

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

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**Rectificador Clase E a Diodo Schottky para
alimentación inalámbrica**

**(Class-E Rectifier with Schottky Diode for
Wireless Powering)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Nelson Teijido Tojeiro

Septiembre - 2017

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Nelson Teijido Tojeiro

Director del PFC: José Ángel García García

Título: “Rectificador Clase E a Diodo Schottky para Alimentación Inalámbrica”

Title: “Class-E Rectifier with Schottky Diode for Wireless Powering”

Presentado a examen el día: 27 de Septiembre de 2017

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Tazón Punte, Antonio

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

Vocal (Apellidos, Nombre): Cano de Diego, Juan Luis

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)

Este Proyecto Fin de Carrera ha estado financiado en parte por el Proyecto del Plan Nacional de I+D+i TEC2014-58341-C4-1-R, “Soluciones Hardware de Potencia y Radiofrecuencia para Sistemas de Comunicaciones Sostenibles de Próxima Generación y Aplicaciones Derivadas”, cofinanciado con fondos FEDER.

Agradecimientos

Antes de nada, me gustaría agradecer a todas aquellas personas que me han ayudado de una manera u otra a llegar hasta aquí.

En primer lugar, quiero dar las gracias a mi familia, especialmente a mis padres y hermanos por apoyarme y darme las fuerzas necesarias en todo momento. Sin su empuje e insistencia, seguramente no habría llegado a estar redactando el presente documento.

A todos aquellos amigos y compañeros que me prestaron su ayuda y con los que he compartido tantos y diversos momentos a lo largo de todos estos años en la universidad.

A muchos de los profesores, que aun sin mencionarlos expresamente con el fin de no olvidarme a ninguno, sin duda; de los que he aprendido multitud de cosas y me han ayudado cuando lo he necesitado.

Por último, agradecer especialmente a mi director de proyecto, José Ángel García, por el tiempo y apoyo que me ha brindado para culminar el presente trabajo. Tampoco puedo olvidarme de Nieves, siempre dispuesta a ayudarme tanto dentro como fuera del laboratorio; a lo largo de todo el proyecto.

Índice

Agradecimientos.....	I
ÍNDICE	II
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Transmisión Inalámbrica de Potencia: interés actual.....	2
1.2 Objetivos	3
1.3 Estructura de la Memoria	3
2. TRANSMISIÓN INALÁMBRICA DE POTENCIA	5
2.1 Escenario de investigación.....	6
2.2 Historia de la transmisión inalámbrica de energía	7
2.3 La rectenna - Circuito rectificador.....	13
2.4 Aplicaciones de la transmisión inalámbrica de energía.....	14
2.5 Referencias.....	19
3. CLASE E: FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y CARACTERÍSTICAS.....	21
3.1 Amplificador conmutado Clase E	22
3.1.1 Características de los amplificadores de potencia.....	22
3.1.2 Amplificador Clase E	25
3.2 Principio de Dualidad.....	36
3.2.1 Rectificador Clase E a partir de su dual, el PA Clase E.....	37
3.2.2 Síntesis de Convertidores DC/DC Clase E2	38
3.3 Referencias.....	39
4. DISEÑO DEL RECTIFICADOR CLASE E A DIODO	40
4.1 El diodo.....	41
4.1.1 Principio de funcionamiento del diodo	41
4.1.2 Diodo de barrera Schottky	42
4.2 Elección del diodo Schottky	44

4.3	Modelado del rectificador	46
4.3.1	Simulaciones load-pull*	50
4.3.2	Síntesis de las redes de terminación y extracción de DC	53
4.4	Hojas de características de los diodos probados	58
4.4.1	Diodo HSMS-282Z [1].....	58
4.4.2	Diodo HSMS-285Y [2].....	61
4.4.3	Diodo SMS7630-079LF [3].....	63
4.5	Referencias	65
5.	MONTAJE Y VERIFICACIÓN DEL RECTIFICADOR CLASE E A DIODO.....	66
5.1	Layout y montaje del PCB	67
5.2	Caracterización del Rectificador Clase E	69
5.2.1.	Barridos de potencia de entrada.....	71
5.2.2.	Barridos de resistencia de carga	73
5.2.3.	Barridos en frecuencia	74
6.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	76
6.1	Conclusiones	77
6.2	Futuras líneas.....	77

1. Introducción

1.1 Transmisión Inalámbrica de Potencia: interés actual

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

Por otro parte, la eficiencia en potencia es otro factor sumamente importante en la transmisión inalámbrica, dado que gran parte de dispositivos se sustentan gracias al empleo de baterías. Un ejemplo de ello sería una red de sensores en una zona remota, o más claro todavía, nuestros terminales móviles de comunicación, donde la autonomía de las baterías es crucial hoy en día.

Por ello, los sistemas de alimentación inalámbrica vienen recabando un gran interés en los últimos años, tanto los que operan en campo cercano (ya sea basados en acoplamiento inductivo o resonante), como los que lo hacen en campo lejano usando bandas ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) como las de 915 MHz, 2.45 GHz y 5.8 GHz. En el segundo caso, encontramos soluciones pensadas para recuperar la energía electromagnética disponible en el ambiente (*energy harvesting*) a partir de niveles muy pequeños de potencia; así como arquitecturas concebidas específicamente para la alimentación a partir de una señal piloto de mayor nivel (*power beaming*). En el extremo receptor es imprescindible disponer de un rectificador capaz de operar de un modo eficiente en un rango amplio de potencia y de resistencia de carga, razón por la que se ha propuesto con éxito la utilización de topologías con conmutación a tensión y derivada de la tensión iguales a cero.

1.2 Objetivos

Teniendo en consideración lo expresado en el anterior apartado, en este proyecto se abordará el diseño de un rectificador clase E basado en un diodo de unión Schottky en la banda de 915 MHz de cara a su utilización en reciclado de señal RF (*radiofrecuencia*) de potencia, para alimentar dispositivos inalámbricos.

Partiendo de la caracterización del dispositivo, se ajustará su modelo no lineal a modo de poder predecir con precisión las condiciones de operación en que ofrecería una conversión óptima de RF a DC. Se seleccionará entonces una red a elementos concentrados, con alto factor de calidad; para conseguir la terminación apropiada al fundamental y los armónicos superiores, y se implementará la topología para su conveniente ajuste y caracterización.

Este diseño estará encaminado a la recuperación eficiente de la potencia de una señal piloto con vistas a alimentar sensores o actuadores inalámbricos. Considerando el estado de la técnica para este tipo de soluciones, el valor de eficiencia pico a obtener para niveles de potencia entre 20 y 23 dBm debe superar el 70%

1.3 Estructura de la Memoria

Esta memoria está organizada por capítulos, los cuales pasamos a definir a continuación.

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

En el segundo capítulo, se realiza una introducción a los sistemas de transmisión inalámbrica de energía (*Wireless Power Transmission*) y de reciclado de la misma (*Energy Harvesting, Power Beaming*), repasando su evolución a lo largo de la historia y presentando algunos ejemplos de las posibles aplicaciones de la tecnología.

En el tercer capítulo se describen las características de los Amplificadores en modo conmutado clase E. Además se ve el Principio de Dualidad de Inversión Temporal, el cual nos permitirá llevar a cabo el diseño del rectificador a partir de su dual, el inversor o amplificador de potencia.

El capítulo cuarto, muestra el diseño del rectificador clase E a diodo. De inicio, se muestra un breve repaso sobre el funcionamiento de las uniones pn y las características de los diodos de unión Schottky; para a continuación comenzar con el diseño propiamente dicho.

En el quinto capítulo se detalla el proceso seguido para el montaje, partiendo del layout y modificaciones experimentales; hasta la propia verificación del comportamiento del rectificador clase E a diodo Schottky finalmente implementado

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

2. Transmisión inalámbrica de potencia

2.1 Escenario de investigación

Al escuchar el término *wireless* o comunicaciones inalámbricas, rápidamente lo asociamos a sistemas que se comunican sin cables. No cabe duda alguna en que la propia comunicación así lo es, pero realmente el sistema deja de serlo en el instante que dichos dispositivos dependen de unas baterías internas para su funcionamiento. Esto implica la necesidad de reemplazar tales baterías, en ocasiones siendo una ardua tarea o excesivamente cara; o bien ser conectadas para su recarga. En consecuencia, existe la necesidad real de buscar soluciones a este tipo de problemas o inconvenientes.

El concepto de transmisión de energía inalámbrica no es algo nuevo, aunque hoy en día esté en auge; ya que desde siempre el hombre ha soñado con poder utilizar la energía sin la necesidad de conectarse a un lugar físico. Hace más de 100 años Nicola Tesla tuvo ese anhelo, poder proporcionar toda la energía eléctrica de manera inalámbrica; y dio el primer paso hacia la alimentación inalámbrica de dispositivos (*Wireless Powering Transfer, WPT*).

El desarrollo de las tecnologías de RF y microondas se han venido empleando tradicionalmente en sistemas de telecomunicación inalámbrica y de sensores. Con el gran crecimiento de estas transmisiones inalámbricas, cada vez hay más energía RF en el ambiente, lo cual ha motivado la idea de su aprovechamiento; apareciendo el concepto nuevo de recuperación de la energía remanente (*energy harvesting*). Por otra parte y en cierta sintonía se plantea el utilizar directamente haces de microondas como transmisores de energía de modo inalámbrico (*power beaming*). En ambos casos, esa energía electromagnética se capta y reutiliza para la alimentación de dispositivos electrónicos, abriendo un nuevo horizonte de investigación y desarrollo. Tal vez algún día, gracias a estas técnicas, la barrera que impone esa dependencia de las baterías, o al menos la utilización que actualmente se hace de ellas; se supere y deje de ser necesario el remplazo y la recarga periódica a través de conectores físicos de las mismas; o por lo menos permita reducir el tamaño de las baterías instaladas lo cual repercutiría favorablemente tanto a nivel tecnológico como a nivel medio ambiental.

2.2 Historia de la transmisión inalámbrica de energía

El origen de la transmisión inalámbrica de energía (Wireless Powering Transfer, WPT) [1] se podría intuir ya en la primera parte del siglo XIX gracias a los descubrimientos del electroimán de William Sturgeon, la inducción electromagnética de Michael Faraday y finalmente, al desarrollo matemático de la propagación electromagnética descrito en el año 1862 por James Maxwell en sus célebres ecuaciones.

Alrededor de 1880, Heinrich Hertz demostró la propagación de ondas electromagnéticas en espacio libre utilizando reflectores parabólicos a ambos extremos del sistema (transmisión y recepción), marcando el punto de partida de las transmisiones inalámbricas [2]. Estos descubrimientos fueron combinados y demostrados por Nicholas Callan con la construcción de su bobina de inducción y por Guglielmo Marconi, con su transmisor de ondas de radio [2].

Sin embargo, es Nikola Tesla entorno al año 1900 el que ideó un sistema de transmisión de electricidad inalámbrico, aprovechando la capacidad para conducir electricidad de la ionosfera; mediante una enorme torre llamada Wardenclyffe Tower. Aunque las instalaciones centrales no llegaron a ser completamente operativas, durante su construcción Tesla consiguió ponerla en marcha en varias ocasiones obteniendo buenos resultados pero finalmente, el proyecto no pudo finalizarse debido a problemas financieros.



Figura 2.1 Fotografías de la Torre Wardenclyffe de Nikola Tesla

Nikola Tesla intentó transmitir alrededor de 300 kW de potencia a través de una onda de radio de 150 kHz, pero fracasó debido a la difusión de la energía inalámbrica, dependiente de la frecuencia de operación y del tamaño de la antena transmisora.



Figura 2.2 Nikola Tesla en su laboratorio de Colorado construido para experimentar con ondas de radio en la WPT. [4]

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.

En la siguiente figura se muestra un pequeño resumen histórico sobre la transmisión inalámbrica de potencia.

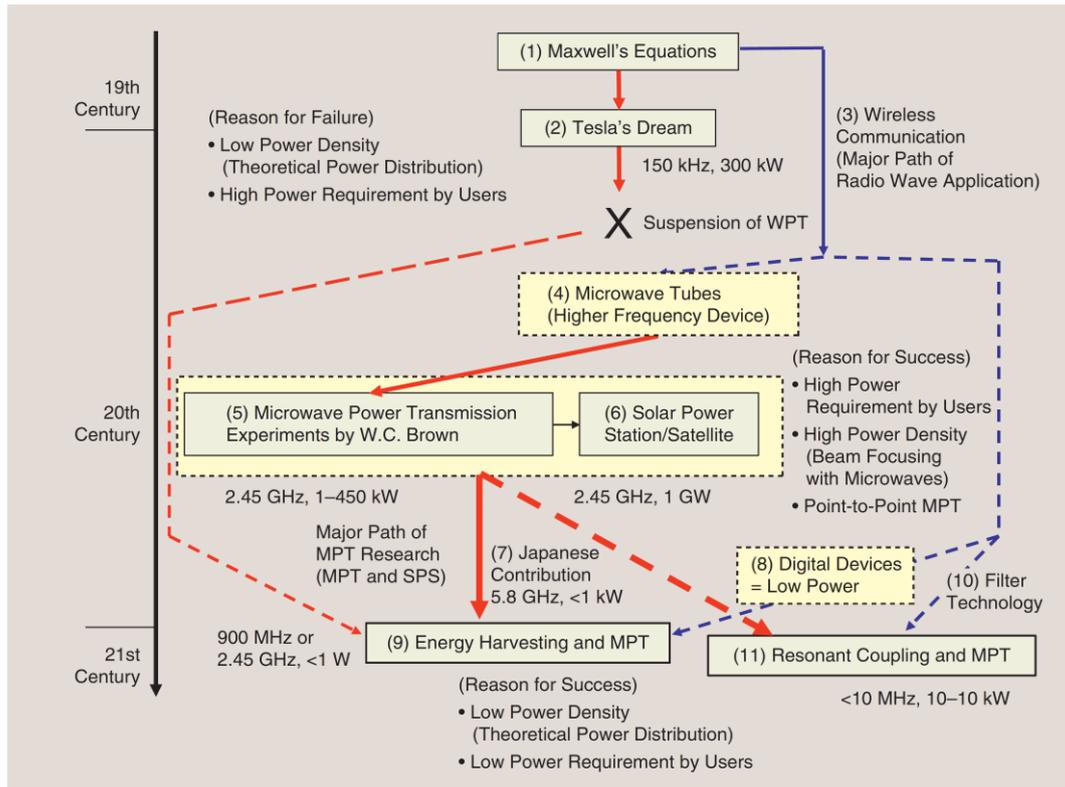


Figura 2.3 Resumen histórico de la transmisión inalámbrica de potencia.

