que realiza la conversión de DC a RF, y un rectificador, que realiza la conversión de RF a DC nuevamente. En esta dualidad con inversión temporal, se cumple que las formas de onda de tensión y corriente de ambos circuitos son versiones reflejadas entre ellos, con dirección opuesta del flujo de energía, como puede verse en la Fig. 3.11.

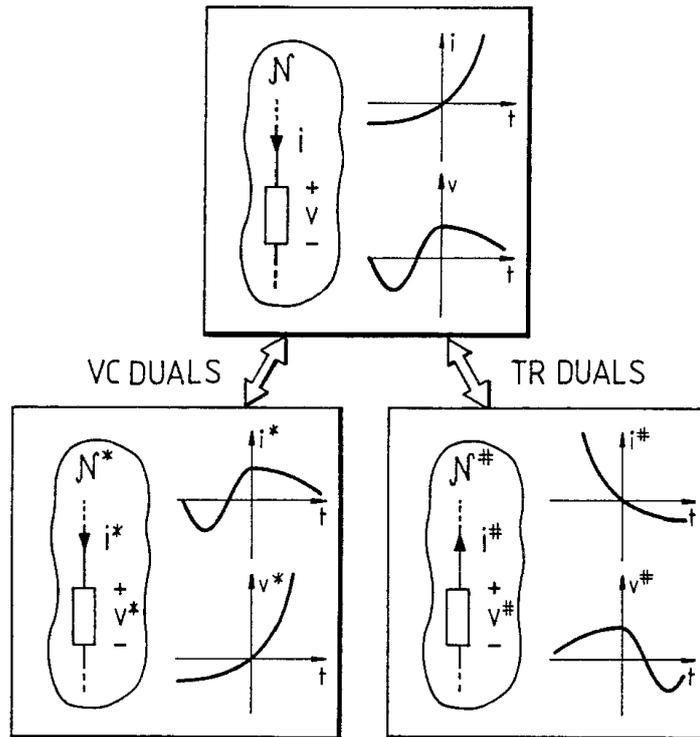


Figura 3.11. Red N con su dual tensión-corriente N^* (VC DUALS) y su dual invertido en el tiempo $N^\#$ (TR DUALS).

Esta dualidad con inversión temporal es distinta a la dualidad tensión-corriente más clásica, en la que dichas variables intercambian roles. Ello determina que exista también una relación de dualidad entre los elementos de circuito, como por ejemplo, entre inductancia y capacidad o, entre resistencia y conductancia.

3.2.1. Rectificador Clase E a partir de su dual, el PA Clase E

Tal y como se ha desarrollado anteriormente en el capítulo, para garantizar un modo de operación clase E es necesario imponer ciertas condiciones de contorno: ZVS (conmutación a tensión cero) y ZDS (conmutación de derivada cero), que evita que el condensador se cortocircuite y asegura transiciones suaves, en los cambios de estado del conmutador, respectivamente.

Por tanto, se puede conseguir una condición de operación sin pérdidas ideal en el inversor clase E, asegurando que la tensión drenador-fuente y su derivada son nulas cuando el dispositivo pasa a estado ON, evitando que exista disipación en la R_{on} debida a la carga acumulada en el condensador del circuito de drenador durante el modo OFF. De este modo, el valor de dicha

capacidad C_{out} será mínimo, cuando sea interesante maximizar la frecuencia de operación, pudiendo alcanzar una eficiencia ideal del 100%.

Para cumplir con las condiciones de ZVS y ZDS y asegurar un funcionamiento clase E, todo lo que se necesita es obtener una impedancia a la frecuencia fundamental igual a $Z_{opt}(w)$, que se muestra en la ecuación (3.2), y condiciones de circuito abierto a todos los armónicos superiores.

$$Z_{opt}(w) = \frac{0.28015}{w_s \cdot C_{out}} \cdot e^{j \cdot 49.0524} = \frac{0.1836 + j \cdot 0.2116}{w_s \cdot C_{out}} \quad (3.44)$$

Para el resto de frecuencias tendríamos:

$$Z_d(K \cdot f) = \infty \quad \text{con } K > 1 \quad (3.45)$$

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

$$R_{DC} = \frac{V_{DD}}{I_{DD}} = \frac{1}{\pi \cdot w \cdot C_{out}} \quad (3.46)$$

Por tanto, el comportamiento libre de pérdidas de su dual, el rectificador clase E, se consigue al cargarlo con dicha R_{DC} y obligando a una condición de circuito abierto en los armónicos superiores. De este modo, el rectificador presenta al generador de potencia de RF una impedancia de entrada compleja igual a la $Z_{opt}(w)$ descrita.

3.2.2. Síntesis de Convertidores DC/DC Clase E²

Como se ha comentado, aprovechando este principio, es posible realizar el diseño del rectificador síncrono clase E, a partir de su dual, el amplificador de potencia clase E. Además, utilizando ambos en cascada, es posible obtener un convertidor DC/DC clase E², como puede verse en la Fig. 3.12.

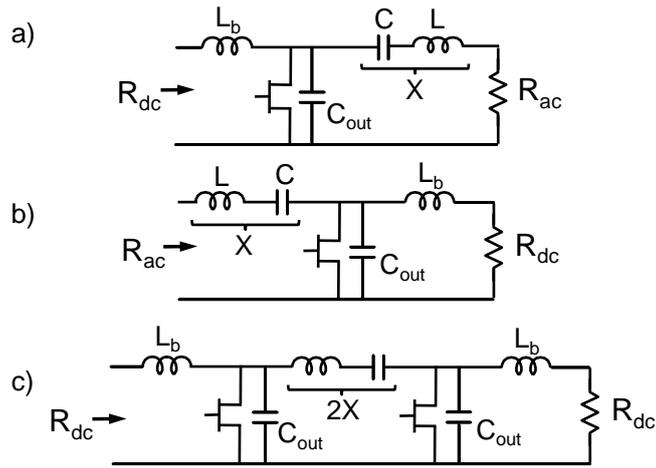


Figura 3.12. a) Inversor o Amplificador de Potencia Clase E, b) su dual, el rectificador síncrono Clase E, y c) circuito básico convertidor Clase E² DC/DC obtenido a partir de los anteriores a) y b) en cascada.

3.3. 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 Transmisión-Line High-Efficiency Class-E Amplifier", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, N° 9, Septiembre 1995.
- [3] M. Niknejad. "The Class E/F Family of Harmonic-Tuned Switching Powers Amplifiers".
- [4] D. C. Hamill, "Time Reversal Duality and the Synthesis of a Double Class E DC-DC Converter," 21st Power Electronics Specialist Conf., PESC'90, pp. 512-521, 1990.
- [5] 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.
- [6] M. Nieves Ruiz, "Diseño de Rectificador Síncrono Clase E a E-pHEMT para Aplicaciones de Transmisión Inalámbrica y Reciclado de Energía," Tesis Fin de Master, Julio,2013.

4

Transistores E-pHEMT. Diseño de los rectificadores Clase E

Habitualmente, el diseño de rectificadores se realiza sobre diodos Schottky de baja resistencia y alta tensión de ruptura, para aplicaciones de transmisión inalámbrica de energía, o con una baja tensión de codo “zero bias” y una reducida capacidad de manejo de potencia, en los casos en los que interese el reciclado de la energía ambiental. Sin embargo, estos rectificadores a diodo sólo ofrecen una buena eficiencia de conversión RF a DC bajo unas condiciones de operación concretas, siendo insuficiente para su uso en muchas de las aplicaciones de WPT y *Energy Harvesting*, descritas anteriormente, que exigen una alta eficiencia de conversión RF a DC para distintas condiciones de funcionamiento. Además, su rendimiento se degrada notablemente con la potencia de entrada.

Para aportar una solución que proporcione una alta eficiencia con relativa independencia del nivel de entrada, se pone la mirada en el diseño de un rectificador activo o síncrono. En este tipo de rectificadores, se sustituye el uso de diodos por elementos de conmutación controlados de forma activa, normalmente un transistor MOSFET, cuyo bajo valor de resistencia R_{on} permite reducir la caída de tensión en el dispositivo durante el estado de conducción. Teniendo en cuenta la finalidad del rectificador, se han seleccionado los dispositivos E-pHEMT, ya que tienen una baja resistencia R_{on} y una tensión umbral ligeramente positiva (trascendental para evitar la polarización en el terminal de puerta), lo que favorece su utilización en aplicaciones inalámbricas de reciclado de energía. Asimismo, ofrecen un excelente rendimiento cuando son operados en modo conmutado.

A continuación, se detallan las características de los dispositivos E-pHEMT analizados para el diseño de los rectificadores.

4.1. Transistores E-pHEMT

E-pHEMT (*Enhancement-mode Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor*) es un proceso semiconductor optimizado para aplicaciones inalámbricas, capaz de operar con una única fuente de tensión positiva [1].

De entre los principales fabricantes de dispositivos E-pHEMT (TriQuint, Mini-Circuits, etc.), se encuentra Avago Technologies, quién desarrollo sus primeros dispositivos a principios de los años 80 en Avago Labs (anteriormente HP Labs), con la idea de elaborar circuitos integrados para el

procesamiento digital de señales. En la década de los 90, dada las exigencias de sistemas de bajo coste, baja tensión de alimentación y larga duración en las baterías demandadas por los emergentes mercados de redes y servicios de comunicación personal, desarrollaron E-pHEMT para su uso en aplicaciones de amplificadores de potencia de baja tensión para terminales de usuario de comunicación inalámbrica [2].

Esta tecnología presenta unas características únicas que lo diferencian de los dispositivos en modo de empobrecimiento y de otras tecnologías. En primer lugar, sólo requiere una tensión positiva y tiene una corriente I_{ds} muy baja con $V_{gs} = 0$ V, lo que facilita el diseño de las redes de polarización y elimina el ruido asociado con la generación de una tensión negativa. Además, tiene una alta transconductancia a baja corriente de reposo, permitiendo una excelente eficiencia de potencia añadida (PAE). En tercer lugar, su baja tensión de codo, baja resistencia de conducción y relativamente alta tensión de ruptura hacen a este dispositivo extremadamente adecuado para la amplificación de potencia con una alta ganancia, alta densidad de potencia y alta eficiencia a una baja tensión de alimentación.

Actualmente estos dispositivos se pueden encontrar en las principales aplicaciones inalámbricas, pudiéndose destacar los siguientes mercados:

- Estaciones base y terminales móviles (WCDMA *handsets*)
 - Amplificadores de bajo ruido (LNA) y amplificador *driver* en infraestructuras inalámbricas fijas y estaciones base.
 - LNAs para *handset* y tarjetas modem inalámbricas
- Redes de área local inalámbricas (802.11 Wireless LAN)
 - Amplificadores *driver* y amplificadores de potencia.
 - LNAs en redes inalámbricas fijas y 802.11.
- Tarjetas PCMCIA para PC.

4.1.1. Principales ventajas de los dispositivos E-pHEMT

Los dispositivos pHEMT de modo de depleción o empobrecimiento conducen a tensión de polarización cero, la corriente en drenador (I_{ds}) alcanza un nivel de saturación (I_{dss}) a la tensión de $V_{gs} = 0$ V. En cambio, un E-pHEMT no muestra conducción sin polarización en puerta, así que $I_{ds} = 0$ A a $V_{gs} = 0$ V. Por lo tanto, puede operar sin la tensión negativa que sí requieren los dispositivos de depleción.

Otros transistores GaAs MESFET (*Gallium Arsenide Metal-Semiconductor Field Effect Transistor*), llamados comúnmente GaAs FETs, y los transistores de alta movilidad de electrones (HEMT, de sus siglas en inglés) también operan con una tensión de alimentación positiva. Si se incorporan los elementos que se necesitan para proporcionar la tensión negativa en un esquema de transmisión inalámbrica de energía, el coste del sistema se dispararía, además de ocupar un valioso espacio en la placa y requerir un esfuerzo de diseño adicional. Por tanto, para este tipo de aplicaciones de alimentación inalámbrica o de reciclado de la energía, en los que un diseño reducido, portátil y económico es primordial, no es viable el uso de dispositivos que precisen de una polarización negativa para funcionar.

Como se ha comentado, los dispositivos E-pHEMT presentan distintas ventajas:

- Necesidad de una única tensión positiva para operar
 - ✓ Simplifica el diseño del sistema y reduce su coste.
- Sencillez en el proceso de fabricación
 - ✓ Rendimiento predecible y fácilmente reproducible.
- Alta eficiencia con alta potencia y linealidad
 - ✓ Consumo de potencia reducida y alargamiento de las baterías.
- Optimizados para trabajar a tensión de drenador baja (a unos 3 V)
 - ✓ Ideal en diseños de tarjetas para PC.

- Reducido tamaño de la huella en la placa (footprints)
 - ✓ Mayor densidad de potencia y reducción de costes.

El uso de los dispositivos E-pHEMT se extiende cada vez más en aplicaciones distintas a las de circuitos amplificadores, ya que puede ser utilizado en el diseño de downconverters [4], mezcladores [5], detectores [6] y osciladores controlados por tensión (VCO) [7].