Tras el experimento de Tesla, se vio que la eficiencia en la transmisión de potencia punto a punto dependía de concentrar la energía en un haz lo más estrecho posible [4]. La solución era utilizar RF con longitudes de onda menores y reflectores ópticos. Desafortunadamente la tecnología todavía no permitía producir más que unos pocos miliwatios a dichas frecuencias y no es hasta los años 30, con la invención del magnetrón y del klystron desarrollados en Gran Bretaña, con los que se obtiene un gran avance en la generación de microondas de alta potencia entre 1-10 GHz. Aunque fue una mejora enorme para el sistema radar, no se tuvo en consideración para la WTP hasta pasada más de una década de la II Guerra Mundial.

De este modo en los años 60, con el uso de las microondas, William Brown [3] retomó los experimentos de transmisión inalámbrica de energía [4]-[5] llegando a desarrollar la primera antena rectificadora (rectenna o rectena), para la recepción y rectificación de microondas. La eficiencia de esta primera rectenna, desarrollada en 1963 fue del 50% y del 40% trabajando en la banda de 2-3 GHz con una potencia de salida de DC de 4 y 7 W, respectivamente [3]. 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.



Figura 2.4 Demostración de transferencia de potencia por microondas (MPT) a un helicóptero por W. C. Brown. [4]

En 1975, la eficiencia DC-DC total fue de hasta 54% a 495 W de corriente continua, usando un magnetrón en el Laboratorio Raytheon

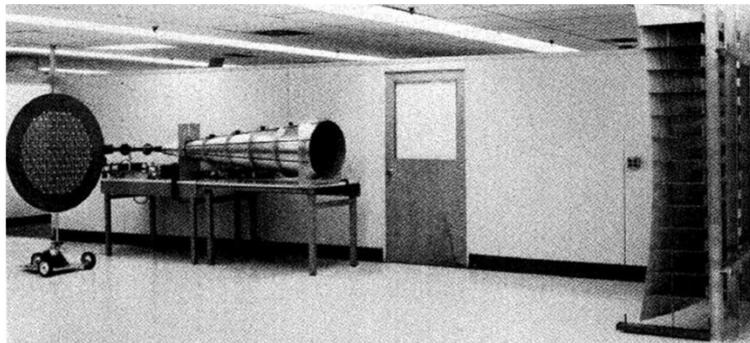


Figura 2.5 Experimento de laboratorio de transmisión de energía de microondas realizado por Brown en 1975.

Al mismo tiempo, obtuvo una eficiencia de hasta el 84% para 30 KW a una distancia de 1 milla, lo que condujo a la creación del JPL Goldstone Deep Space Communications Complex en California en 1975 [[10][9], [11] and [12]] y más recientemente al Grand Bassin en Isla Reunión en 1997 [13].



Figura 2.6 Experimento MPT tierra-tierra en JPL

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.

En los años posteriores diversos proyectos, experimentos se llevaron a cabo. Por citar alguno, tenemos el SHARP (Stationary High Altitude Relay Platform) de Canadá en 1987; el cual pretendía utilizar una aeronave alimentada a través de un haz a 2,45 GHz sobrevolando a 21 Km de altitud y la cual distribuyese servicios de telecomunicación. Voló con éxito una escala 1/8 del avión Sharp.[14]



Figura 2.7 Modelo SHARP experimental 1/8 [14]

En 1992, en Japón otra nave similar fue probada con éxito en un vuelo de 3 minutos alcanzando una eficacia del 81% de conversión a 2,411 GHz mediante un array de rectenas en fase. [15]



Figura 2.8 Modelo de avión experimental con array en fase [15]

Por otro lado, 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 [7]. Este sistema supera 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. Situándose en la órbita geoestacionaria, el SPS proporcionaba diez veces más energía que las células solares instaladas en tierra, debido a la mayor incidencia de energía solar y ocurrir esta las 24 horas del día.

Hasta los años 80, se mantuvieron algunos grupos de investigación de MPT y SPS en los Estados Unidos; pero no fue hasta que 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 [8].

A partir del año 2000, con el desarrollo de la tecnología para las comunicaciones móviles, que requieren de menor potencia; se impulsó la transmisión inalámbrica de microondas para aplicaciones comerciales.

En los últimos años son numerosos los dispositivos wireless introducidos en el mercado. Pero el principal problema que siguen arrastrando es la incapacidad para funcionar de forma autónoma al seguir dependiendo de esa fuente de alimentación de duración finita como son las baterías. El lento avance en dicha tecnología y su recarga, es lo que ha frenado la evolución de estos sistemas, aunque ya se está mejorando en este aspecto.

2.3 La rectenna - Circuito rectificador

Como se ha comentado, tanto la transmisión de energía de RF y microondas (WPT y MPT) como las tecnologías para su captación o recolección (*energy harvesting*) han evolucionado muy rápidamente; pero pueden ser clasificadas bajo dos enfoques, principalmente.

- El acoplo resonante, incluyendo en el mismo al acoplo inductivo
- La transmisión de energía por microondas

El elemento clave en los sistemas de WPT, es la conocida **rectenna**.

La rectenna está constituida básicamente por dos secciones. Por un lado tenemos la antena, encargada de recibir esas señales de RF/microondas; y por el otro, el circuito rectificador; constituido con un filtro paso bajo previo, encargado de rechazar los armónicos superiores; y el propio elemento rectificador (formado normalmente por un diodo y el filtro de salida) el cual transforma la señal de microondas recibida a otra de corriente continua (DC).

En la siguiente imagen se puede ver dicho esquema.

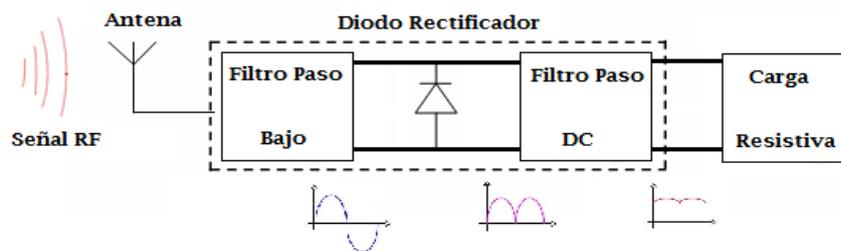


Figura 2.9 Esquema simplificado de una rectenna.

Para lograr maximizar la cantidad de potencia de DC que pueda obtenerse a la salida, ambas secciones deben diseñarse adecuadamente. Por un lado, la antena debe ser diseñada para operar a la frecuencia deseada y por el otro; el circuito rectificador se debe optimizar para lograr esa conversión de RF a DC con la mayor eficiencia posible. Dicho proceso depende a su vez tanto del propio dispositivo rectificador seleccionado, como de la topología utilizada, así como de la propia carga que espera ver a su salida. Incluso en la mayoría de implementaciones, el nivel de potencia disponible a la entrada es otro valor dependiente para la conversión y ha de tenerse en cuenta también.

Los dispositivos habitualmente empleados como rectificadores son diodos Schottky debido a que poseen las siguientes características:

1. 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
2. Una baja resistencia y alta tensión de ruptura en el caso de aplicaciones de transferencia de potencia

También existen trabajos en los que se usan dispositivos E-pHEMT [19], así como otro tipo de dispositivos MOS conectados en una topología a diodo para llevar a cabo la rectificación [20]. Como ya se ha comentado antes, en la implementación a diodo, el circuito rectificador puede obtener una buena conversión de RF a DC, bajo unas condiciones de operación concretas, siendo mucho más dependientes del nivel de potencia de entrada. En cambio los dispositivos E-pHEMT, posibilitan obtener una buena eficiencia de conversión RF a DC para un mayor rango de potencia de entrada.

Existen múltiples tipos de rectennas. En la siguiente figura se aprecian desde la primera rectenna desarrollada por Brown Fig.(a), hasta una rectenna arrays de antenas implementadas más recientemente (Fig. (f)).

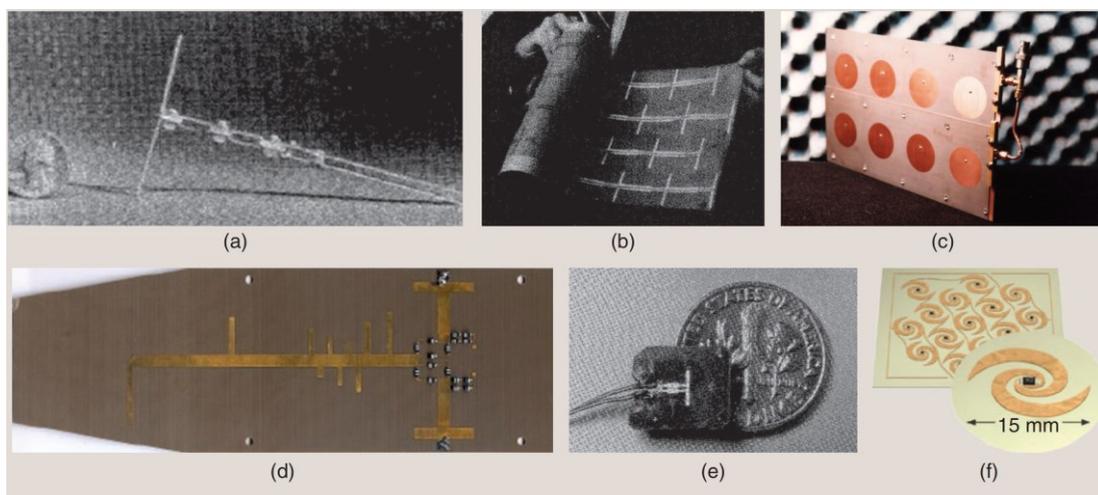


Figura 2.10 rectennas: (a) Rectenna implementada por Brown (2.45 GHz) [21], (b) rectenna Thin-Film de Brown (2.45 GHz) [22], (c) Rectenna de la Universidad de Hokkaido (2.45 GHz) [23], (d) rectenna de la Universidad de Kioto (2.45 GHz) [24], (e) Rectenna de la Universidad de Texas A&M (35 GHz) [25], y (f) Rectenna de la Universidad de Colorado (8.5–12.2 GHz) [26].

2.4 Aplicaciones de la transmisión inalámbrica de energía

Entre las principales aplicaciones en las que se pueden encontrar la transmisión inalámbrica de energía o en las que son susceptibles de implantación; irían desde la multitud de sensores que se instalan hoy en día en nuestras zonas urbanas, como pueden ser los de índole medioambientales por ejemplo; a sensores e instrumental médico, dispositivos de domótica para el hogar; hasta otros sistemas de alta potencia como es la recarga de vehículos eléctricos. Para este fin, la transmisión de energía de RF y microondas y las

tecnologías para el reciclado de la energía han evolucionado muy rápidamente, como se detallará a lo largo de este capítulo.

En la actualidad dos campos son los que centran el mayor interés en la transmisión inalámbrica de energía, el automóvil eléctrico y la telefonía móvil o electrónica de consumo, más en general.

Si nos centramos en el campo de la automoción y lo tomamos como ejemplo de explicación; vemos que cada día que pasa el coche eléctrico va siendo más relevante y no es descabellado pensar que se convertirá en el medio de transporte del futuro, prestando esa independencia, movilidad y capacidad de maniobra al usuario pero de una forma totalmente ecológica, a diferencia de los tradicionales vehículos con motor de combustión interna.

Diferentes técnicas de WPT se pueden aplicar en la recarga o alimentación de los vehículos eléctricos, entre las que se encuentran: el acople inductivo, el acople resonante o la transmisión inalámbrica de microondas.

Tanto el acople inductivo como en el resonante, comparten el mismo principio, una plataforma conectada a la red eléctrica y colocada en el suelo que desempeña el papel de transmisor; y una almohadilla en el interior del vehículo a modo de recepción, tal que al pasar estas bobinas una por encima respecto la otra a corta distancia, la energía emitida induce la creación de la nueva corriente necesaria para la recarga de la batería; con la salvedad que en el acople resonante dichas bobinas han de trabajar a la misma frecuencia, lo que permite por otra parte un mejor acople de energía y un mejor funcionamiento con cierto desalineamiento.

La mayoría de los sistemas implantados lo hacen para funcionar de forma estática, instalando las plataformas en lugares concretos como el propio hogar y otros puntos como pueden ser las paradas de autobuses, taxis, etc.



Figura 2.11 Representación sistema de recarga inalámbrica de vehículos

Sin embargo hay otros proyectos en los cuales se han integrados estas placas eléctricas a lo largo de la carretera, permitiendo realimentar la batería del vehículo eléctrico de forma dinámica al circular sobre las mismas; surgiendo de esta manera el concepto de carriles de recarga.



Figura 2.12 Carril de recarga de vehículos eléctricos en UK

Como ejemplo, Korea instaló en una carretera el acople resonante a través de líneas de energía (*power lines*) de 60 kW de potencia, transfiriéndose de forma inalámbrica, con un 80% de eficiencia; para la alimentación de un autobús eléctrico (OLEV) [15].

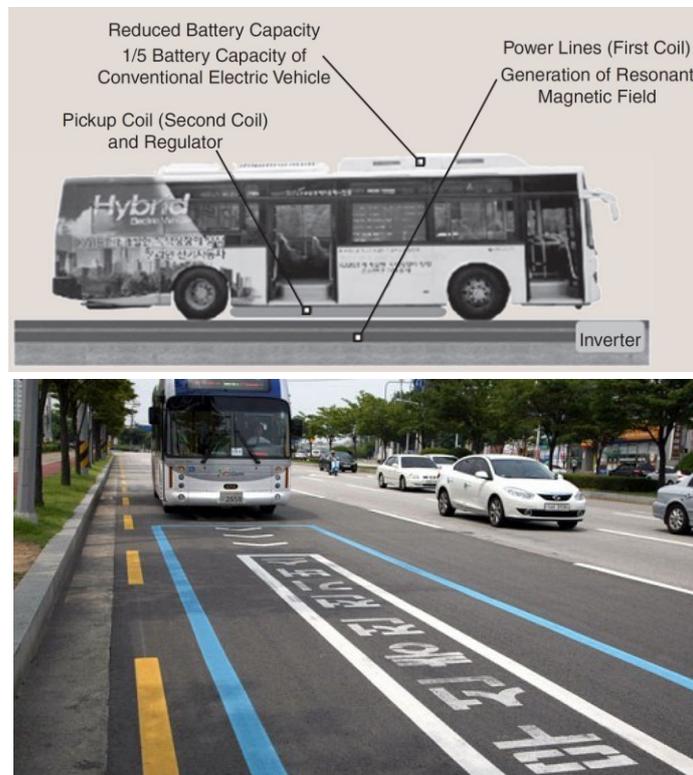


Figura 2.13 Alimentación inalámbrica de un vehículo eléctrico (OLEV).

Entre las ventajas que presentan tales sistemas podemos mencionar:

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 tiene un mínimo impacto en el entorno, al instalarse las placas bajo el cemento protegidas así de las condiciones meteorológicas y de los golpes.
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.

Por otro lado, también puede aplicarse MPT para la recarga de los vehículos únicamente mediante microondas. La universidad de Kioto lanzó dicha propuesta [17], desarrollando para ello un diodo Schottky de GaN que mejorase la potencia rectificada y redujese el tiempo de carga [18].



Figura 2.14 Experimentos de recarga inalámbrica con microondas realizados en la Universidad de Kioto [18].

En línea con este campo de estudio, podríamos ver en un futuro; proyectos como el que observamos en la siguiente imagen. En ella, la carga del vehículo se llevaría a cabo mediante unos puntos de potencia y una rectenna acoplada en el vehículo para captar esa energía.

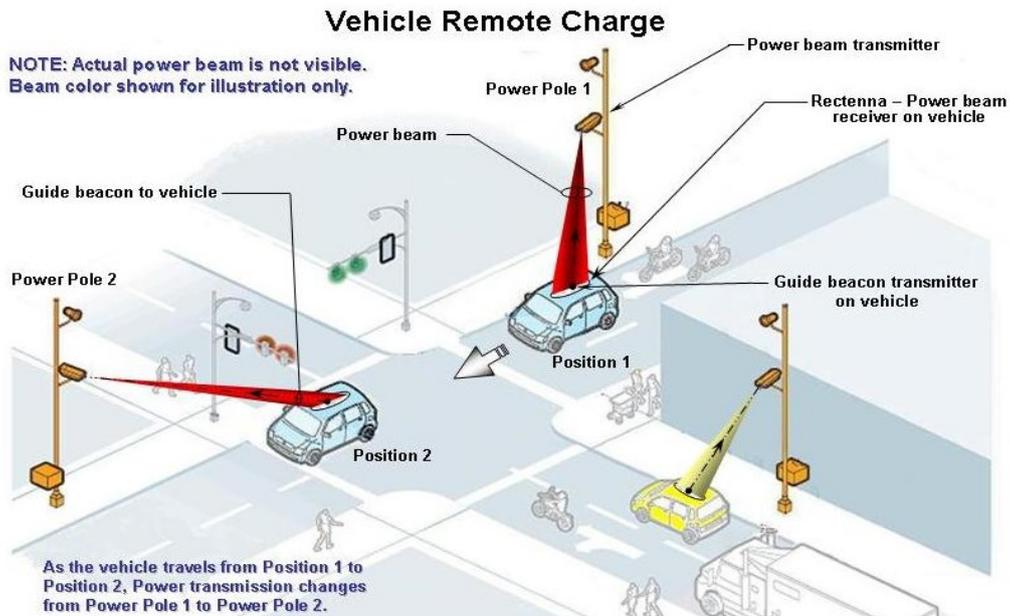


Figura 2.15 Esquema de carga del vehículo mediante puntos de potencia.

En el campo de la telefonía móvil, al igual que en de automoción, se han desarrollado principalmente tecnologías de acoplo inductivo o resonante para la recarga inalámbrica de los dispositivos. Aunque también se ha aplicado la técnica de MPT a este efecto, consiguiendo un sistema multiusuario a 2,45 GHz, capaz de proporcionar energía para la recarga de las baterías al tiempo que permitir la transmisión de información entre los usuarios a través del enlace de microondas [20].

La siguiente imagen podría ilustrar el concepto de recarga por microondas de la diferente electrónica de consumo en un hogar, en un futuro.

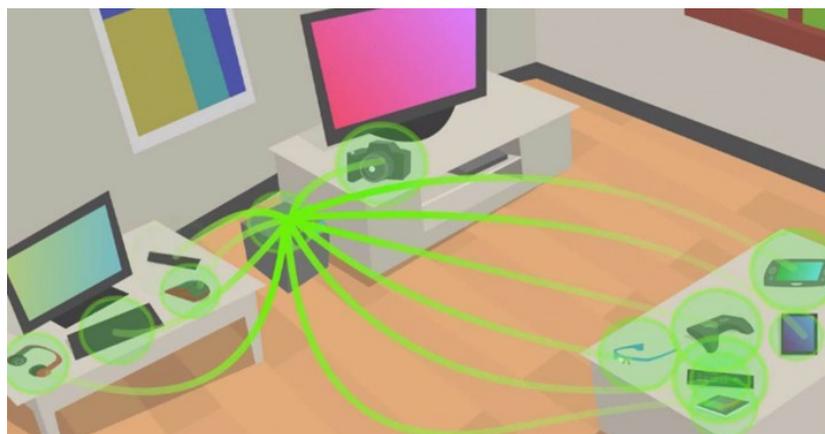


Figura 2.16 Recarga inalámbrica en el hogar

Finalmente, cabe mencionar otra de las aplicaciones más conocidas en las que encontramos implantado la MPT como es el caso de las etiquetas RFID (*RF Identification*), tecnología que utiliza principalmente la banda de 900 MHz.

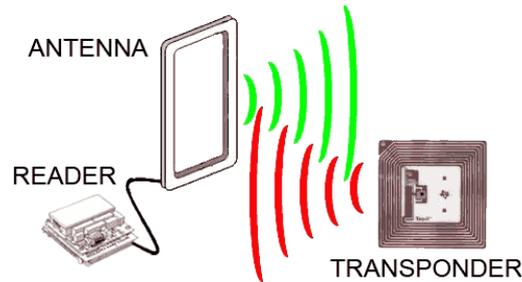


Figura 2.17 Concepto funcionamiento etiquetas RFID

2.5 Referencias

- [1] N. Shinohara, "Power Without Wires," *IEEE Microwave Mag.*, pp. S64-S73, Dec. 2011 Supplement.
- [2] Campana, Omar André. Study of the efficiency of rectifying antenna systems . Barcelona : Oct. 2010.
- [3] Raible, Daniel Edward, "High Intensity Laser Power Beaming for Wireless Power Transmission" (2008). ETD Archive. Paper 576
- [4] W. C. Brown et al., *U. S. Patent 3 434 678*, Mar. 25, 1969.
- [5] W. C. Brown, "The history of power transmission by radio waves," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 1230–1242, 1984.
- [6] W. C. Brown, "The history of the development of the rectenna," in *Proc. SPS Microwave Systems Workshop at JSC-NASA*, 1980, pp.271–280.
- [7] P. E. Glaser, "Power from the sun; its future," *Science*, vol. 162, no. 3856, pp. 857–886, 1968.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] NASA Video, date/author unknown, <http://www.spaceislandgroup.com/biz/NASAPowerP1.mov>
- [11] N. Shinohara, "Wireless Power Transmission for Solar Power Satellite (SPS)," Space Solar Power Workshop, Georgia Institute of Technology.
- [12] Brown., W. C., "The History of Power Transmission by Radio Waves". *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on (Volume: 32, Issue: 9 On page(s): 1230- 1242 + ISSN: 0018-9480), September 1984.

- [13] J. D. Lan Sun Luk, A. Celeste, P. Romanacce, L. Chane Kuang Sang, J. C. Gatina, "POINT-TO-POINT WIRELESS POWER TRANSPORTATION IN REUNION ISLAND," 48th International Astronautical Congress, Turin, Italy, 6-10 October 1997 - IAF-97-R.4.08 - University of La Réunion - Faculty of Science and Technology.
- [14] Jull, G W | Lillemark, A | Turner, R M, "SHARP (Stationary High Altitude Relay Platform) Telecommunications missions and systems," GLOBECOM '85 - Global Telecommunications Conference, New Orleans, LA, Conference Record , Volume 2; UNITED STATES; 2-5 Dec. 1985. pp. 955- 959, 1985.
- [15] Fujino, Y., M. Fujita, N. Kaya, S. Kunimi, M. Ishii, N. Ogihata, N. Kusaka, and S. Ida, "A Dual Polarization Microwave Power Transmission System for Microwave propelled Airship Experiment," Proc. of ISAP'96, Vol.2, 1996, pp.393-396.
- [16] 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.
- [17] N. Shinohara, "Be am 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.
- [18] 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].
- [19] 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
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] 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

3. Clase E: Fundamentos teóricos y características

El diseño del rectificador a diodo está basado en los fundamentos teóricos del amplificador clase E, o inversor; aprovechando el principio de dualidad con inversión temporal. Por ello describiremos en primer lugar estos fundamentos teóricos y las principales características del amplificador o inversor clase E; para así 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:

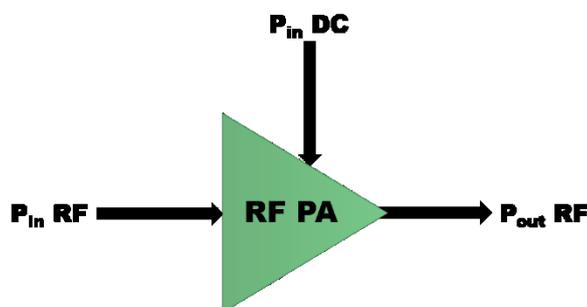


Figura 3.1. Potencias en un amplificador de potencia de RF

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:

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

$$= \eta_D \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right)$$

- 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:

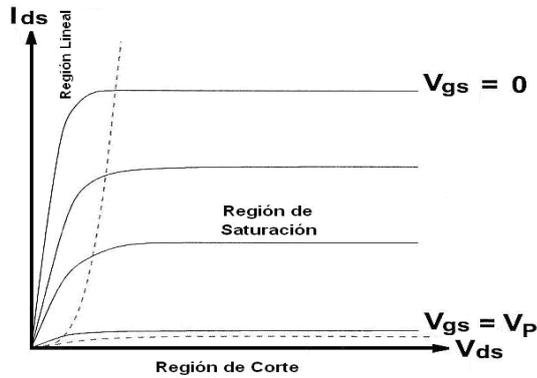


Figura 3.2. Curvas características I-V de un transistor FET

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:

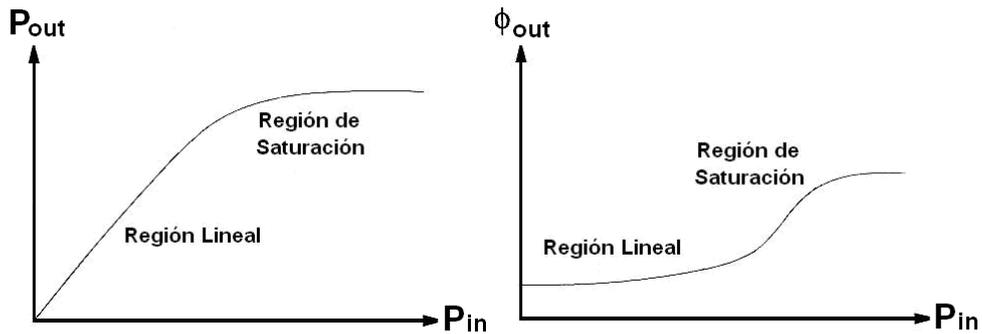


Figura 3.3. Ganancias de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia.

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.

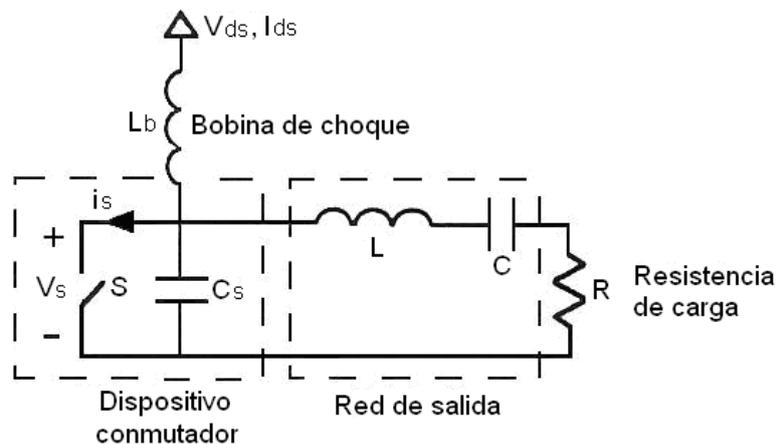


Figura 3.4. Circuito de alta eficiencia clase E original

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 ciclo de trabajo (“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:

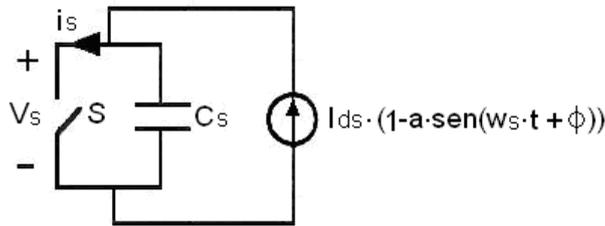


Figura 3.5. Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga.