Asimismo, aunque a menudo son asociados con los amplificadores de potencia, los E-pHEMT también son muy útiles en el diseño de eficientes amplificadores de bajo ruido de alta frecuencia [8], permitiendo lograr un mayor ancho de banda que con dispositivos GaAs MESFET o pHEMT de deplexión.

Para amplificadores de potencia (*PAs*), la tecnología E-pHEMT ofrece características adecuadas como las siguientes:

- Corriente drenador-fuente saturada (I_{dss}) de menos de 10 μ A a temperatura ambiente.
- Consumo de corriente (I_i) de aproximadamente 0 A a $V_{gs} = 0$ V.
- Baja tensión de codo, baja R_{on} y alta tensión de ruptura.
- Corriente de drenador de reposo (I_{dq}) de menos de 30 mA en aplicaciones de comunicaciones CDMA (*code-division-multiple-access*).
- Mejor potencia de salida (P_{out}) y alta eficiencia con tensiones de polarización de menos de 3 V.
- No hay efectos de fuga térmica, comunes en los transistores bipolares.
- Capacidad de sobrevivir bajo condiciones de alta desadaptación.

4.1.2. Análisis y caracterización de los transistores E-pHEMT

En primer lugar, y antes de comenzar con las especificaciones de diseño de los rectificadores síncronos, se llevó a cabo un análisis de los posibles transistores en tecnología E-pHEMT que podíamos utilizar en nuestro diseño. Todos ellos pertenecen al mismo fabricante nombrado anteriormente, Avago Technologies, y a continuación se presentan las especificaciones de los tres candidatos y la elección final del dispositivo.

Los tres dispositivos a analizar corresponden con los siguientes modelos, el ATF-54143 [9], el VMMK-1218 [10] y el VMMK-1225 [11]. A continuación se adjunta las siguientes tablas resumen con las especificaciones dadas por el fabricante.

ATF-54143	
Dimensiones	$(2\pm 0.2)\text{mm} \times (2.1\pm 0.3)\text{mm}$
Frecuencia	450MHz a 6GHz

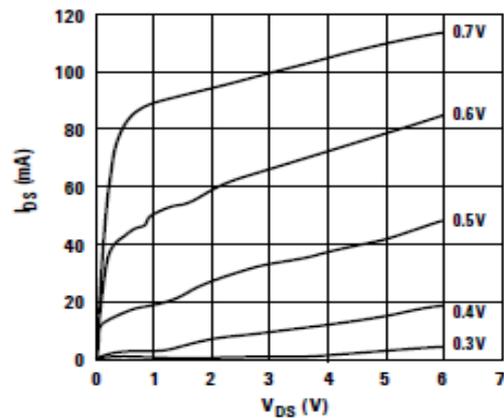


Figura 4.1. Curva I-V ATF-54143 [9]

VMMK-1218	
Dimensiones	1mm x 0,5mm
Frecuencia	0.5 a 18 GHz

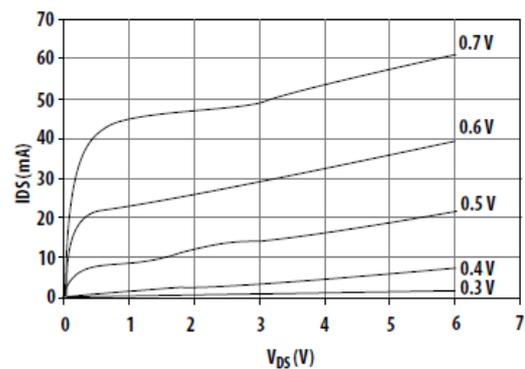


Figura 4.2. Curva I-V VMMK-1218 [10]

VMMK-1225	
Dimensiones	1mm x 0,5mm
Frecuencia	0.5 a 26.5 GHz

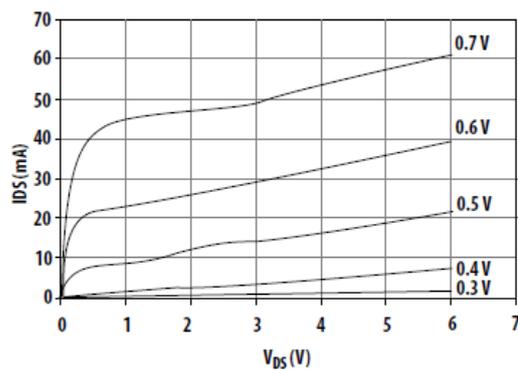
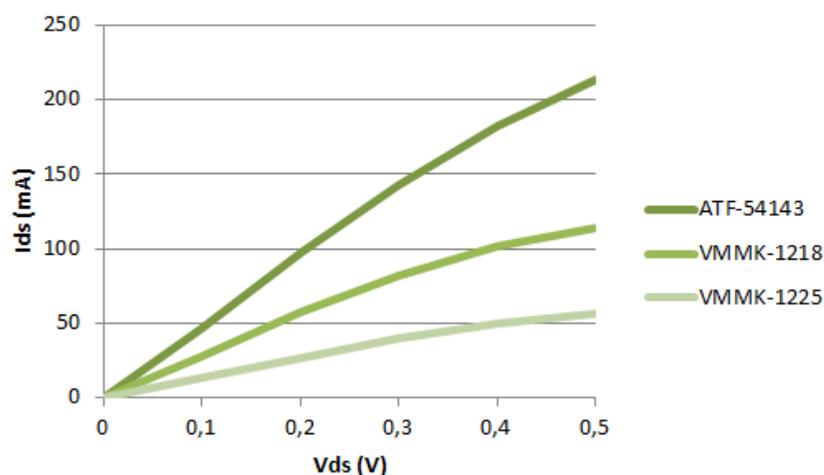


Figura 4.3. Curva I-V VMMK-1225 [11]

Las curvas I/V permiten adquirir valiosa información de cara a lograr un comportamiento óptimo del inversor y del rectificador clase E. La resistencia de conducción R_{on} se obtiene a partir de la pendiente de la característica I/V correspondiente a un valor alto de tensión de puerta ($V_{GS} = 1$ V).


 Figura 4.4. Curvas I-V de los transistores para $V_{GS}=1$ V

A partir de las curvas I/V obtenidas, mostradas en la Fig. 4.4, se calculan los valores de $R_{on \text{ ATF-54143}} = 2.2 \Omega$, $R_{on \text{ VMMK-1218}} = 3.6 \Omega$ y $R_{on \text{ VMMK-1225}} = 7.4 \Omega$.

Una vez presentados los modelos de los dispositivos, se prosiguió el análisis midiendo los parámetros S de cada dispositivo mediante el analizador de redes del laboratorio. Para cada transistor se hizo un barrido con $V_{GS} = 0$ V y $V_{DS} = 3$ V, y otro a $V_{GS} = 1$ V y $V_{DS} = 0$ V.

A continuación, se adjuntan las capturas del programa con los parámetros obtenidos para cada dispositivo representado para un rango de frecuencia desde los 500 MHz hasta los 7.5 GHz.

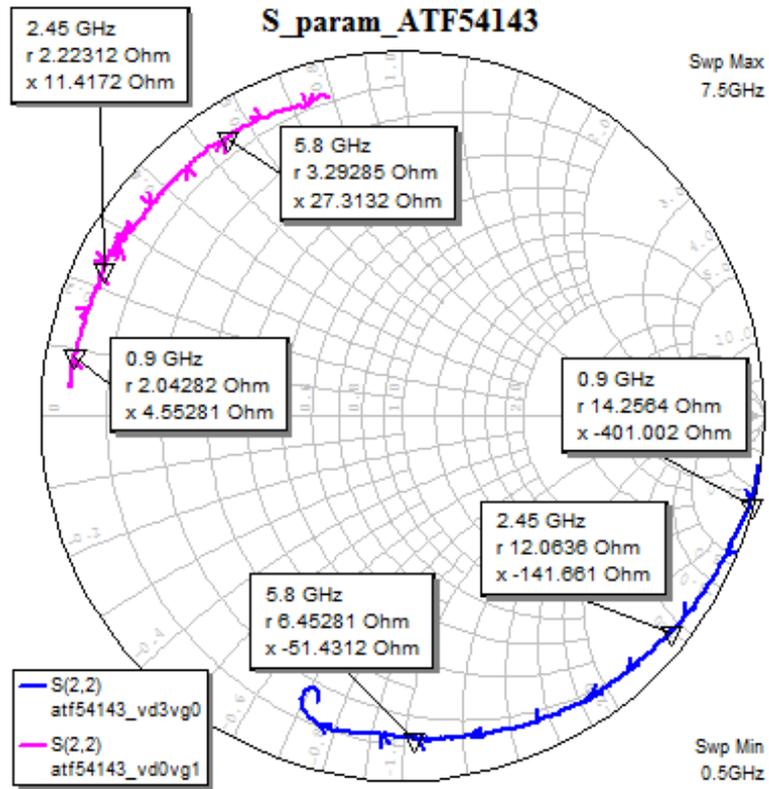


Figura 4.5. Representación parámetro S (2,2) para el transistor ATF-54143

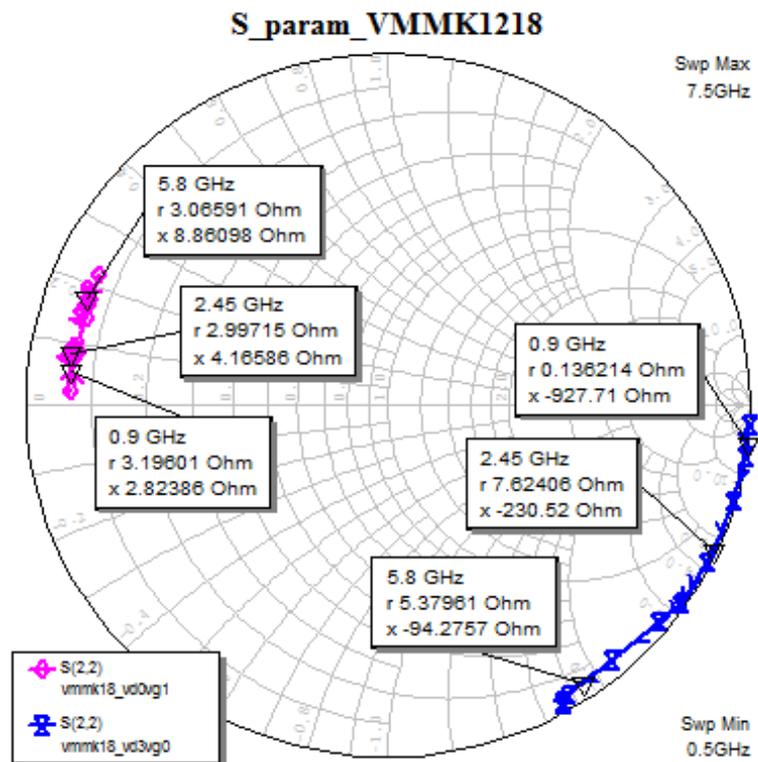


Figura 4.6. Representación parámetro S (2,2) para el transistor VMMK-1218

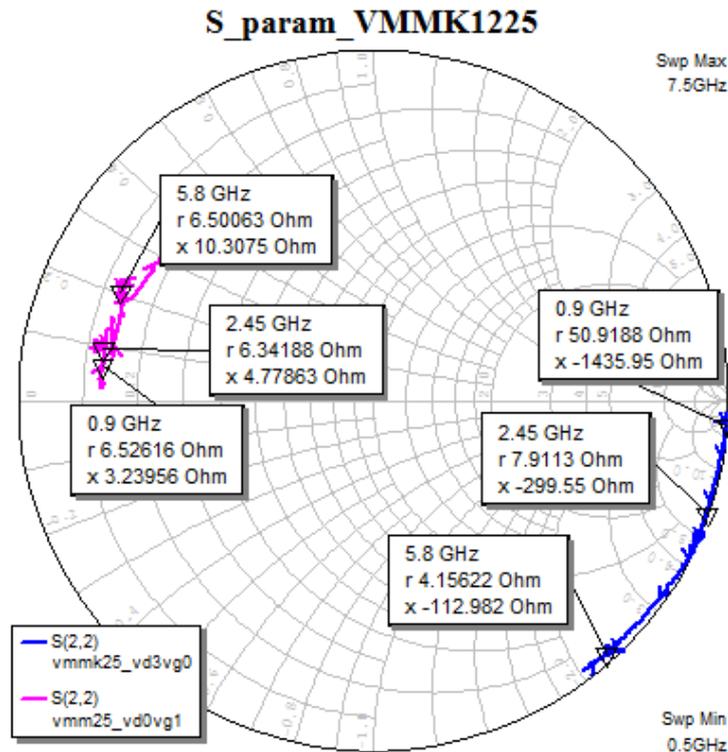


Figura 4.7. Representación parámetro S (2,2) para el transistor VMMK-1225

El siguiente paso una vez medidos los parámetros S, es el cálculo de los parámetros del transistor para cada frecuencia mediante el programa AWR Microwave Office. Como podemos observar en las tablas, se ha hecho de nuevo una estimación de la resistencia de conducción R_{on} . Los resultados obtenidos son del orden a los calculados con la pendiente de la característica I/V, la cual es la que proporciona un resultado más exacto de la R_{on} .