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:

$$Pérdidas = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \tag{3.7}$$

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

- Estado ON (Cerrado)

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

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

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

- Estado OFF (Abierto)

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

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

Que integrando resulta:

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

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

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

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:

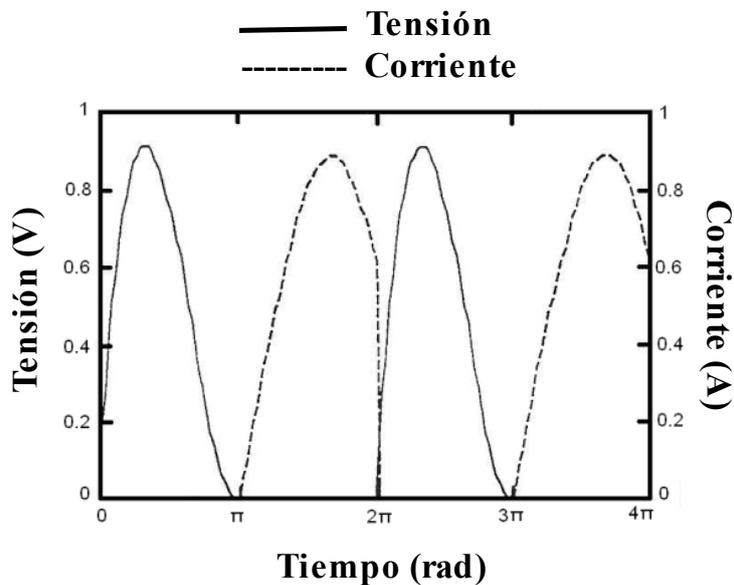


Figura 3.6. Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E

- 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]:

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

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

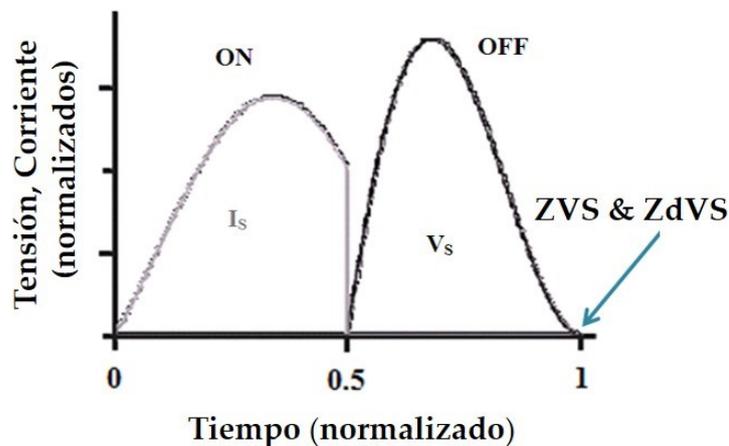


Figura 3.7. Formas de onda de tensión y corriente en estado OFF y ON respectivamente [3].

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

En cuanto a la tensión en estado OFF, queda determinada por la caída en el condensador. Es precisamente con esta capacidad que se consiguen las condiciones de ZVS y ZDS. Para lograrlas, la impedancia vista desde el paralelo entre el condensador y drenador hacia el circuito resonante debe ser inductiva.

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

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

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:

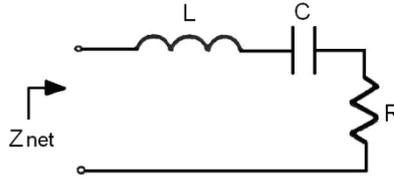


Figura 3.8. Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF

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 .

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

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:

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

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

Donde Q_L se define como:

$$Q_L = \frac{w_s \cdot L}{R} \tag{3.37}$$

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:

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

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 w_s , L y R . Estos parámetros determinan Q_L . Entonces C_s y C son evaluados utilizando las expresiones anteriores.

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

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

Entonces la frecuencia de operación ω_s queda ya establecida. Para solucionar el problema de no poder establecer estos tres parámetros de forma independiente, se expone a continuación una 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).

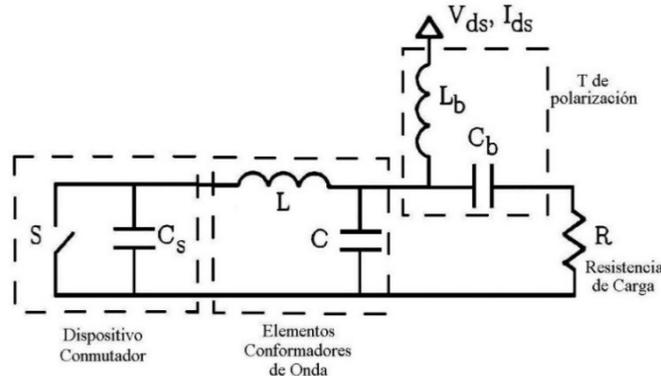


Figura 3.9. Circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo.

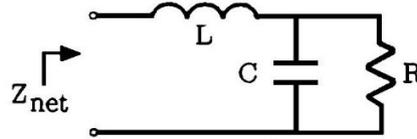


Figura 3.10. Red de carga externa del circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo, vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de operación.

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

Para diseñar el 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 aprovecharse 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.

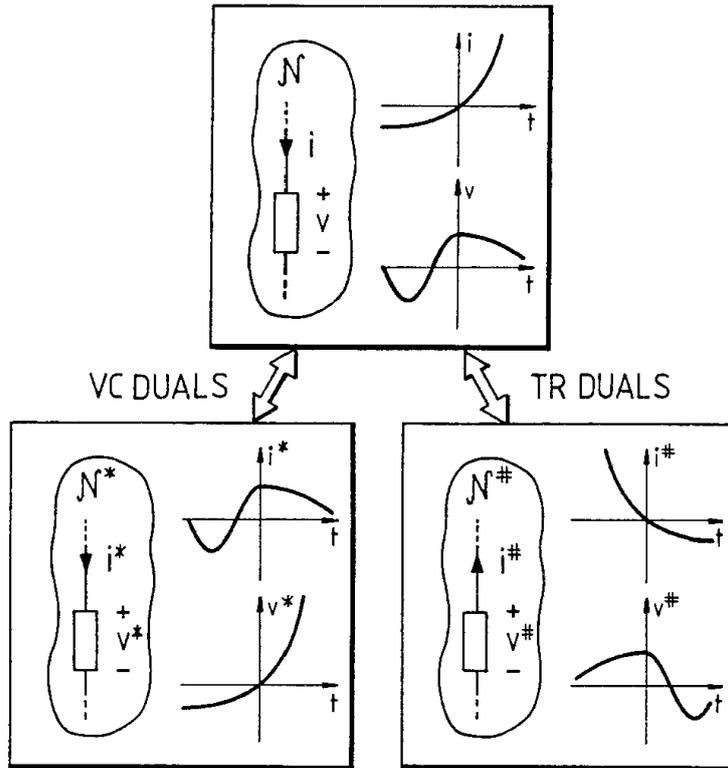


Figura 3.11. Red N con su dual tensión-corriente N^* (VC DUALS) y su dual invertido en el tiempo $N^\#$ (TR DUALS).

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.

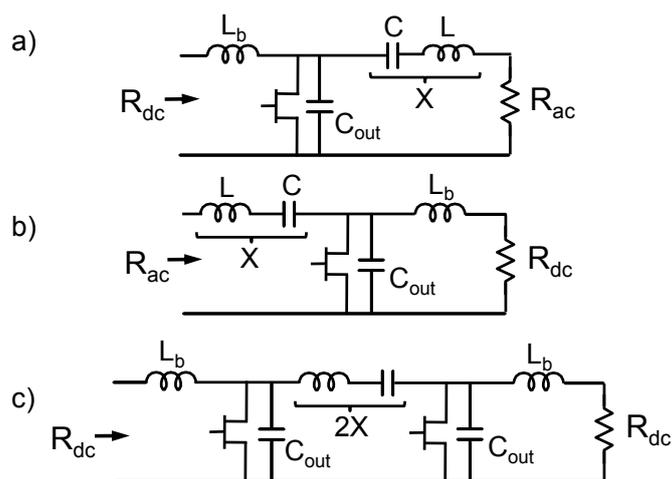


Figura 3.12. a) Inversor o Amplificador de Potencia Clase E, b) su dual, el rectificador síncrono Clase E, y c) circuito básico convertidor Clase E² DC/DC obtenido a partir de los anteriores a) y b) en cascada.

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 Transmisi3n-Line High-Efficiency Class-E Amplifier", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, N° 9, Septiembre 1995.
- [3] M. Niknejad. "The Class E/F Family of Harmonic-Tuned Switching Powers Amplifiers".
- [4] 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 Transmisi3n Inalámbrica y Reciclado de Energía," Tesis Fin de Master, Julio,2013.

4. Diseño del Rectificador Clase E a Diodo

Un rectificador es un circuito electrónico compuesto típicamente por diodos, y otros componentes pasivos, tales como resistencias, condensadores y bobinas. Como su propio nombre indica, su función es la de rectificar señales, es decir; transformar una señal alterna en una continua.

Dependiendo de cómo estén dispuestos los componentes mencionados podremos tener diferentes tipos de rectificaciones de señal. A lo largo de esta sección se abordará el diseño de un rectificador haciendo uso de la topología del amplificador clase E y la dualidad temporal, ya comentadas en el capítulo anterior.

4.1 El diodo

La primera tarea a realizar es la elección de los diodos apropiados para las características enunciadas en los objetivos del presente proyecto.

Antes de nada describiremos brevemente el funcionamiento y parámetros de un diodo.

4.1.1 Principio de funcionamiento del diodo

Un diodo es un dispositivo formado por la unión de dos semiconductores, uno p y otro n, conocida como unión pn; cuya respuesta tensión-corriente es no lineal.

Un diodo ideal es aquel que permite el flujo de corriente en directa y lo impide en inversa. En la siguiente imagen pueden verse tanto el símbolo de un diodo como la curva característica tensión-corriente idealmente.



Figura 4.1. Símbolo y Curva característica V-I diodo ideal, respectivamente

En cambio, en un diodo real la diferencia de potencial (umbral) es no nula y depende del material semiconductor del diodo. A temperatura ambiente, dicho umbral se encuentra aproximadamente a 0,7V y 0,3V, en diodos de silicio y germanio, respectivamente. A continuación se muestra una curva característica de un diodo real.

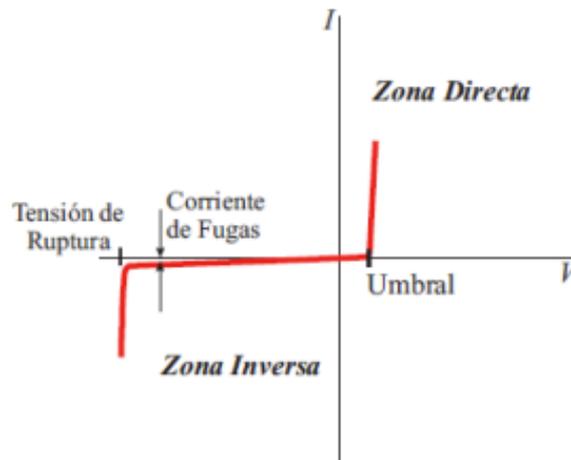


Figura 4.2. Curva característica V-I para un diodo real.

Un semiconductor tipo n es aquel que está dopado con exceso de electrones libres, mientras que un semiconductor de tipo p corresponde a uno dopado con un exceso de huecos o ausencia de electrones libres y, por lo tanto, partículas positivas. Al unir un semiconductor tipo p con uno tipo n se produce un desplazamiento de portadores por difusión de una región a la otra. De esta forma, se desplazan portadores tipo n hacia la región p, quedando una zona relativamente vacía de portadores n en la región n. Análogamente ocurre lo correspondiente en la zona p. Este movimiento existe hasta llegar a un equilibrio en el que se forma una zona de vaciamiento o depleción, la cual tiene asociada una diferencia de potencial de contacto. Una vez alcanzado el equilibrio, los portadores deben vencer esa diferencia de potencial para poder desplazarse. Debido a que la tensión en la zona n es mayor que en la zona p se necesitará de una tensión externa, con el positivo en la zona p y el negativo en la n, para vencer esta diferencia de potencial y permitir el flujo de corriente desde la zona p a la n. A esta dirección de tensión la llamaremos polarización directa. Si la polarización es inversa, la diferencia de potencial de contacto aumenta (se ensancha la zona de depleción), impidiendo así el flujo de corriente.

4.1.2 Diodo de barrera Schottky

Existen diferentes tipos de diodos: los diodos Zener, diodos varicap, optoelectrónicos, Schottky, etc. En aplicaciones de radiofrecuencia como es la rectificación que nos ocupa, se emplean principalmente los denominados diodos Schottky para desempeñar dicha operación. En inglés conocidos además como: surface barrier diodes, hot carrier diode o hot electron diode. Esto es así porque estos dispositivos son de portadores mayoritarios, lo cual reduce el tiempo de tránsito en las uniones tradicionales pn, formadas por portadores minoritarios; al no depender de la recombinación de electrones y huecos en las mismas.

El diodo también posee una densidad de corriente mucho mayor que una unión pn común, lo que significa una caída de tensión en directa menor que en

los diodos habituales de unión pn, alcanzando valores de entre 0,15 y 0,4 V; muy diferente respecto a los 0,6 V mencionados anteriormente en los diodos de silicio típicos. Este hecho se traduce en menores pérdidas de potencia.

Como posible desventaja se encuentra en el nivel de corriente en inversa, que resulta relativamente alta. Esto puede no resultar ser un problema en muchos casos, pero es determinante en aplicaciones más rigurosas.

Como se ha comentado, debido a las propiedades únicas del diodo Schottky; le permiten ser usado en un gran número de aplicaciones donde otros tipos de diodos no podrían funcionar correctamente. Las principales áreas de aplicaciones se comentan a continuación:

- Mezclador RF, multiplicadores de frecuencia y diodo detector: gracias a su alta velocidad de conmutación y funcionamiento a altas frecuencias, además de su baja tensión de excitación y baja capacitancia.
- Rectificador de potencia: los factores que facilitan este tipo de aplicaciones son su elevada densidad de corriente y su pequeña caída de tensión en directa. Esto indica que presentará menores pérdidas de potencia que los diodos de unión pn. Por lo tanto, este aumento de eficiencia conllevará menor cantidad de calor disipado, y menor cantidad de calor incidente en el diseño.
- Circuitos OR de potencia: se trata de circuitos donde una carga puede ser excitada por dos fuentes de potencia distintas. En estos casos, es necesario que ambas fuentes estén debidamente aisladas, es decir, que la potencia de una fuente no pueda entrar en la otra. Sin embargo, es importante que cualquier caída de tensión a través de los diodos que formen estos circuitos, sea minimizada para asegurar máxima eficiencia. Por tanto, el bajo voltaje presenta en los diodos Schottky los hace ideales. Si bien, habrá que ser cuidadosos a la hora de diseñar estos circuitos debido a la elevada fuga de corriente en inversa de los diodos.
- Aplicaciones de celdas solares: típicamente conectadas a baterías recargables, necesitan un diodo en serie para evitar cargas inversas (o con carácter negativo). Cualquier caída de tensión resultaría una pérdida de eficiencia, por lo que los diodos Schottky resultan idóneos.
- Diodo de fijación, especialmente cuando se trata de usos en tecnologías LS (Low Supply, o baja potencia de excitación) TTL. Mejora la velocidad de operación al usarse como interruptor, ya que reduce el tiempo del "0" lógico al recoger la mayoría de la corriente. Los diodos de barrera Schottky se insertan entre el colector y la base del transistor principal, actuando así como soporte o fijación, como se muestra en la figura

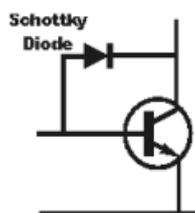


Figura 4.3. Transistor NPN con diodo Schottky como fijación

4.2 Elección del diodo Schottky

Para el diseño del rectificador clase E, se evaluaron tres diodos distintos, el HSMS-282Z [1], el HSMS-285Y [2] (ambos de Avago Semiconductors) y el SMS7630-079LF [3] de Skyworks (al final de capítulo, punto 4.4; se adjuntan las principales características de sus DataSheet). Se realizaron medidas de parámetros [S], polarizando los dispositivos a 0 V (estado OFF) así como a la tensión para la cual se observaba un máximo en su conductancia (estado ON), por encima de la tensión de codo.

En la siguiente figura se representa la evolución en frecuencia del coeficiente de reflexión ofrecido por cada diodo (conectado en paralelo, con un terminal a tierra), para ambos estados.

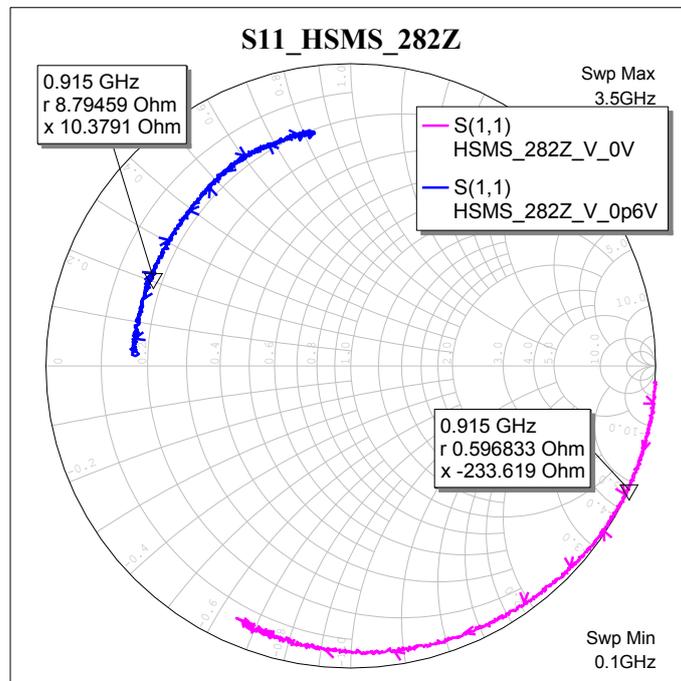


Figura 4.4. Evolución de la impedancia del diodo HSMS-282Z en $V_D = 0V$ y $V_D = 0.6 V$.

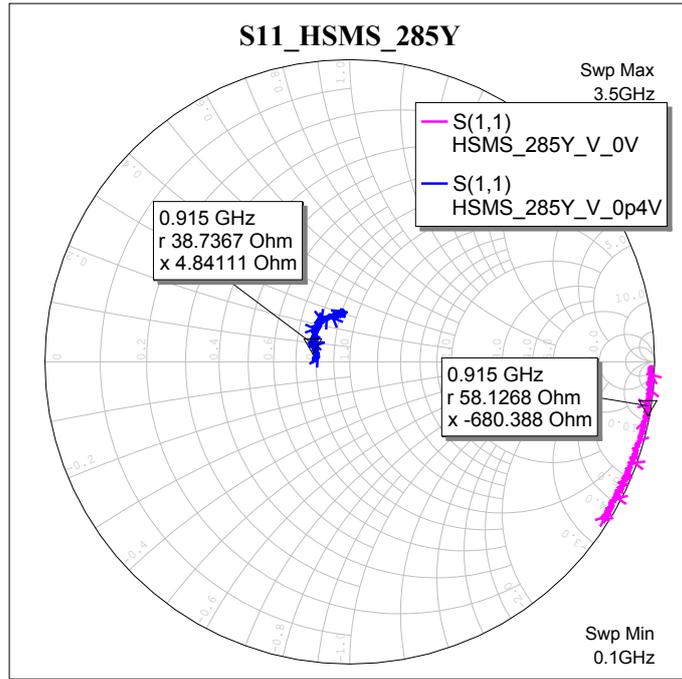


Figura 4.5. Evolución de la impedancia del diodo HSMS-285Y en $V_D = 0V$ y $V_D = 0.6 V$.

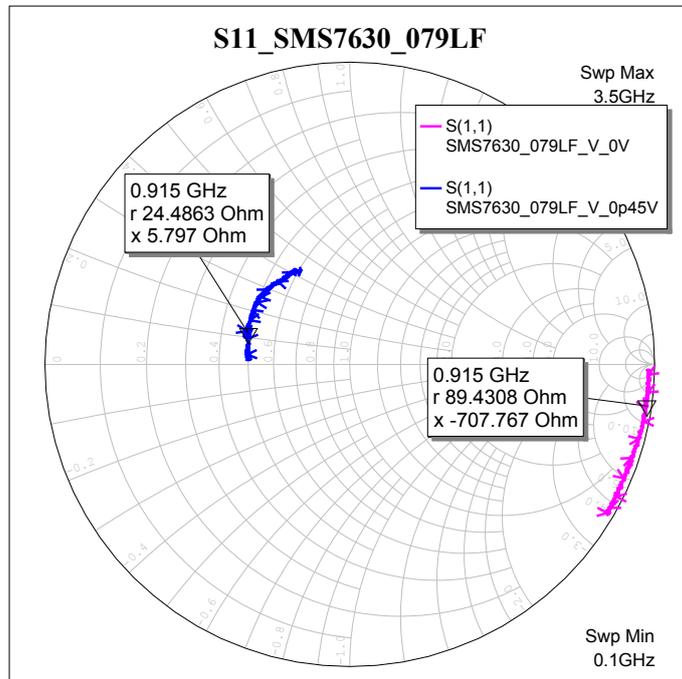


Figura 4.6. Evolución de la impedancia del diodo SMS7630_079LF en $V_D = 0V$ y $V_D = 0.6 V$.

Tal y como se puede apreciar, los diodos HSMS-285Y y SMS7630-079LF presentan un mejor comportamiento en frecuencia, con una capacidad en estado OFF más o menos similar (algo menor para el diodo de Skyworks). Sin embargo, la resistencia residual en estado ON (relacionada con la resistencia parásita en serie) es bastante peor que para el caso del HSMS-282Z. Dado que el rectificador a diseñar se centraría en la banda ISM de 915 MHz y estaría concebido para recuperar a cierta distancia una portadora de RF de alto nivel, resultaba atractivo este último de cara a poder conseguir una mejor eficiencia.

4.3 Modelado del rectificador

Seleccionado el dispositivo HSMS-282Z, se procedió a implementar en AWR MWO el modelo no lineal que ofrece el fabricante para el mismo. Dicho modelo, con los parásitos asociados al encapsulado incluidos, se presenta en la siguiente figura:

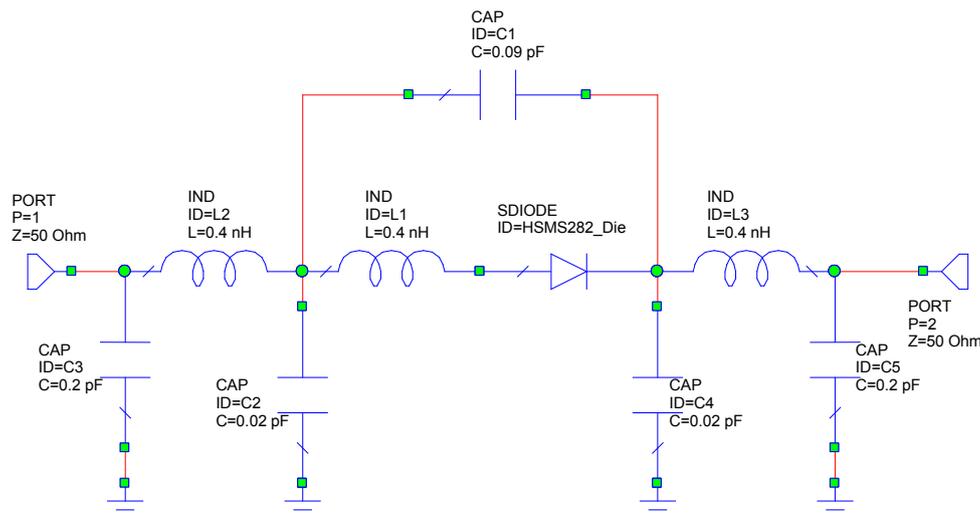


Figura 4.7. Modelo no lineal del diodo HSMS282Z, según el fabricante

El modelo intrínseco del die (HSMS282_Die), reproduce el que aparece en las hojas de características del fabricante, con expresiones analíticas para las no linealidades $I_j(V_j)$ y $C_j(V_j)$ de una unión Schottky, además de la resistencia parásita en serie, R_s . El esquemático del modelo del die, general para un diodo de este tipo, se reproduce a continuación.

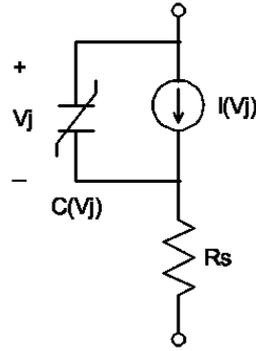


Figura 4.8. Esquema genérico del die de un diodo

Se realizó entonces una caracterización en DC del perfil $I_D(V_D)$ del dispositivo seleccionado. Los valores medidos fueron entonces comparados con los resultantes de la simulación en DC del modelo, tal y como se muestra en las siguiente figuras para los rangos de operación en directa e inversa ($V_D \geq 0$ V y $V_D \leq 0$ V, respectivamente).

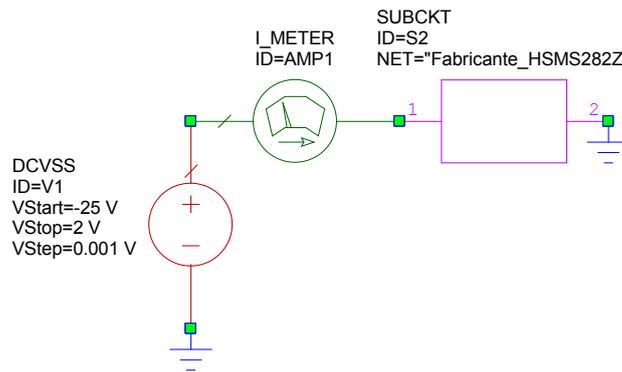
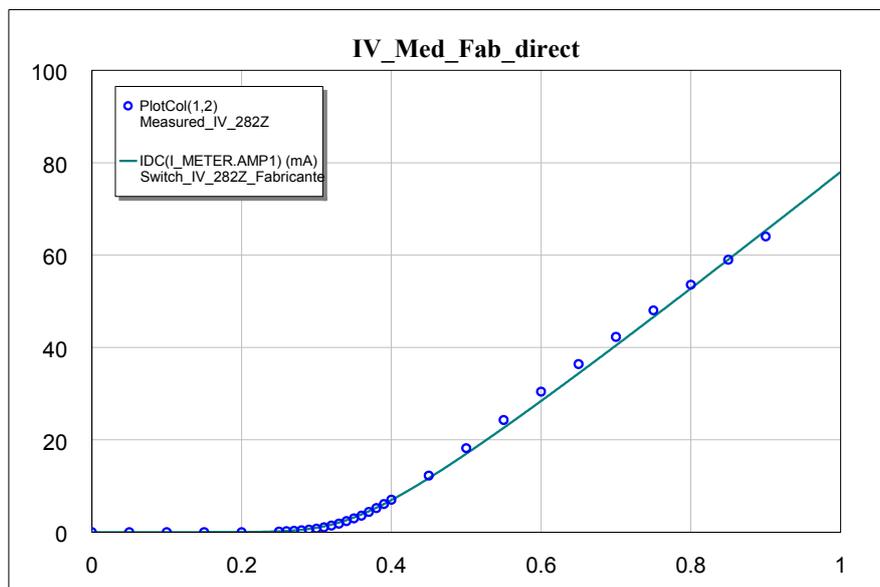
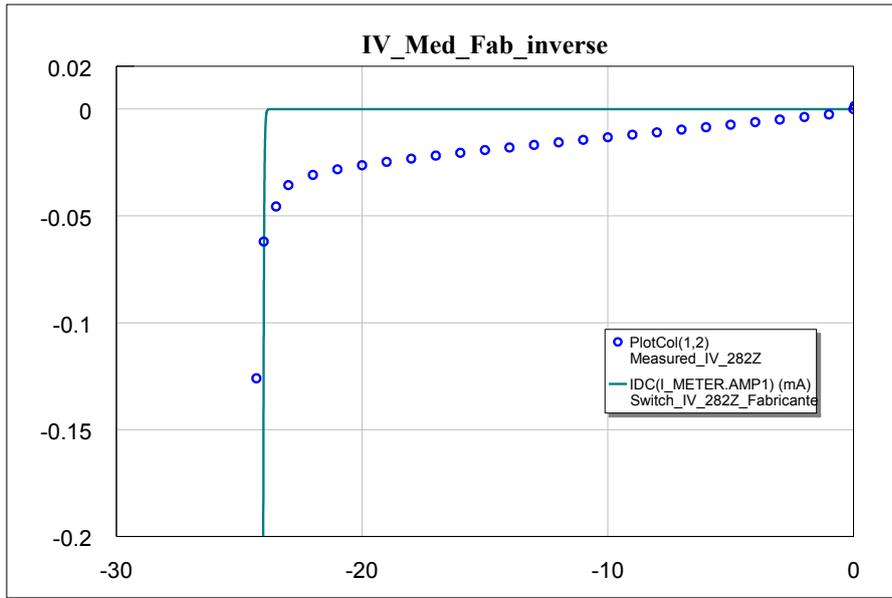


Figura 4.9. Esquemático de medida I/V





Figuras 4.10. Resultados I/V en la zona directa e inversa, respectivamente; del modelo del fabricante y los valores medidos

Tal y como se puede apreciar, el modelo predice con bastante exactitud el comportamiento medido para el diodo.