➤ ***Transistor ATF-54143***

Freq (GHz)	C_{out} (pF)	R_{off} (Ω)	R_{on} (Ω)	Z_{opt} (real)	Z_{opt} (imag)
0.9	0.4404	11294	2.0428	73.718	84.959
2.45	0.4553	1675.6	2.2231	26.198	30.193
5.8	0.2527	416.38	3.2929	9.5915	11.054

Figura 4.8. Resultados obtenidos en el AWR para el ATF-54143

➤ **Transistor VMMK-1218**

Freq (GHz)	C _{out} (pF)	R _{off} (Ω)	R _{on} (Ω)	Z _{opt} (real)	Z _{opt} (imag)
0.9	0.1906	6,3183.10 ⁶	3.196	170.33	196.32
2.45	0.2815	6977.6	2.9971	42.37	48.831
5.8	0.2901	1657.5	3.0659	17.366	20.014

Figura 4.9. Resultados obtenidos en el AWR para el VMMK-1218

➤ **Transistor VMMK-1225**

Freq (GHz)	C _{out} (pF)	R _{off} (Ω)	R _{on} (Ω)	Z _{opt} (real)	Z _{opt} (imag)
0.9	0.123	40546	6.5262	263.97	304.23
2.45	0.2167	11350	6.3419	55.036	63.429
5.8	0.2425	3075.4	6.5006	22.772	23.939

Figura 4.10. Resultados obtenidos en el AWR para el VMMK-1225

Una vez medidos, estimamos su comportamiento mediante un análisis Load Pull que nos proporciona una idea de eficiencia y potencia máxima del dispositivo trabajando a las distintas frecuencias.

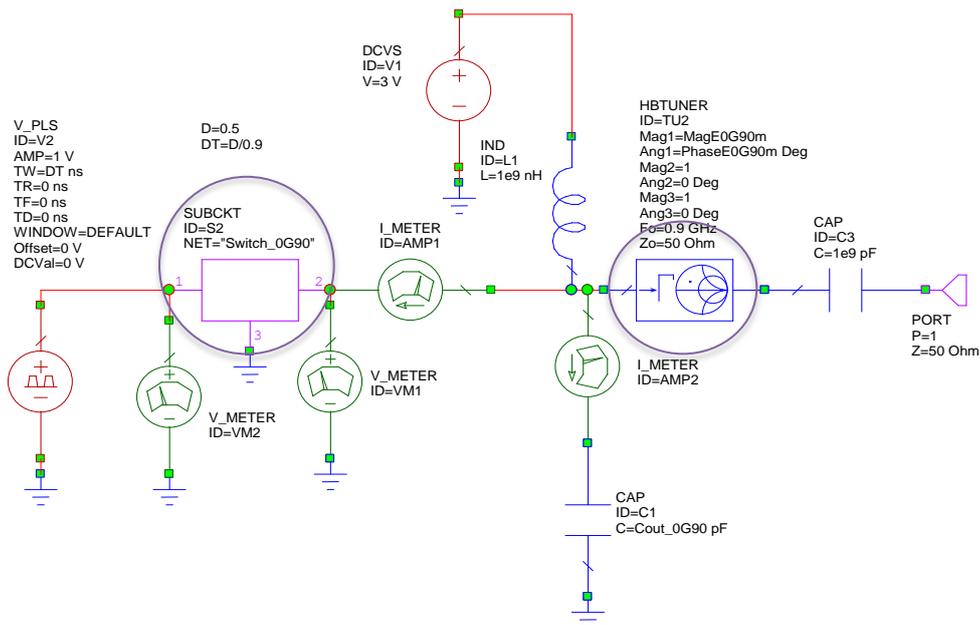


Figura 4.11. Circuito implementado en AWR para el ajuste de la eficiencia

En el circuito de la figura 4.11 modificaremos los elementos marcados ajustando sus parámetros para que trabajen a la frecuencia de interés en cada caso y además, que su eficiencia sea máxima para esos valores de ajuste. Una vez diseñado, se procede a hacer el análisis de eficiencia obteniendo los siguientes resultados:

➤ Transistor ATF-54143

Frecuencia (GHz)	0.9	2.45	5.8
Potencia máxima (mW)	26.554	26.807	26.893
Eficiencia máxima (%)	93.228	83.623	69.617

Figura 4.12. Resultados obtenidos en el análisis load pull del AWR para el ATF-54143

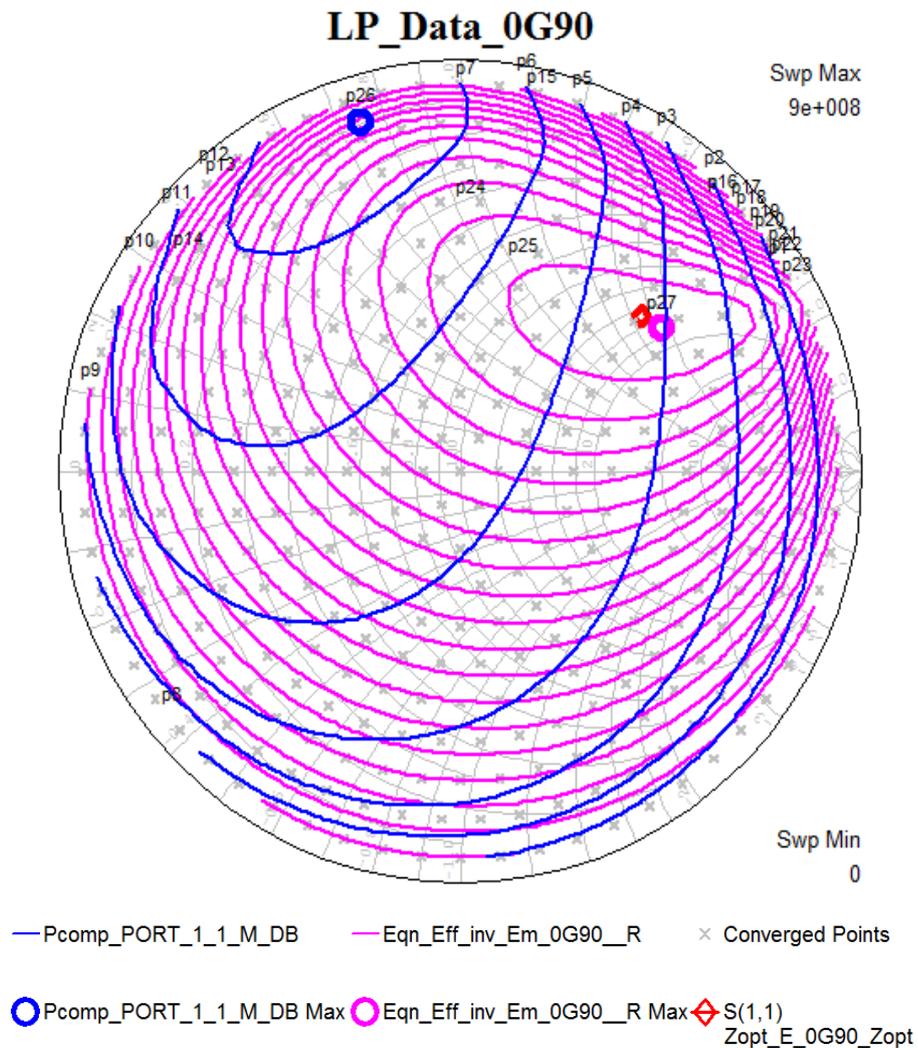


Figura 4.13. Figura del análisis load pull del AWR para el ATF-54143 para 0.9 GHz

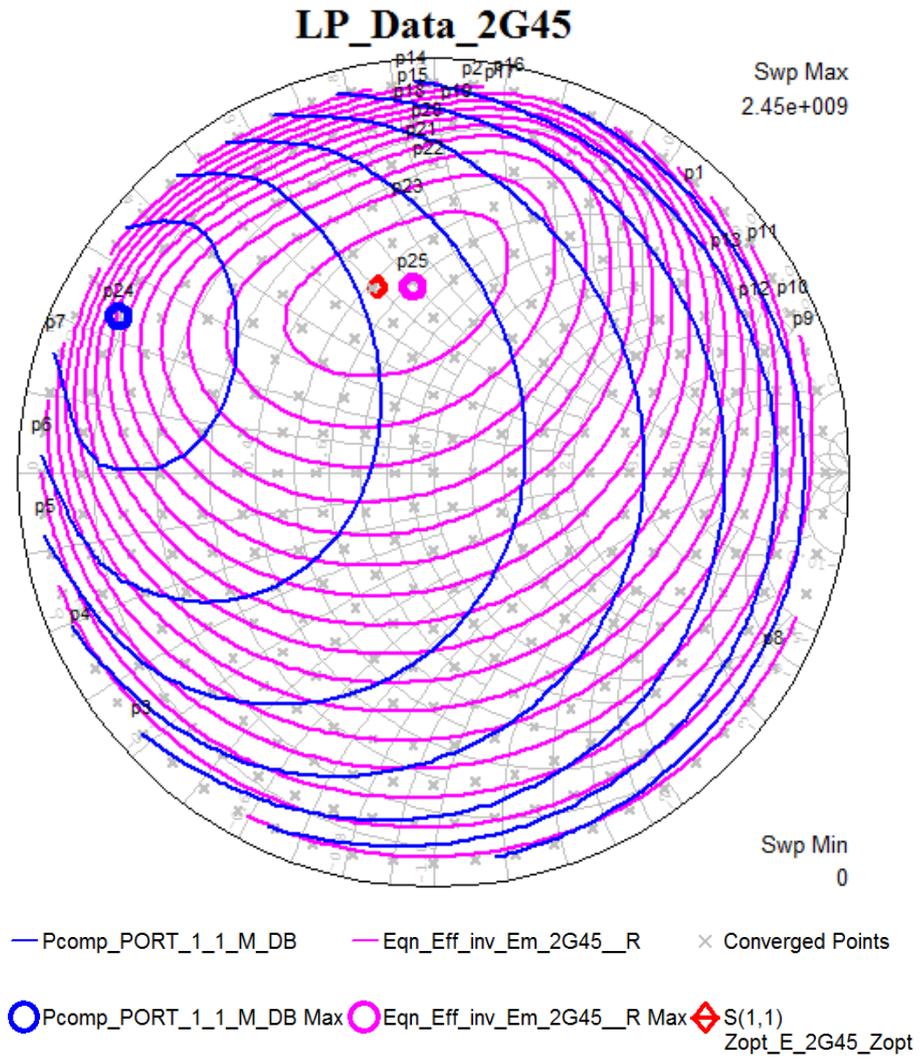


Figura 4.14. Figura del análisis load pull del AWR para el ATF-54143 para 2.45 GHz

➤ Transistor VMMK-1218

Frecuencia (GHz)	0.9	2.45	5.8
Potencia máxima (mW)	24.703	24.698	24.676
Eficiencia máxima (%)	99.438	88.168	76.792

Figura 4.13. Resultados obtenidos en el análisis load pull del AWR para el VMMK-1218

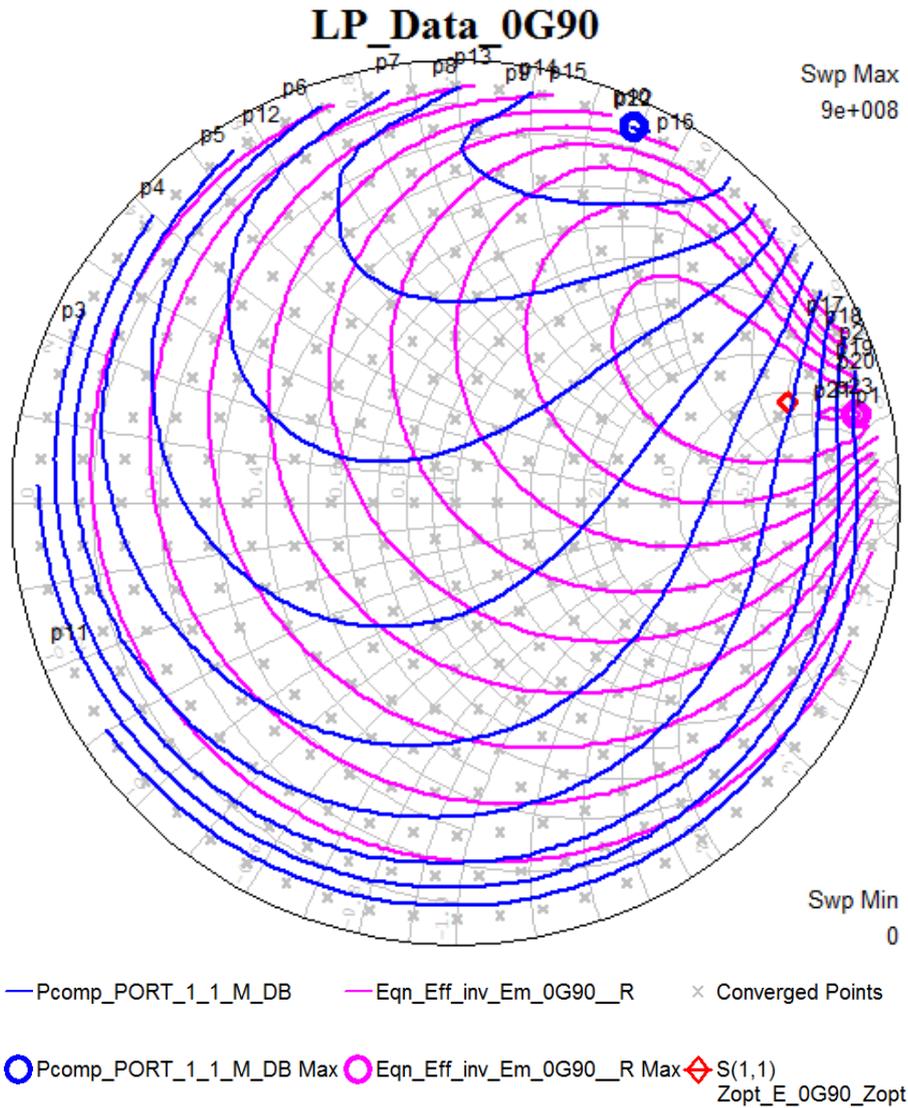


Figura 4.14. Figura del análisis load pull del AWR para el VMMK-1218 para 0.9 GHz

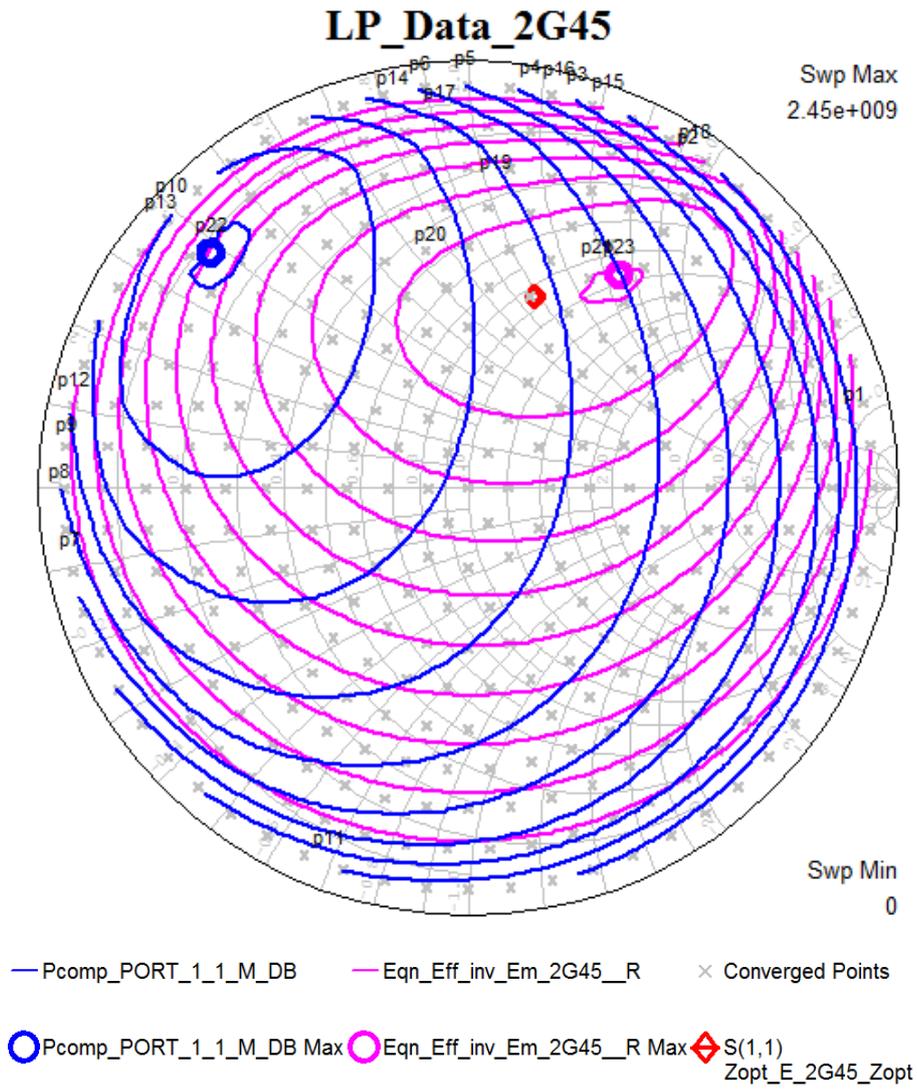


Figura 4.15. Figura del análisis load pull del AWR para el VMMK-1218 para 2.45 GHz

➤ Transistor VMMK-1225

Frecuencia (GHz)	0.9	2.45	5.8
Potencia máxima (mW)	21.23	21.557	21.499
Eficiencia máxima (%)	93.376	85.267	64.225

Figura 4.16. Resultados obtenidos en el análisis load pull del AWR para el VMMK-1225

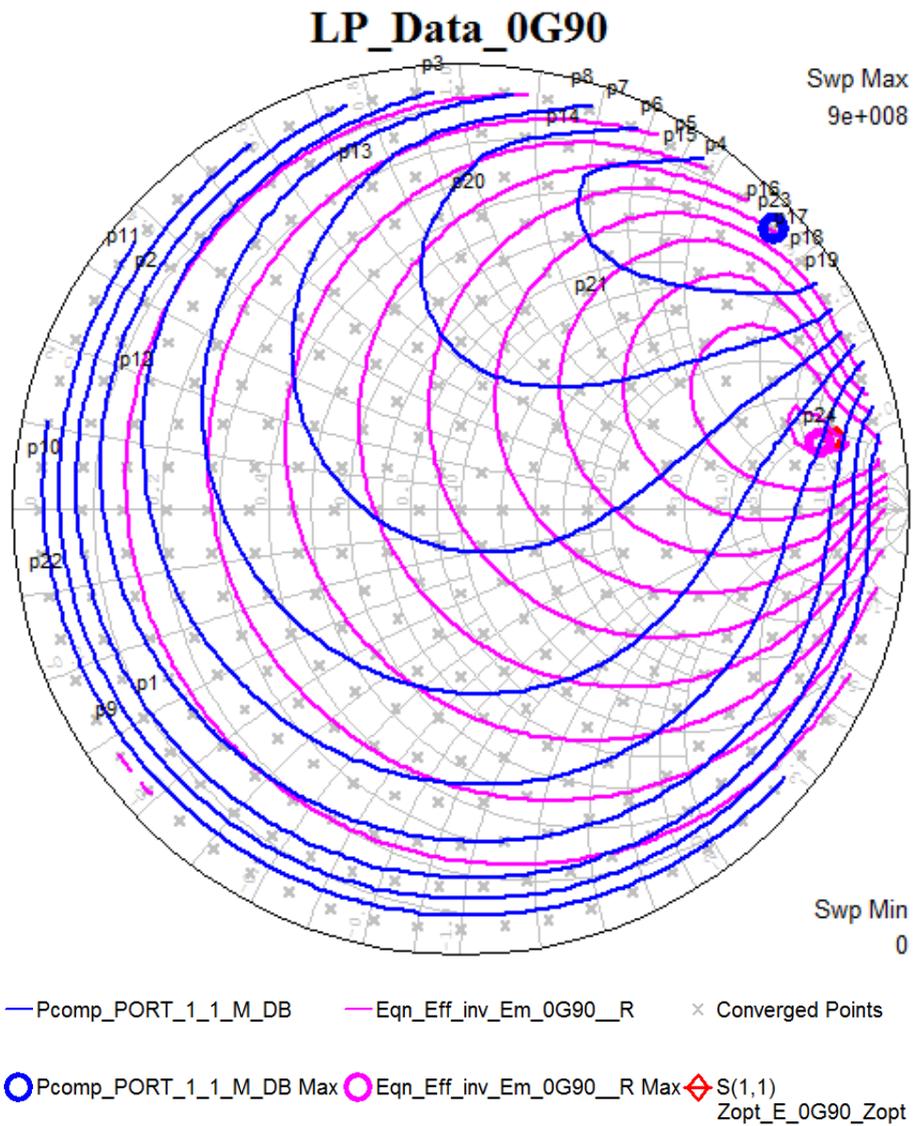


Figura 4.17. Figura del análisis load pull del AWR para el VMMK-1225 para 0.9 GHz

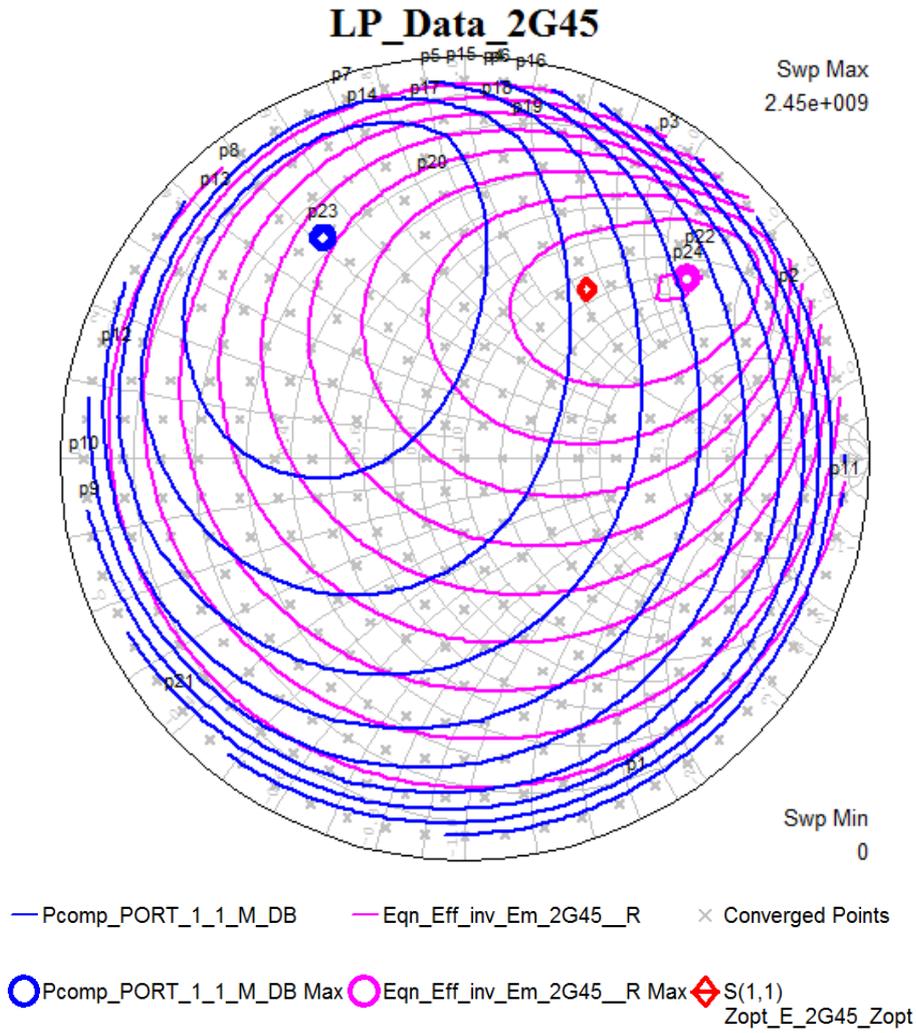


Figura 4.18. Figura del análisis load pull del AWR para el VMMK-1225 para 2.45 GHz

A la vista de los resultados obtenidos, se decidió utilizar el VMMK-1218 para el diseño de los rectificadores en las frecuencias de 0.9 GHz y 2.45 GHz. Era el dispositivo que mejores resultados de eficiencia nos proporcionaba y además, al ser un dispositivo relativamente nuevo, aún no se había realizado ningún proyecto con él.

4.2. Diseño del Inversor Clase E

Siguiendo el principio de dualidad referido en el capítulo anterior, se ha diseñado un amplificador clase E basado en el dispositivo E-pHEMT previamente caracterizado.

Para realizar el ajuste de las redes de adaptación del amplificador/rectificador podemos usar los modelos de los componentes que nos proporcionan herramientas de simulación de circuitos, como es el caso de AWR Microwave Office. Es importante resaltar, que estos modelos proporcionados, en la mayoría de los casos no muestran un comportamiento lo suficientemente cercano a la realidad, por este motivo, se decide realizar el ajuste de las redes de adaptación directamente en el laboratorio mediante el uso del analizador de redes y con los distintos elementos discretos que se disponen.

4.2.1. Layout del circuito rectificador

Inicialmente se dibuja el layout del circuito en AutoCAD teniendo en cuenta los siguientes aspectos:

- El tamaño o huella de los componentes y su posición final.
- Tamaño limitado por las bases de aluminio existentes, que permiten una correcta fijación de la placa y los conectores, así como un mejor contacto a masa del circuito.
- Diseño flexible para la implementación. Aunque las redes de ajuste son diferentes para las dos frecuencias, se diseñó una única placa que pudiese ser adaptada para ambos diseños.
- Se incluye una vía de realimentación para el caso en el que fuese necesario utilizarlo para desviar una muestra de la señal de entrada de RF del rectificador al terminal de puerta.

Para la implementación del circuito se dibujaron dos placas, una de ellas auxiliar para realizar el ajuste de las redes de adaptación con los distintos elementos discretos y otra, para soldar el diseño final amplificador/rectificador.