No obstante lo anterior, y con el objetivo de poder disponer de un modelo sencillo, que resultase más ameno para la simulación de la operación como rectificador clase E (del estilo a conmutador con capacidad en paralelo) y ofreciese a su vez una muy buena precisión, se elaboró un modelo propio según el siguiente esquemático:

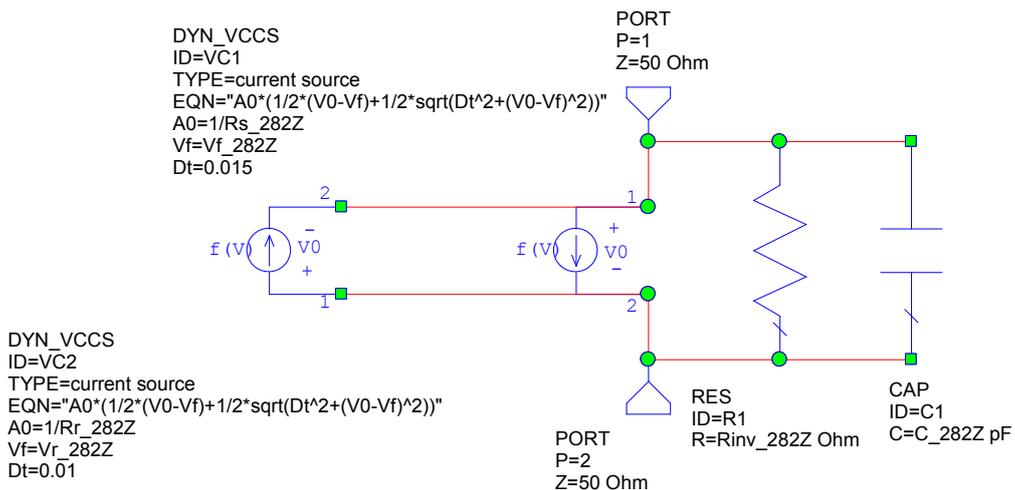
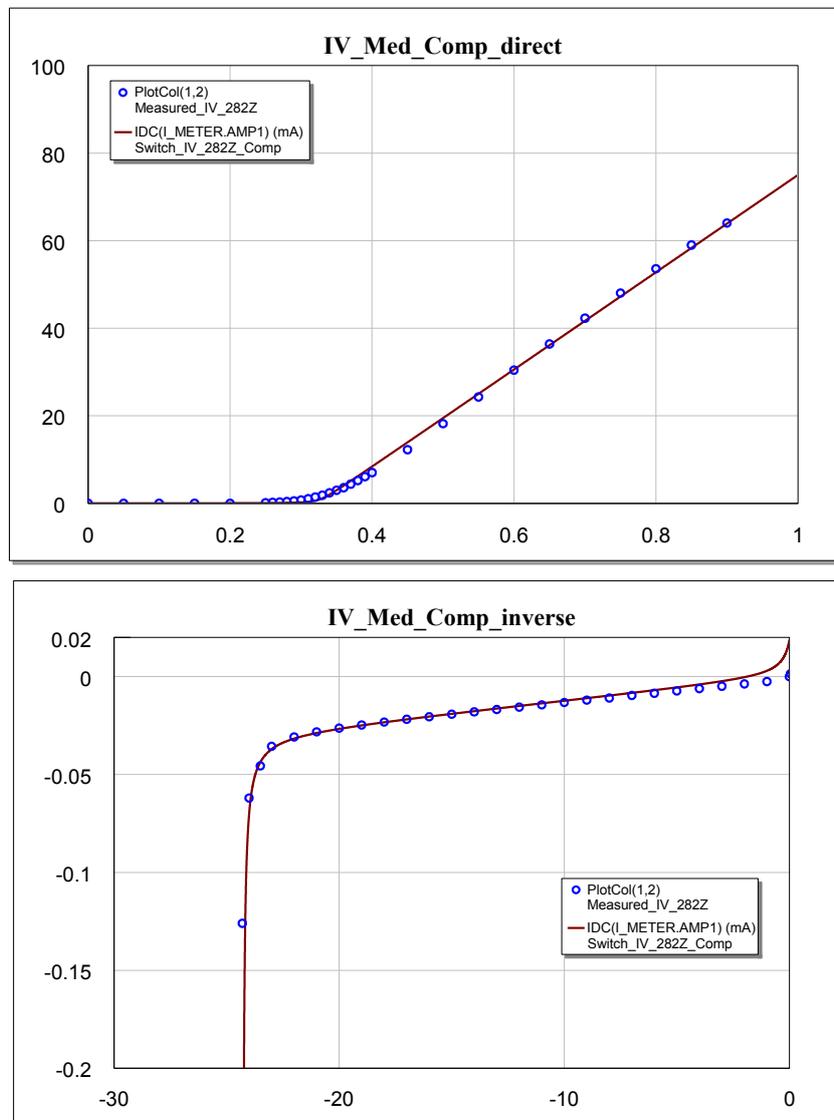


Figura 4.11. Esquemático del modelo propio

Las fuentes no lineales permiten reproducir de forma controlada la transición suave en la corriente asociada a la entrada en conducción del diodo en directa (fuente VC1) y su entrada en ruptura cuando está polarizado en inversa (fuente VC2). V_f_{282Z} y $-V_r_{282Z}$ representan los valores de tensión de codo y tensión de ruptura respectivamente (0.325 V y -24.3 V). Las resistencias R_s_{282Z} y R_r_{282Z} se corresponden a las ofrecidas por el dispositivo en conducción y en ruptura (9 y 2 Ω , respectivamente). En paralelo a estas fuentes se utilizó un condensador lineal cuyo valor coincide con la capacidad medida para el diodo en estado OFF, $C_{282Z} = 0.761$ pF, así como una resistencia determinada por el valor medido para el dispositivo en operación inversa para tensiones entre la de ruptura y 0 V ($R_{inv}=830$ k Ω).

En las siguientes figuras de muestra una comparativa entre las medidas realizadas y la predicción ofrecida por este modelo propio:



Figuras 4.12. Resultados I/V en la zona directa e inversa, respectivamente; del modelo propio y los valores medidos

Tal y como es posible apreciar, se consigue una muy buena predicción de las características I/V en todo el rango de tensión.

En la siguiente figura se muestra además una comparativa de la evolución del coeficiente de reflexión ofrecido por el diodo a tensión 0 V, tanto para los valores medidos como para los modelos del fabricante y el desarrollado en este trabajo. Ambos modelos ofrecen una buena predicción del comportamiento en estado OFF.

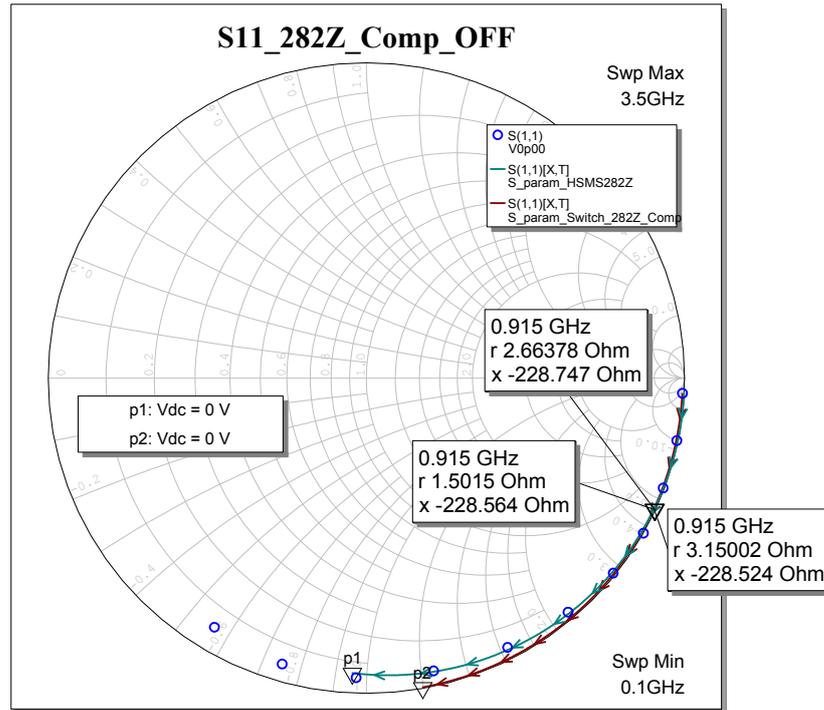


Figura 4.13. Evolución del coeficiente de reflexión en $V_D=0V$ del modelo del fabricante, del propio y de los valores medidos

4.3.1 Simulaciones load-pull*

Verificado el comportamiento de los modelos se procedió a realizar simulaciones en condiciones de load-pull (*para ser precisos, al barrer la impedancia ofrecida al diodo desde una fuente equivalente de RF, estas simulaciones se podrían considerar simulaciones source-pull).

Para ello, se realizó primero un barrido en la potencia de entrada, ofreciendo al diodo terminaciones ideales en abierto a segundo y tercer armónico (propias de la operación clase E) y una terminación al fundamental dada por la expresión vista anteriormente para la impedancia nominal:

$$Z_{opt}(w) = \frac{0.1836 + j \cdot 0.2116}{w_s \cdot C_{out}} = 41.97 + j \cdot 48.37 \Omega$$

Como resistencia de carga se empleó el valor de RDC nominal para la operación en clase E,

$$RDC_{282Z} = Z_{opt}(w) = \frac{1}{w_s \cdot C_{out}} = 72.7 \Omega$$

A modo de ilustración, se presenta a continuación el esquemático usado para dicha simulación en el caso del modelo proporcionado por el fabricante.

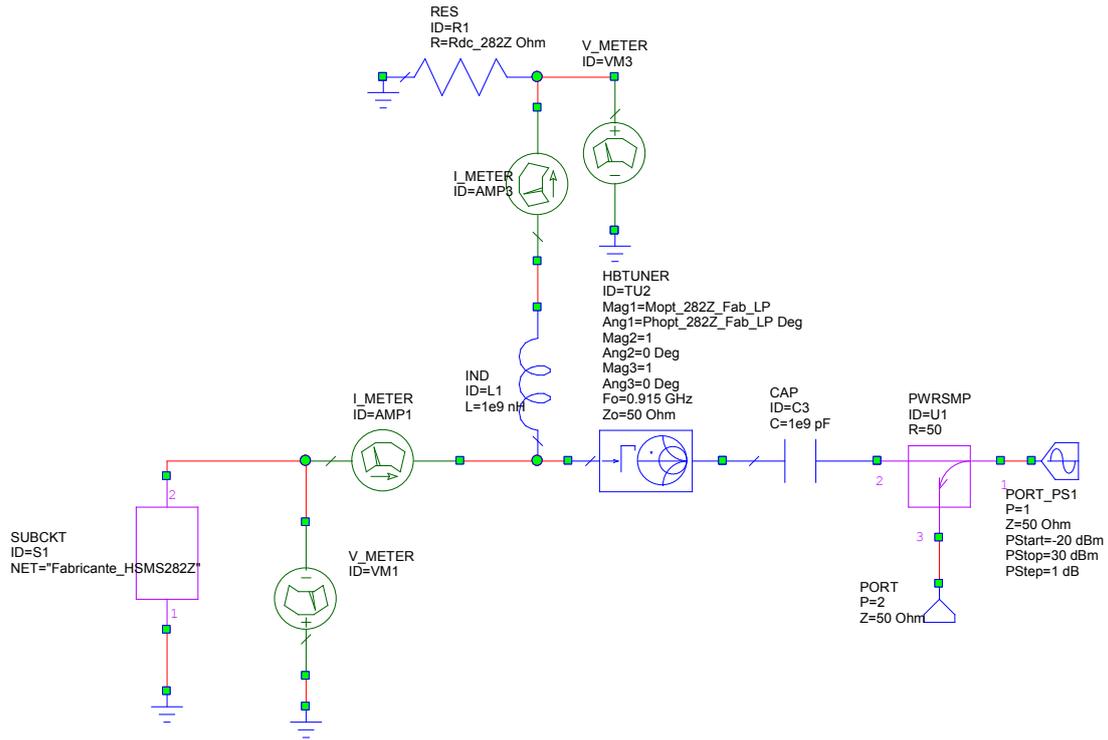


Figura 4.14 Esquemático para simulaciones Load-pull

El elemento HBTUNER permite ofrecer los valores apropiados del coeficiente de reflexión a ver por el dispositivo.