La placa auxiliar de ajuste de las redes de adaptación se realizó debido a que los dispositivos son delicados en su manejo, y podía afectarles a su funcionamiento la modificación de componentes cercanos a él.

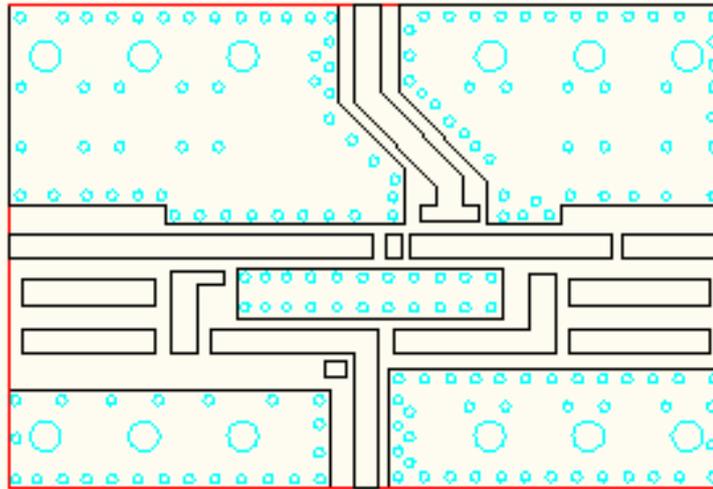


Figura 4.19. Layout del circuito para el ajuste de la red de adaptación

La otra placa preparada fue para soldar el diseño final del amplificador/rectificador con todos los elementos del circuito, incluido el transistor. Además, es importante resaltar que se utilizó un único diseño para los dos amplificadores/rectificadores a pesar de que ambos diseños son diferentes en cuanto el número de componentes y posición en la placa.

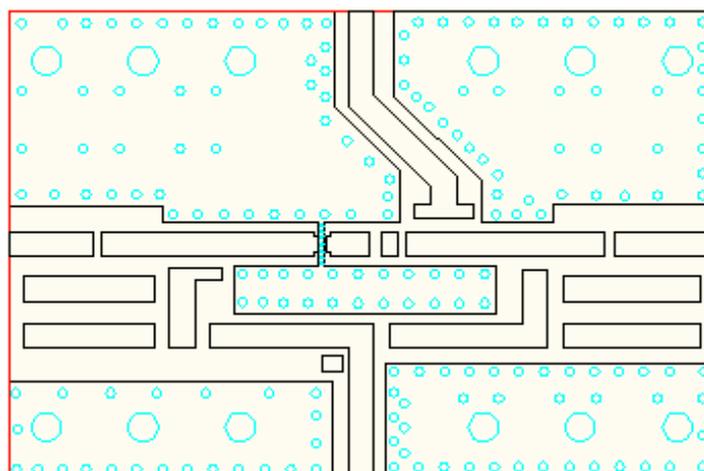


Figura 4.20. Layout del circuito para el circuito amplificador/rectificador

4.2.2. Ajuste de la red de salida y vía de polarización

Una vez fabricadas las placas, procedimos con el ajuste de las redes de adaptación con la placa auxiliar como se ha explicado anteriormente. Para ello, medimos los parámetros [S] correspondientes a la red de salida que verá el terminal drenador del transistor.

El funcionamiento ideal en este tipo de redes es que los condensadores se comporten como circuitos abiertos y las bobinas como cortocircuitos en corriente continua, y a la inversa en RF. Pero esto nunca ocurre porque los componentes no son ideales, por lo tanto, se ha de escoger el valor de bobina y de condensador más elevados para que se acerquen lo más posible a ese comportamiento ideal que se desea, sin escoger un valor demasiado grande ya que su resonancia podría deteriorar el rendimiento del circuito.

A continuación se especifica el cálculo teórico de $Z_{opt}(\omega)$ mediante la ec.3.45 del capítulo anterior, donde podemos comprobar que corresponde con los resultados del AWR esperados.

- Para la frecuencia de 0.9 GHz con los valores obtenidos de $C_{out}=0.19$ pF y $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot fs$ vistos anteriormente, la $Z_{opt}(\omega)$ a adaptar es la siguiente:

$$Z_{opt}(\omega) = \frac{0.1836 + j \cdot 0.2116}{\omega_s \cdot C_{out}} = 170.33 + j \cdot 196.32 \Omega$$

- Para la frecuencia de 2.45 GHz con los valores obtenidos de $C_{out}=0.28$ pF y $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot fs$ vistos anteriormente, la $Z_{opt}(\omega)$ a adaptar es la siguiente:

$$Z_{opt}(\omega) = \frac{0.1836 + j \cdot 0.2116}{\omega_s \cdot C_{out}} = 42.37 + j \cdot 48.831 \Omega$$

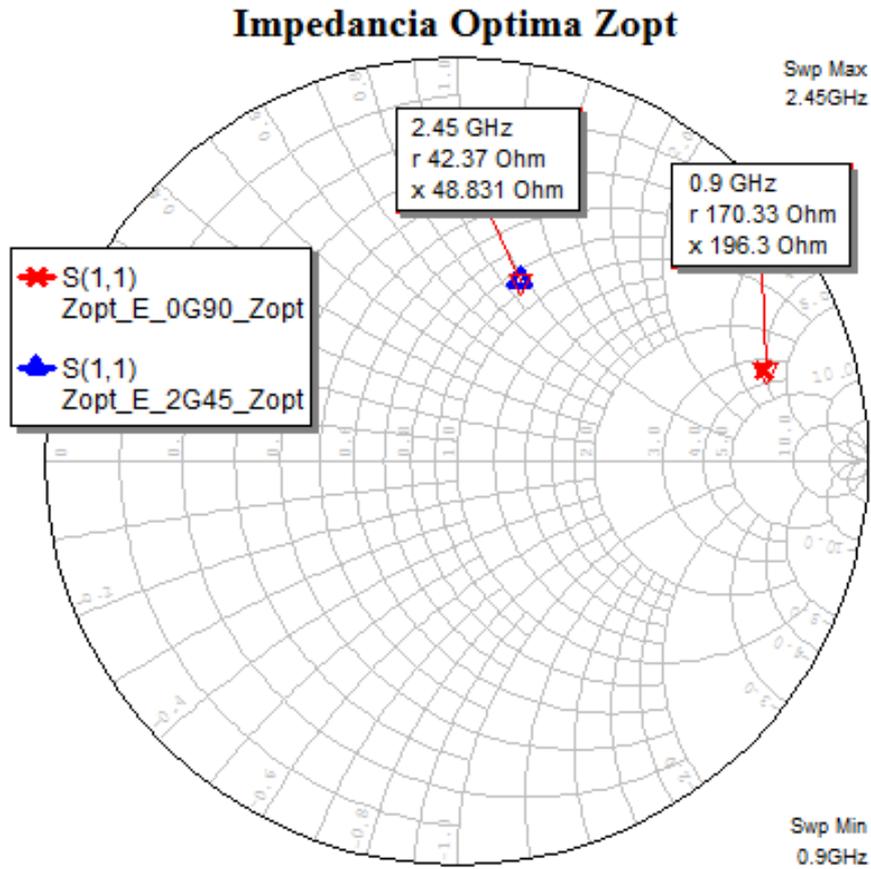


Figura 4.21. Impedancias óptimas $Z_{opt}(\omega)$

Para diseñar la red que termina las componentes del segundo y tercer armónico, se comienza ajustando la resonancia para que resuene entre el segundo y tercer armónico. Una vez hecho, el siguiente paso será diseñar una red armónica que permite ajustar el fundamental con la impedancia deseada $Z_{opt}(\omega)$.

Los diseños de red que finalmente mejor se ajustan a nuestras características se muestran en las dos siguientes figuras. Para ambos diseños, se utilizan los condensadores de la serie 100A de ATC y las bobinas son Coilcraft correspondientes a la serie *Square Air Core Inductors* con los valores indicados en ambos esquemáticos.

Deberemos tener en cuenta, que en el diseño de un amplificador de RF no sólo se trabaja con señal de RF, sino también con la señal DC que alimenta al circuito. Por tanto, la señal de continua no puede pasar por el circuito de RF, ya que podría afectar otros circuitos que estén conectados al dispositivo bajo medida, y viceversa, la señal de RF no debe llegar a la parte de continua, ya

que ésta se podría propagar por los cables de alimentación que, debido a su longitud, actuarían como antenas y estarían radiando, afectando a cualquier equipo de RF cercano. Es por este motivo, que también deberemos incluir en el diseño condensadores de desacoplo para proteger a los equipos de que entre señal de DC y dejando pasar la RF, y además para la red de polarización de baja frecuencia tres condensadores cerámicos de 1 nF, 10 nF y 100 nF.

➤ Para la frecuencia de 0.9 GHz

Como podemos ver en el diseño, para poder ajustar lo máximo posible el fundamental a la impedancia óptima obtenida se eligió una bobina de 25 nH y un condensador en paralelo de 0.1 pF. Además, como no se disponía en el laboratorio una bobina que resonara a la frecuencia de 0.9 GHz, se implementó un circuito resonante compuesto por el paralelo de la bobina de 11 nH y condensador C 2.7 pF para conseguirlo.

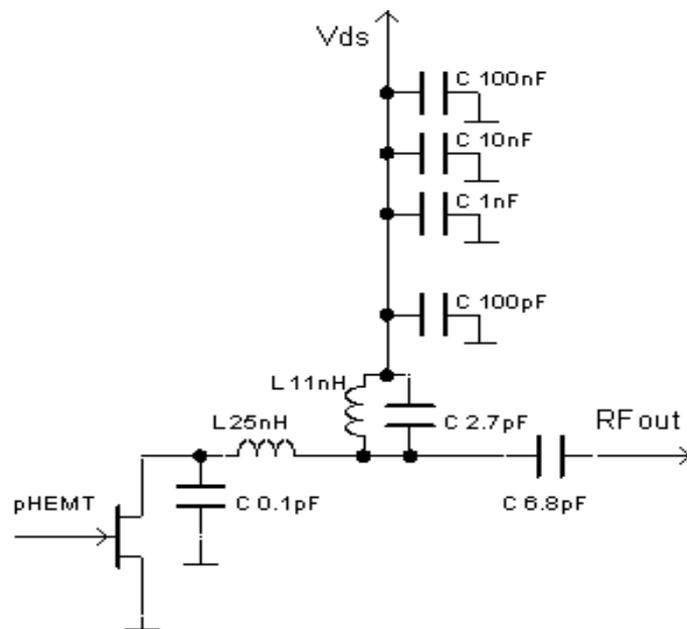


Figura 4.22. Esquemático de la red de salida para 0.9 GHz

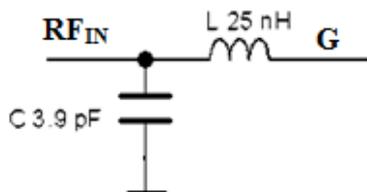


Figura 4.24. Esquemático de la red de entrada para 0.9 GHz

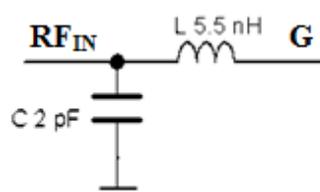


Figura 4.25 Esquemático de la red de entrada para 2.45 GHz

Finalmente, y antes de comenzar con el análisis de resultados como amplificador/ rectificador, se adjuntan las siguientes fotografías de los dos diseños implementados.

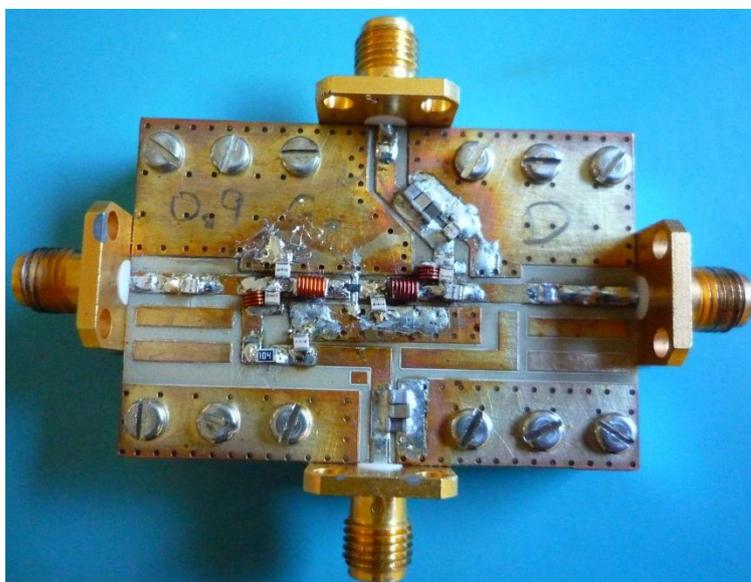


Figura 4.26. Implementación final del amplificador/ rectificador a 0.9 GHz

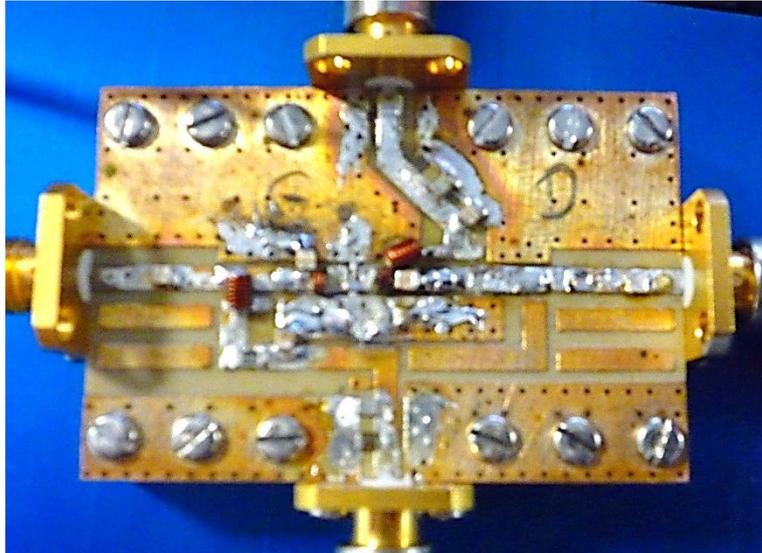


Figura 4.27. Implementación final del amplificador/ rectificador a 2.45 GHz

4.2.4. Resultados como Amplificador Clase E

Para poder aprovechar el Principio de Dualidad descrito el capítulo 3 apartado 3.2, es necesario realizar medidas en el amplificador Clase E diseñado en ambas frecuencias.

Para el amplificador de 0.9 GHz, polarizamos el transistor con $V_{GS} = 0$ V y $V_{DS} = 3$ V y con una potencia de entrada $P_{RF_{in}} = 7.60$ dBm, se ha conseguido medir una eficiencia global del **84.66%**, con una potencia de 18.54 mW a la salida. Se estimó además el valor de la resistencia vista desde la fuente de DC, **$R_{DC} = 380.6 \Omega$** .

Para el amplificador de 2.45 GHz, volvemos a polarizar el transistor con $V_{GS} = 0$ V y $V_{DS} = 3$ V y con una potencia de entrada $P_{RF_{in}} = 8.60$ dBm, se ha conseguido medir una eficiencia global del **76.42%**, con una potencia de 31.54 mW a la salida. Se estimó además el valor de la resistencia vista desde la fuente de DC, **$R_{DC} = 192.8 \Omega$** .

4.3. Diseño del Rectificador Clase E

Una vez realizados los diseños y comprobado sus funcionamientos como amplificadores, se procede a montar los sistemas de medida en el laboratorio para la caracterización y medida de ambos diseños como rectificadores síncronos.

Inicialmente, se ha evaluado el comportamiento del rectificador mediante medidas de tipo estático (excitado por una onda continua a la frecuencia de trabajo). Las pruebas para comprobar el funcionamiento se realizaron aprovechando la capacidad intrínseca puerta a drenador del transistor C_{gd} , sin hacer uso de la vía de realimentación que se había preparado en la placa del circuito. De ésta manera, el dispositivo hace que la señal de entrada de RF se aplique al terminal de drenador, y obtener ahí la tensión de continua sobre una resistencia de carga en DC a través de la vía de polarización.

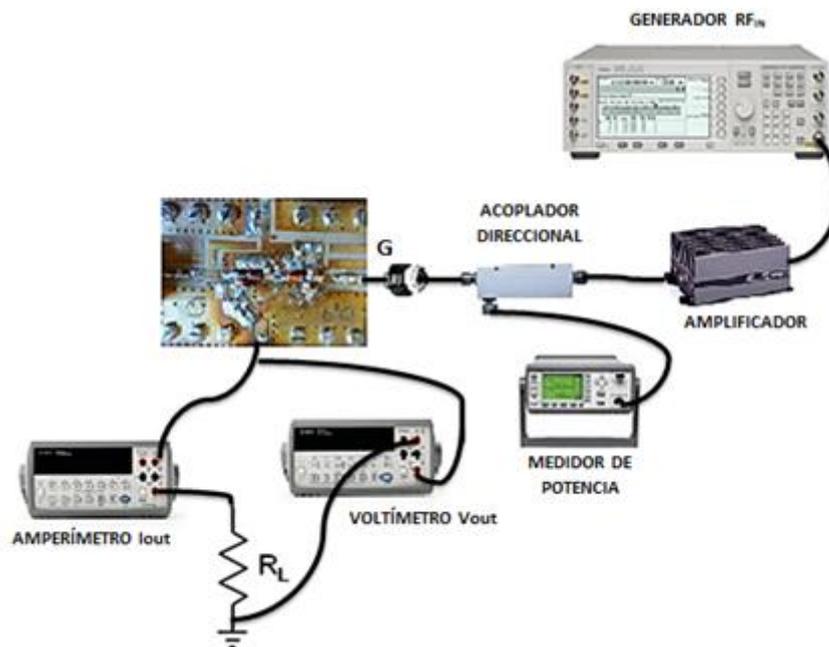


Figura 4.28. Esquema implementado en el laboratorio para medida como rectificador

El esquema de implementación que se llevó a cabo en el laboratorio que podemos ver en la figura 4.28, se compone de un generador vectorial de señal (*Agilent ESG E4438C*) que introduce la señal de excitación en el sistema, seguido por un amplificador, que actuará además como sistema de protección para el generador, un acoplador direccional, cuya rama acoplada está conectada al sensor de un medidor de potencia (*Agilent E4418B EPM Series Power Meter*), que nos permite calcular cuál es la potencia de entrada

en el amplificador de RF en todo momento, teniendo en cuenta los atenuadores existentes y la atenuación en las ramas directa y acoplada. Para medir la tensión de salida V_{out} disponemos de dos multímetros que hará las veces de voltímetro y amperímetro, respectivamente. Aunque los rectificadores trabajen a distintas frecuencias, el esquema en ambos casos es el mismo con la salvedad que el acoplador direccional y el amplificador son distintos, ya que se escogieron en el laboratorio los que mejor se adaptaban a las características de cada uno. Finalmente, la resistencia R_L es la resistencia de carga en DC que se calculó en el apartado anterior, 380.6Ω para el caso de los 0.9 GHz y 192.8Ω para 2.45 GHz.

Para evaluar el comportamiento de los rectificadores se han realizado distintos barridos de eficiencia y tensión de salida para distintas potencias de entrada, los cuales mostraremos a continuación sus resultados.

4.3.1. Estudio con V_{GS} óptima

En primer lugar, se hace un barrido para encontrar el punto en el que se consigue que la tensión V_{GS} se iguale a la tensión de salida $V_{GS} = V_{OUT}$, teniendo en cuenta que la tensión de salida V_{OUT} será la tensión rectificada por el diseño.

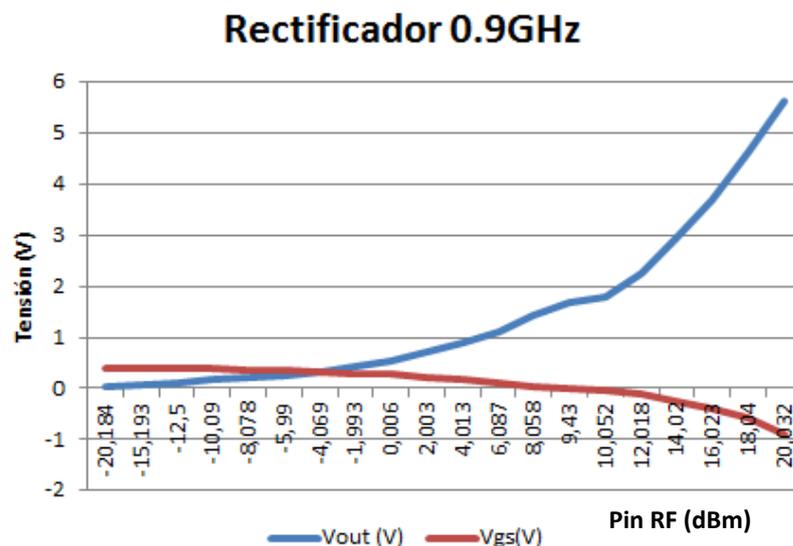


Figura 4.29. Representación de la tensión rectificada para 0.9 GHz

A la vista de la figura 4.29, podemos ver que para una potencia de entrada de -4.069 dBm se consigue que se igualen ambas tensiones $V_{GS} = V_{OUT} = 0.33V$

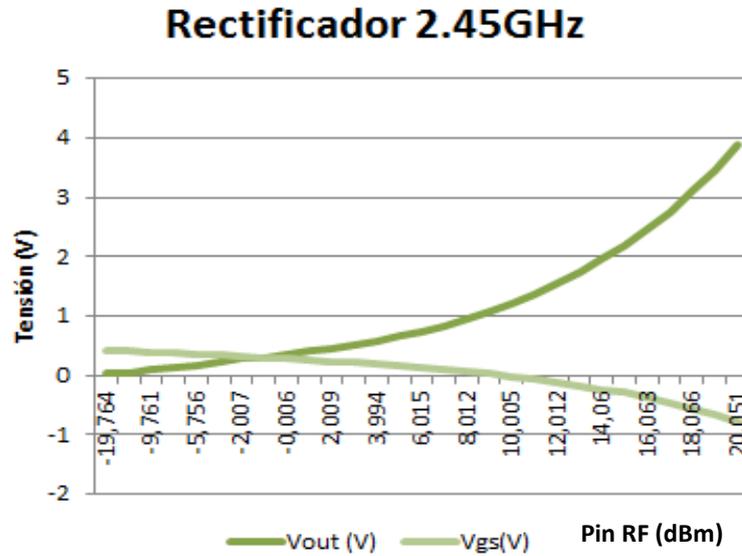


Figura 4.30. Representación de la tensión rectificada para 2.45 GHz

En la figura 4.30, tenemos la misma representación que en el caso anterior pero para el rectificador que trabaja a 2.45 GHz. En este caso se consigue $V_{GS} = V_{OUT} = 0.3 V$ para una potencia -1,225 dBm. Posteriormente, utilizaremos los valores de potencia de entrada obtenidos como referencia para analizar el resto de características del rectificador.

Además de encontrar el valor de V_{GS} óptimo, se realizó un barrido para comprobar los valores de eficiencia que alcanzamos para un amplio rango de valores de potencia de entrada. Es importante aclarar, que a partir de ahora cada vez que nos refiramos con el término eficiencia del rectificador seguiremos la siguiente expresión para su cálculo:

$$Eficiencia = \frac{P_{out} (mW)}{P_{in} (mW)} \cdot 100$$

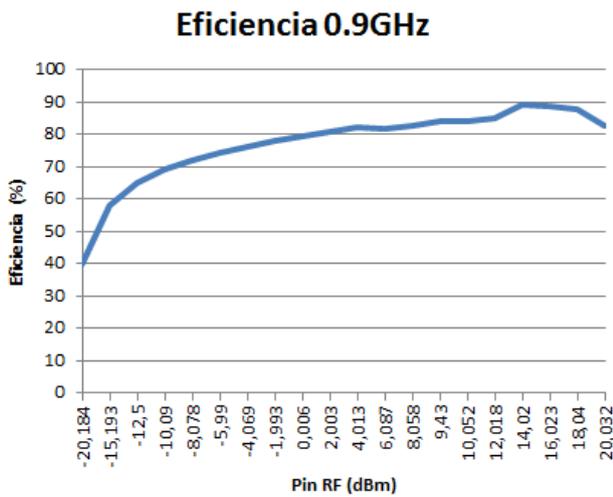


Figura 4.31. Eficiencia a 0.9 GHz para un amplio rango de Pin RF

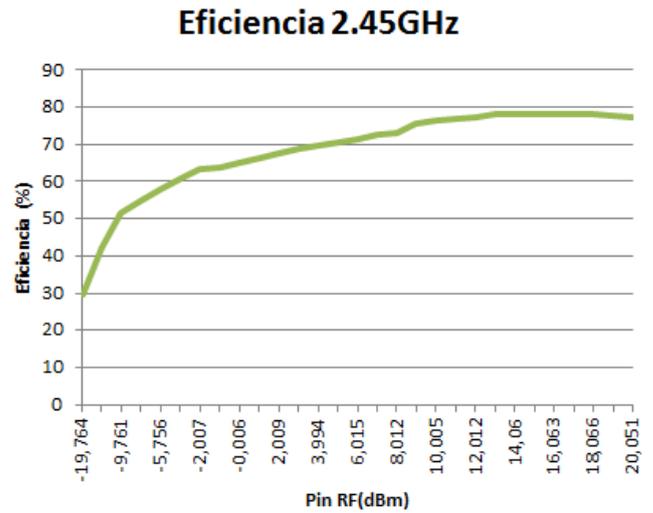


Figura 4.32. Eficiencia a 2.45 GHz para un amplio rango de Pin RF

Comparando ambas figuras se puede observar que ambos diseños son más eficientes a potencias de entrada mayores, pudiendo observar que en el caso del rectificador a 0.9 GHz alcanza 89.18 % de eficiencia para 14.02 dBm de potencia de entrada. En el caso del rectificador a 2.45 GHz, la eficiencia para un mismo transistor, depende del producto $\omega \cdot C_{OUT} \cdot R_{ON}$, luego como cabe esperar la eficiencia es menor cuanto mayor es la frecuencia. Sin embargo, también obtenemos valores de eficiencia altos, alcanzando 78.27% de eficiencia para 16.063 dBm.