Los resultados obtenidos en tensión de salida y eficiencia, en su evolución con la potencia de entrada, se muestran a continuación para ambos modelos:

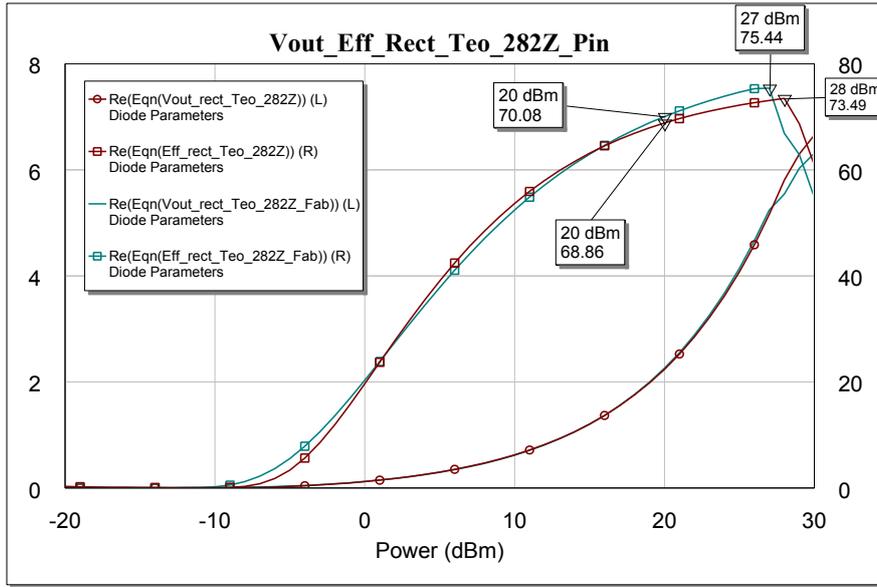
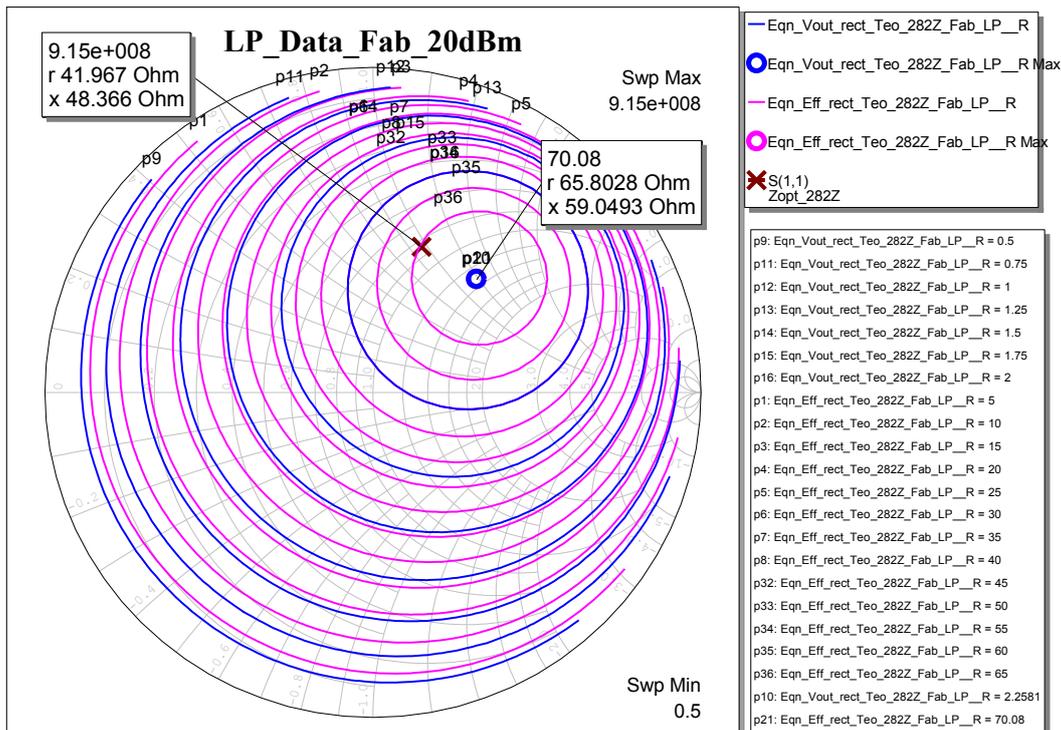
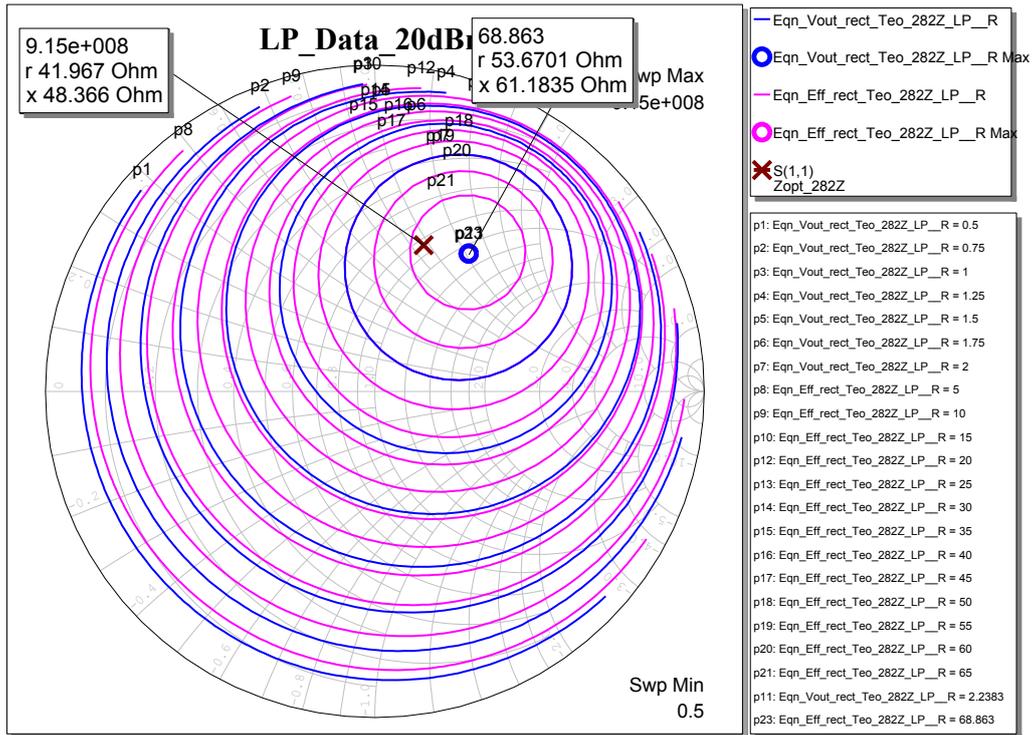


Figura 4.15. Evolución de V_{out} y de la Eficiencia respecto P_{in}

Los perfiles son muy similares. Es posible apreciar que el dispositivo obtiene una eficiencia ya del 70% a 20 dBm; y por el contrario alcanzaría a entrar en la zona de ruptura para una potencia por encima de 27 dBm.

Según estos resultados se optó por realizar las simulaciones load-pull al fundamental (segundo y tercer armónico terminados en abierto) para un valor de 20 dBm. A continuación se presentan los contornos de tensión de salida y eficiencia, conseguidos con cada modelo. También se ha representado el valor nominal de impedancia calculado anteriormente.





Figuras 4.16. Simulaciones Load-pull obtenidos con el modelo del fabricante, y con el modelo propio; respectivamente

Los resultados son bastante parecidos, con máximos de tensión y eficiencia coincidentes en posición, así como pequeñas diferencias en su valor óptimo. La predicción dada por la ecuación vista anteriormente no dista demasiado del valor de impedancia que ofrecería máxima eficiencia.

4.3.2 Síntesis de las redes de terminación y extracción de DC

Una vez conocido el valor óptimo de impedancia a ofrecer al dispositivo, se seleccionó una bobina de alto factor de calidad, entre las series disponibles en el laboratorio, que ofreciese una frecuencia de resonancia tal que su impedancia al segundo y tercer armónicos fuese elevada. Se optó así por utilizar una bobina de 25 nH de la serie Square Air Core Inductors de Coilcraft.

Se añadió entonces un condensador en serie, según los modelos disponibles para la serie 100A de ATC, seleccionándose uno de 2 pF para conseguir ofrecer al diodo la impedancia óptima al fundamental. El esquemático resultante de la red de terminación (entrada del diodo) se muestra a continuación:

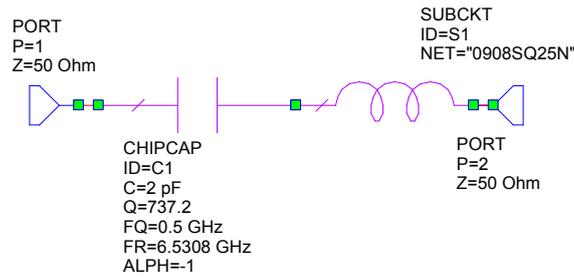


Figura 4.17. Esquemático de la red terminación

La evolución en frecuencia de la impedancia en la puerta 1 de dicha red aparece representada en la siguiente figura sobre los contornos de loadpull (para el caso del modelo del fabricante). Tal y como es posible apreciar, se consiguen terminaciones aproximadas a las deseadas.

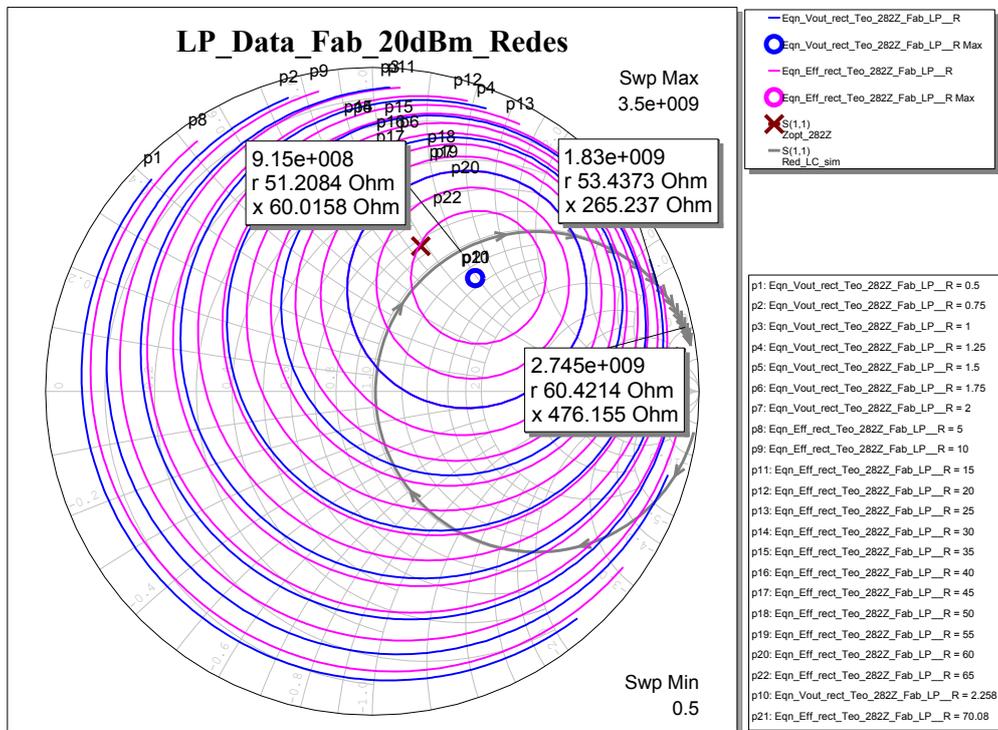


Figura 4.18. Evolución de la impedancia de la red de terminación sobre la simulación load-pull del modelo del fabricante

Para la red de polarización (salida de DC) no fue posible encontrar en la misma serie de bobinas una que ofreciese una frecuencia de resonancia propia en la banda de 0.915 GHz. Por ello se configuró un circuito LC paralelo para aproximar el comportamiento de un choque ideal a esta frecuencia. A dicho circuito se le añadió un condensador a masa que permitiese conseguir un buen filtro que rechazase las componentes de señal en la vía de extracción de la tensión de salida de DC.

El esquemático de esta vía de salida en DC se muestra a continuación, seguido de la evolución en frecuencia de su impedancia de entrada, obtenida en simulación. Es posible apreciar que se consigue un buen abierto a la frecuencia de diseño.