4.3.2. Estudio sin fuente V_{GS}

El siguiente paso en el estudio de los diseños fue hacer un barrido para distintas potencias de entrada sin tener una fuente V_{GS} . En esta ocasión, lo que se hizo fue derivar la tensión de salida V_{OUT} rectificada a V_{GS} y además se incluyó la resistencia de polarización en puerta.

Diseño a 0.9 GHz con R= 100 kΩ

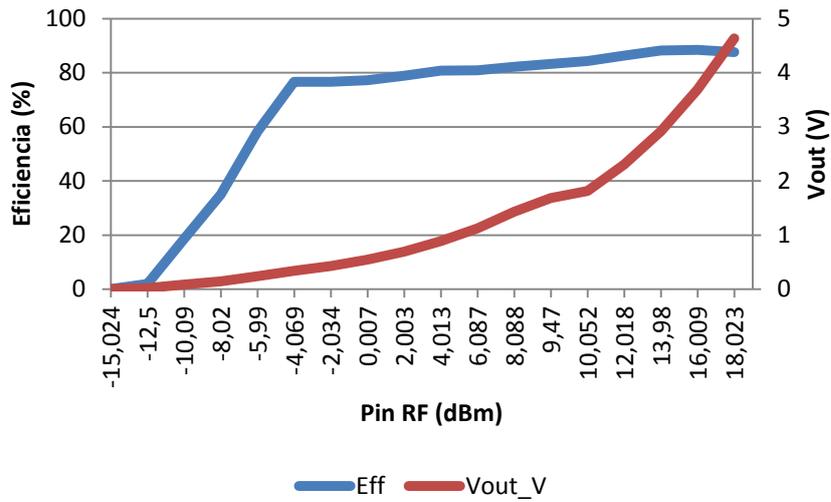


Figura 4.33. Eficiencia a 0.9 GHz

Pin RF 0.9GHz	Pin (mW)	Pout (mW)	Eficiencia	Vout (V)	Iout (mA)
-10,09 dBm	0,0979	0,0182	18,58%	0,0838	0,2172
-5,99 dBm	0,2517	0,1467	58,27%	0,2379	0,6167
0,007 dBm	1,0016	0,7736	77,23%	0,5463	1,416
4,013 dBm	2,5194	2,0339	80,73%	0,8859	2,2958
10,052 dBm	10,1204	8,5294	84,27%	1,8142	4,7015
16,009 dBm	39,8933	35,2874	88,45%	3,69	9,563
19,987 dBm	99,7011	81,4904	81,73%	5,6065	14,535

La eficiencia del rectificador a 0.9 GHz, teniendo en cuenta que la resistencia en carga DC en este caso es de 380.6 Ω, y que la resistencia de la vía de polarización de puerta tiene un valor de 100 kΩ, es de **88.45%** para una potencia de entrada de 16.009 dBm.

A la vista de la tabla con algunos de los valores obtenidos, podemos observar que para potencias muy bajas la eficiencia no es nada buena. Esto es debido a que la tensión rectificadora es tan pequeña que el transistor espera a $V_{gs} \approx 0$ V. Sin embargo a partir de los -6 dBm la eficiencia ya supera el 50%.

Tenemos que tener en cuenta que el diseño formará parte de un sistema para la captación y recuperación de energía en el ambiente, por lo que nos interesa que sea eficiente a potencias de entrada bajas ya que la probabilidad de encontrar potencias más altas en el ambiente es más difícil y limitaría las aplicaciones del sistema.

El mismo estudio se ha realizado para el rectificador a 2.45 GHz, recordamos que en este caso la resistencia de carga DC es de 192.8Ω y la resistencia de la vía de polarización de puerta tiene un valor de $27 \text{ k}\Omega$.

Diseño a 2.45 GHz con $R= 27\text{k}\Omega$

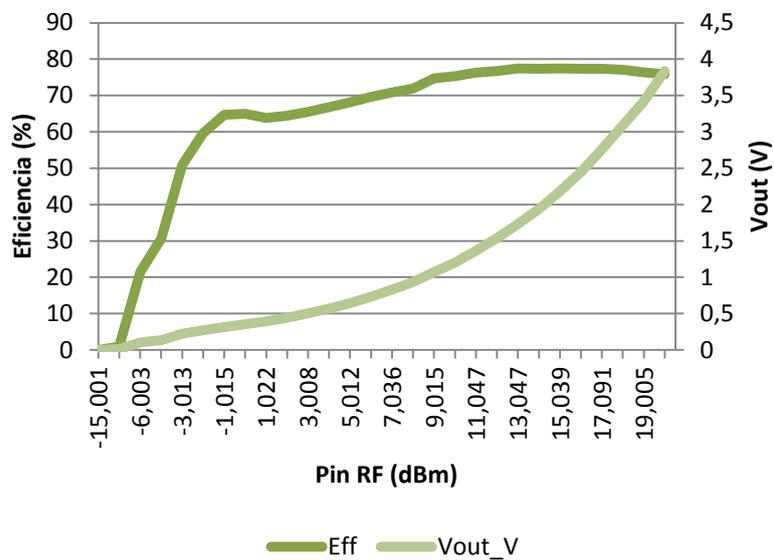


Figura 4.34. Eficiencia a 2.45 GHz

Pin RF 2.45GHz	Pin (mW)	Pout (mW)	Eficiencia	Vout (V)	Iout (mA)
-5,005 dBm	0,3158	0,0967	30,62%	0,1362	0,7097
-3,013 dBm	0,4996	0,2538	50,80%	0,2208	1,1495
0,045 dBm	1,0104	0,6561	64,93%	0,3550	1,8481
5,012 dBm	3,1710	2,1605	68,13%	0,6443	3,3533
10 dBm	10	7,5374	75,37%	1,203	6,2635
13,047dBm	20,1697	15,6236	77,46%	1,7327	9,0169
20,042 dBm	100,9717	76,6193	75,88%	3,837	19,967

Como ocurría en el caso anterior, para potencias muy bajas la eficiencia también es muy baja superando la barrera del 50% de eficiencia a partir de los -3 dBm de potencia. La eficiencia máxima con la resistencia de carga en DC de 192.8Ω y $27 \text{ k}\Omega$ en la vía de polarización es de **77,46%** para una potencia de entrada de 13,047 dBm. Como ha ocurrido hasta ahora, los valores obtenidos son algo inferiores a los del rectificador de 0.9 GHz, sin embargo es un resultado muy bueno teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo del diseño.

4.3.3. Estudio para distintos valores R_L

El siguiente barrido que se realizó con los diseños fue el análisis de la eficiencia para distintos valores de resistencia de carga en DC. Para ello se colocó un potenciómetro en el lugar de la R_L , y se volvió a analizar para dos casos de potencia significativos.

Para el rectificador a 0.9 GHz, se realiza el barrido para una $P_{in \text{ RF}} = 16.021 \text{ dBm}$ y para una $P_{in \text{ RF}} = -4.026 \text{ dBm}$. Los valores escogidos no son valores al azar, se eligieron para el análisis por diferentes motivos ya que los 16.021 dBm corresponden al valor de potencia que hace que la eficiencia sea máxima, y los -4.026 dBm es la potencia de entrada que hace la $V_{GS} = V_{OUT}$ en el barrido de V_{GS} óptima anterior.

Como podemos ver en la representación de los resultados, el valor máximo de eficiencia se obtiene en torno al valor de resistencia DC calculada y mencionada en apartados anteriores, 380.6Ω .

Pin RF 0.9 GHz	Eficiencia máxima	Resistencia de carga DC
-4,026 dBm	76.63%	404.52 Ω
16.021 dBm	88.92%	406.83 Ω

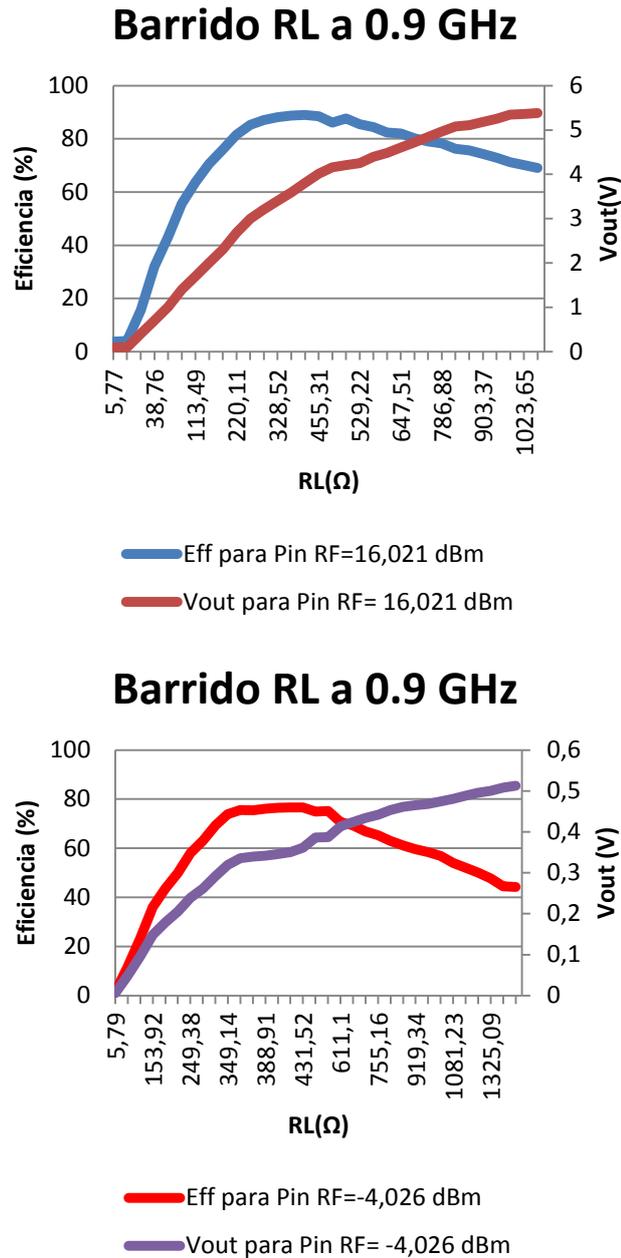


Figura 4.35. Gráficas y tabla con los resultados del barrido R_L a 0.9 GHz

Para el rectificador a 2.45 GHz, se realiza el barrido para una Pin RF= 13.023 dBm, valor de potencia que hace la eficiencia máxima, y para una Pin RF= -1.232dBm potencia de entrada que hace la $V_{GS} = V_{OUT}$.

Pin RF 2.45GHz	Eficiencia máxima	Resistencia de carga DC
-1.232 dBm	66.47%	214.99Ω
13.023 dBm	76.91%	199.95Ω

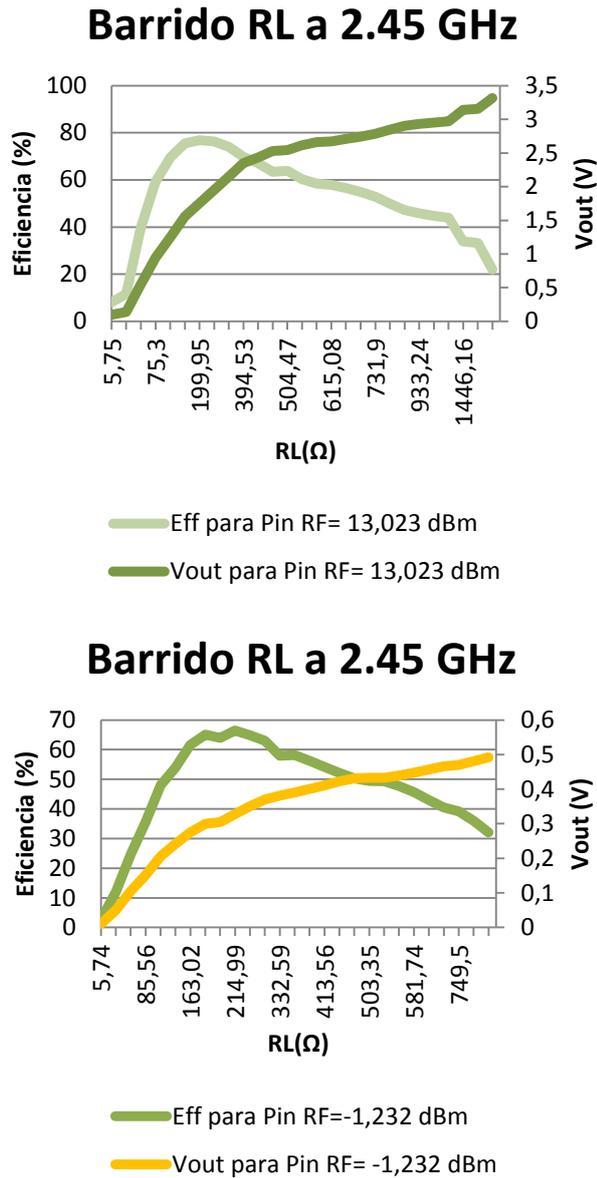


Figura 4.36. Gráficas y tabla con los resultados del barrido R_L a 2.45 GHz

Como ocurría con el caso de los 0.9 GHz, el valor máximo de eficiencia se vuelve a obtener en torno al valor de resistencia DC calculada y mencionada en apartados anteriores, 192.8Ω.

4.3.4. Estudio en frecuencia

Por último, realizamos un estudio en frecuencia de los dos diseños. El objetivo no es otro que verificar que ambos rectificadores tienen su máximo valor de eficiencia en la banda de frecuencia en la que trabajan cada uno de ellos.

Como podemos comprobar en la gráfica inferior, el valor máximo de frecuencia se obtiene en la banda de trabajo de 0.9 GHz, valor que asciende al 88% para una potencia de entrada de 16 dBm. Si observamos la gráfica, podemos ver que los valores de eficiencia son bastante altos en todo el rango de frecuencia medido, llegándonos a desviar 300 MHz por encima y debajo de los 0.9 GHz y la eficiencia no baja del 85%.

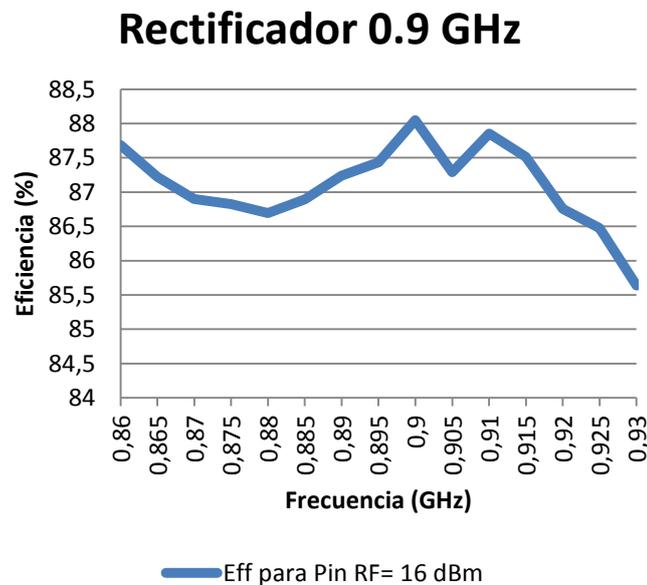


Figura 4.37. Gráfica del barrido en frecuencia para el rectificador 0.9 GHz

Igualmente realizamos con el diseño de 2.45 GHz. En esta ocasión, la potencia de entrada es de 13 dBm, y como ocurría en el caso anterior, el valor máximo de frecuencia aparece en la banda de trabajo del diseño. En este caso, y como podemos comprobar en la gráfica inferior, el valor máximo de frecuencia asciende a 76% para la frecuencia de 2.45 GHz. A diferencia del diseño anterior, los valores de eficiencia descienden de manera notable fuera

de la frecuencia del diseño, por ejemplo, si nos desviamos 300 MHz de la frecuencia, la eficiencia no supera el 50%.

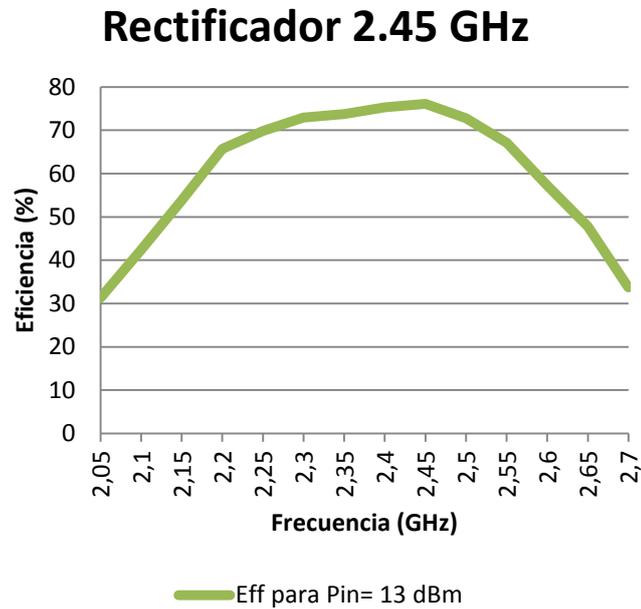


Figura 4.38. Gráfica y tabla del barrido en frecuencia para el rectificador 2.45 GHz

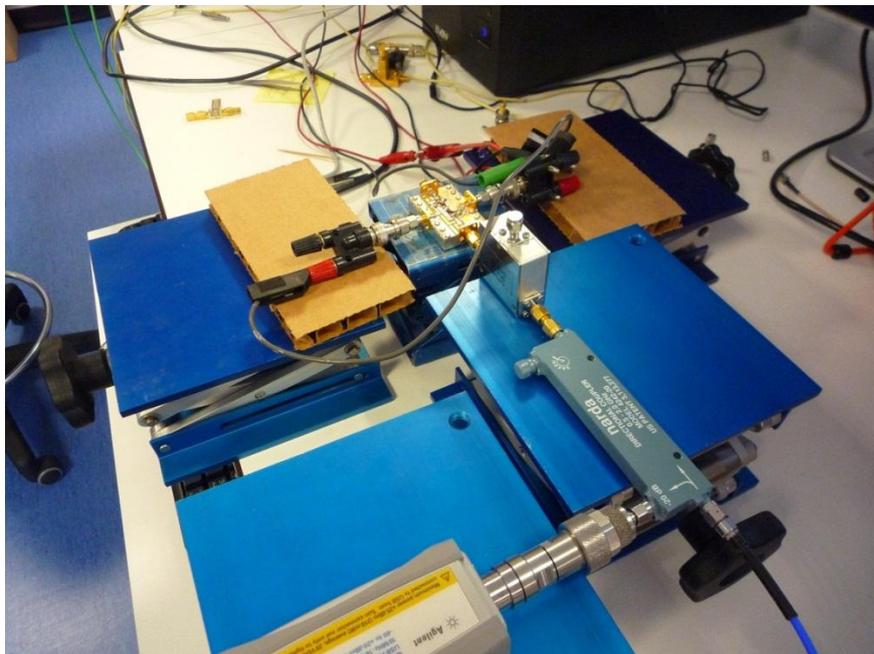


Figura 4.39. Fotografía tomada en el laboratorio de las mediciones de los rectificadores.

4.4. Referencias

- [1] M. N. Ruiz, R. Marante and J. A. García, "A Class E Synchronous Rectifier based on an E-pHEMT Device for Wireless Powering Applications," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, Montreal, June 2012.
- [2] White paper "Development of E-pHEMT Technology", Avago Tech. 23 Marzo 2010.
- [3] D.-W. Wu et al., "A 2W, 65% PAE Single-Supply Enhancement-Mode Power PHEMT for 3V PCS Applications," *IEEE Microwave Symp. Digest*, pp. 1319-1322, 1997.
- [4] T. Ton et al., "A W-Band Monolithic InGaAs/GaAs HEMT Schottky Diode Image Reject Mixer," *IEEE GaAs IC Symp.*, pp. 63-66, 1992.
- [5] S. Maas and K.-W. Chang, "A Broadband, Planar, Doubly Balanced Monolithic Ka-Band Diode Mixer," *IEEE Trans. Mic. Th. Tech.*, Vol. 41, No. 12, pp. 2330-2335, 1993.
- [6] K. W. Chang et al., "A W-Band Monolithic Downconverter," *IEEE Trans. Mic. Th. Tech.*, Vol. 39, No. 12, pp. 1972-1979, 1991.
- [7] H. Wang et al., "A Monolithic W-Band Preamplified Diode Detector," *IEEE Microwave Symp. Digest*, pp. 167-170, 1993.
- [8] R. Kozhuharov and H. Zirath, "A Millimeter Wave Monolithic VCO with an Integrated HEMT as a Varactor," *IEEE Int. Freq. Control Symp.*, pp. 820-823, 2001.
- [9] I. Piper, "Build An E-pHEMT Low-Noise Amplifier," *Microwaves and RF*, Marzo 2004.
- [10] Datasheet ATF 54143, Avago Technologies, 8 Junio 2012.
- [11] Datasheet VMMK-1218, Avago Technologies, 2 Febrero 2012.
- [12] Datasheet VMMK-1225, Avago Technologies, 2 Febrero 2012.
- [13] M. Nieves Ruiz, "Diseño de Rectificador Síncrono Clase E a E-pHEMT para Aplicaciones de Transmisión Inalámbrica y Reciclado de Energía," Tesis Fin de Master, Julio 2013

5

Conclusiones y Líneas futuras

5.1. Conclusiones y líneas futuras

En el proyecto presentado se ha propuesto el diseño de dos rectificadores síncronos clase E basados en un dispositivo E-pHEMT, uno a la frecuencia de 0.9 GHz y el otro a 2.45 GHz, y a la vista de los resultados obtenidos podemos concluir que los objetivos han sido cumplidos y el potencial de ambas topologías ha quedado demostrado.

En el caso del rectificador a 0.9 GHz se ha obtenido un pico de eficiencia de 88.45% para una potencia de entrada de 16 dBm, y además es importante destacar el amplio rango de potencia de entrada, cerca de los 20 dB, que mantiene un valor de eficiencia muy alto, superior al 77%. De la misma manera se analizó el rectificador a 2.45 GHz obteniendo en este caso un pico de eficiencia del 77.46% para los 13 dBm de potencia de entrada. El rango de potencia de entrada que mantiene una eficiencia superior al 70% es algo menor que en el caso del otro rectificador, sin embargo también es un rango bastante amplio, cercano a los 15 dB.

Ambas topologías están diseñadas para que formen parte de la implementación de un enlace de transmisión de energía inalámbrico o de recuperación de energía, *energy harvesting*, y dado los resultados obtenidos es de prever que podría ser implementado con buenos resultados. Una de las líneas futuras sería verificar los diseños junto con una rectenna optimizada para su uso a 0.9 GHz y otra de 2.45 GHz, que sean capaces de recuperar la energía remanente del ambiente, y comprobar que los resultados y las previsiones de nuestro diseños son las esperados.

Como medida de mejora, podría ser interesante estudiar la introducción de algún tipo de circuito de control que ajuste la polarización y mantenga el valor óptimo de la tensión V_{GS} dependiendo de la señal de potencia de entrada que tengamos para maximizar la eficiencia de los diseños. En cuanto al tamaño del circuito, aunque se ajustó al máximo a las posibilidades que teníamos en el laboratorio, sí que se podría optimizar algo más.

A continuación, se adjunta una tabla resumen con la comparación de distintos circuitos rectificadores en el estado del arte y así poder comprobar que con nuestro trabajo hemos obtenido buenos resultados.

Ref	Frec. (GHz)	Potencia	Eficiencia (%)	Características
[1]	0.9	$P_{av} = 0 - 11.5$ dBm	27 - 85	Implementado con tecnología E-pHEMT.
[2]	2.45	$P_{RF-IN} = 100$ mW	40	Resultados obtenidos con antena (<i>patch on FR4</i>) y polarización lineal
[3]	2.45	$P_{RF-IN} = 1$ mW	50 - 80	Resultados obtenidos con antena (<i>patch on</i>) y polarización lineal
[4]	2.45	$P_{RF-IN} = 0.1$ mW	42	Resultados obtenidos con antena (<i>miniaturized patch</i>) y polarización lineal.
[5]	5.8	$P_{RF-IN} = 50$ mW	82	Resultados obtenidos con antena (<i>dipole omni-dir</i>) y polarización lineal.
[6]	5.8	$P_{RF-IN} = 105$ mW	67	Resultados obtenidos con antena (<i>dipole omni-dir</i>) y polarización lineal.
En este trabajo	0.9	$P_{RF-IN} = 16$ dBm	88.45	Implementado con tecnología E-pHEMT. Resultados obtenidos sin antena.
En este trabajo	2.45	$P_{RF-IN} = 13$ dBm	77.46	Implementado con tecnología E-pHEMT. Resultados obtenidos sin antena.

Figura 5.1. Comparación de circuitos rectificadores en el estado del arte.

5.2. Referencias

- [1] C. Gomez, J. A. García, A. Mediavilla, A. Tazón, "A high efficiency rectenna element using E-pHEMT technology", in Proc. 12th GAAS Symp., 2004, pp. 1-4.
- [2] J. Akkermans, M. van Beurden, G. Doodeman, and H. Visser, "Analytical models for low power rectenna design," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 4, pp. 187–190, 2005.
- [3] J. Heikkinen, P. Salonen, and M. Kivikoski, "Planar rectennas for 2.45 GHz wireless power transfer," in IEEE RadioWireless Conf., 2000, pp. 63–66.
- [4] G. Vera, A. Georgiadis, A. Collado, and S. Via, "Design of a 2.45 GHz rectenna for electromagnetic (EM) energy scavenging," in IEEE Radio Wireless Symp., 2010, pp. 61-64.
- [5] J. McSpadden, L. Fan, and K. Chang, "Design and experiments of a high-conversion efficiency 5.8-GHz rectenna," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 46, no. 12, pp. 2053–2060, Dec. 1998.
- [6] B. Strassner and K. Chang, "5.8 ghz circular polarized rectenna for microwave power transmission," in IECEC 35th Intersoc. Energy Conversion Eng. Conf. and Exhibit, 2000, vol. 2, pp. 1458–1468.