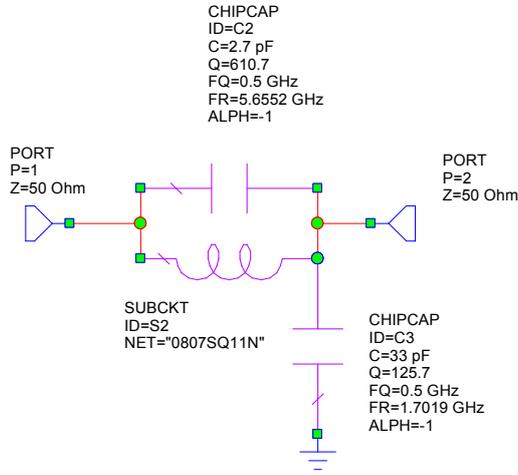


Figura 4.19. Esquemático de la red de salida

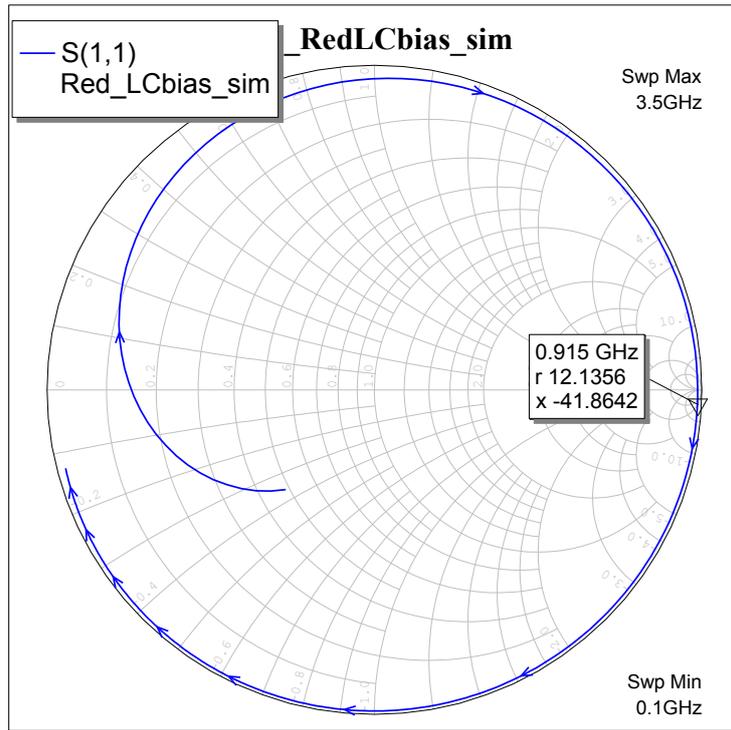


Figura 4.20. Evolución de la impedancia de la red de salida

Con todos estos elementos, el esquemático de la red de terminación y extracción de DC quedaría del siguiente modo:

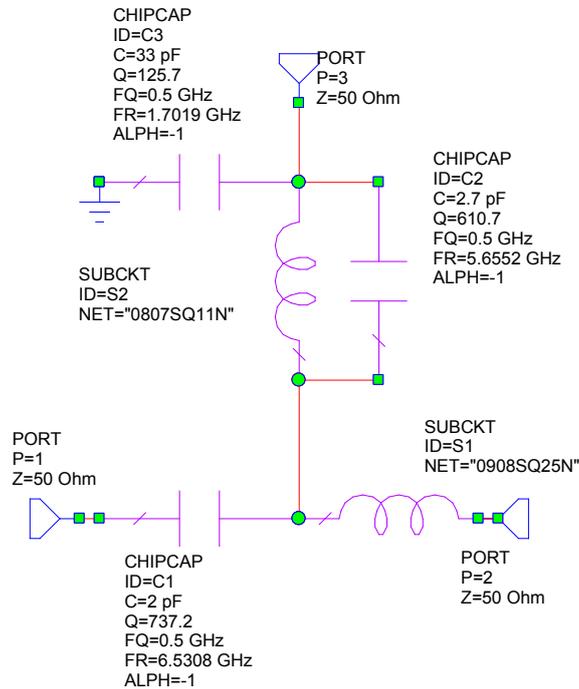


Figura 4.21. Esquemático de las redes de terminación y extracción de DC

El puerto 1 correspondería con la entrada de RF, el 2 con el terminal de cátodo del diodo y en el 3, iría conectada la resistencia de carga de DC.

A partir de este resultado, se ajustó una red en el laboratorio sobre una placa en sustrato Arlon 25N. Debido al efecto de los pads necesarios para la interconexión de los elementos y de las vías a masa, no tenidas en cuenta en esta simulación tan idealizada, se hubo de corregir el valor del condensador en serie (4.7 pF) de cara a lograr mejores resultados. La figura 4.22 muestra la evolución medida en frecuencia de la impedancia ofrecida por la red (terminación más extracción de DC) al dispositivo. El valor al fundamental aparece cerca del óptimo y son elevaos los valores de impedancia a los armónicos.

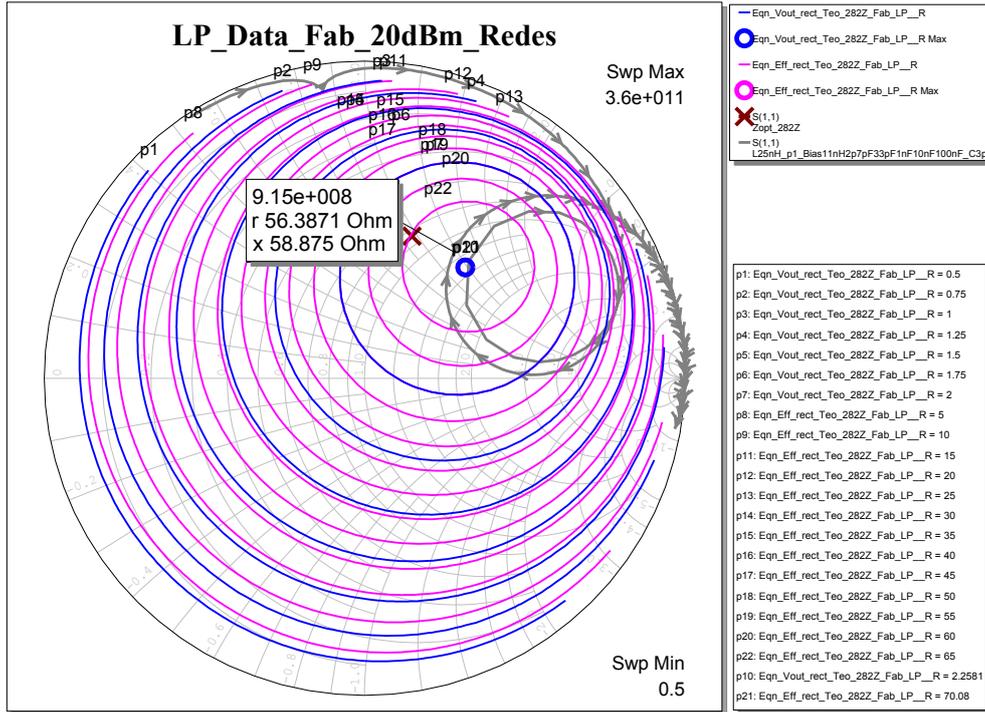


Figura 4.22. Evolución de la impedancia de la red de salida

4.4 Hojas de características de los diodos probados

A continuación se muestra, parte de los Data Sheet de cada uno de los diodos testados; en la realización de este proyecto.

4.4.1 Diodo HSMS-282Z [1]

HSMS-282Z
RF Schottky Barrier Diodes In Surface Mount SOD-323 Package



Data Sheet

Description/Applications

Avago Technologies's HSMS-282Z is a RF Schottky Barrier Diode, featuring low series resistance, low forward voltage at all current levels and good RF characteristics.

It is housed in a low cost, industrial standard surface mount package - SOD-323. This package offers customer who already use SOT-23 and SOT-323 packages, a logical transition to a smaller package outline to accommodate end product design with limited board space.

The HSMS-282Z is specially designed for both analog and digital applications. The typical applications are mixing, detecting, switching, sampling, clamping and wave shaping.

Features

- 2 Leads Surface Mount Package
- Low Turn-On Voltage
- Low Series Resistance
- Microwave Frequency Operation
- Tape and Reel Options Available
- Low Failure in Time (FIT) Rate
- MSL1 & Lead Free

Package Marking and Pin Connections



Note: Package marking provides orientation and identification
 "D" = Device Code
 "?" = Month code indicates the month of manufacture

Table 1. Absolute Maximum Ratings [1] at Tc = +25°C

Symbol	Parameter	Unit	Max Rating
I _f	Forward Current (1 μs Pulse)	Amp	1
P _{IV}	Peak Inverse Voltage	V	15
T _j	Junction Temperature	°C	150
T _{stg}	Storage Temperature	°C	-60 to 150
θ _{jc}	Thermal Resistance [2]	°C/W	135

Notes:

1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
2. Thermal Resistance is measured from junction to board using IR method.

Table 2. Electrical Specifications at Tc = +25°C

	Minimum Breakdown Voltage V _{BR} (V)	Maximum Forward Voltage V _F (mV)	Maximum Forward Voltage V _F (V)	Maximum Reverse Leakage I _R (nA)	Minimum Capacitance C _T (pF)	Typical Dynamic Resistance R _D (Ohm)
	15	340	0.5	100	1.0	12
Test Conditions	V _R = V _{BR} Measure I _R ≤ 100uA	I _F = 1mA	I _F = 10mA	V _R = 1V	V _R = 0V f = 1 MHz	I _F = 5mA

Typical Performance Curves at $T_c = +25^\circ\text{C}$

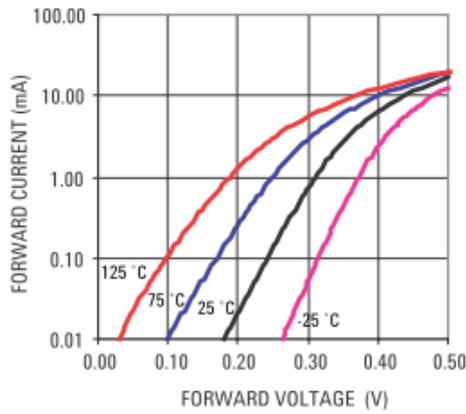


Figure 1. Forward Current vs. Forward Voltage

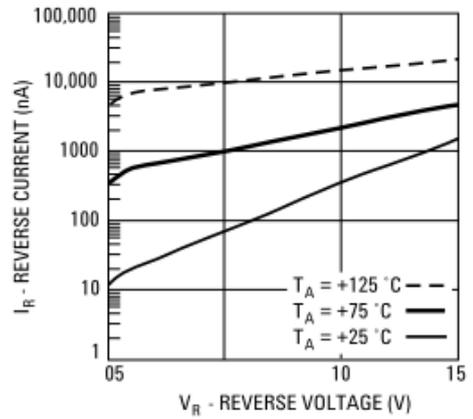


Figure 2. Reverse Current vs. Reverse Voltage

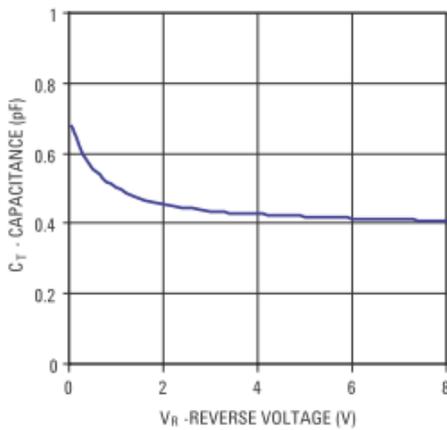


Figure 3. Total Capacitance vs. Reverse Bias

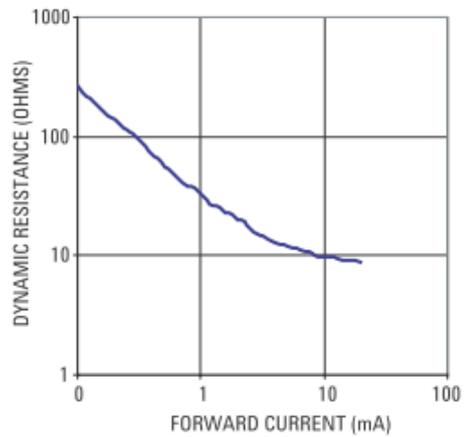


Figure 4. Dynamic Resistance vs. Forward Current

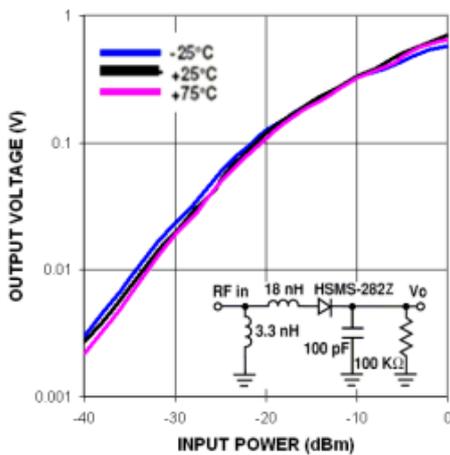


Figure 5. Typical Output Voltage vs. Input Power, Small Signal Detector operating at 850 MHz

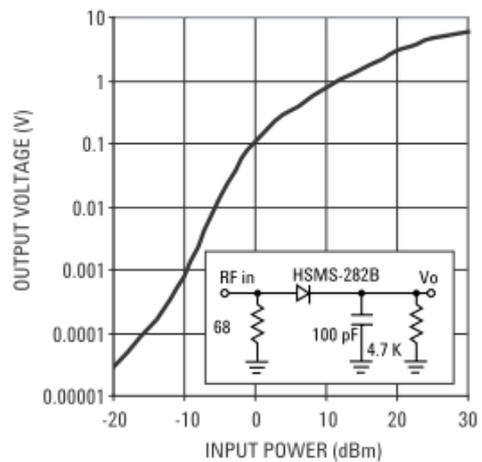
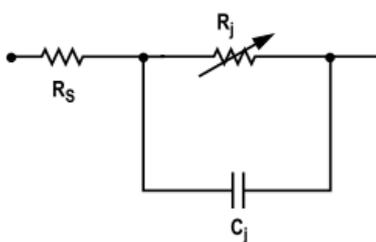


Figure 6. Typical Output Voltage vs. Input Power, Large Signal Detector Operating at 915 MHz.

Linear Equivalent Circuit Model Diode Chip



R_s = series resistance (see Table of SPICE parameters)
 C_j = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} \text{ nT}}{I_b + I_s}$$

where

I_b = externally applied bias current in amps
 I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)
 T = temperature, K
 n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

Note:

To effectively model the packaged HSMS-282x product, please refer to Application Note AN1124.

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSMS-282Z
B_V	V	15
C_{J0}	pF	0.7
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	1E-4
I_S	A	2.2E-8
N		1.08
R_S	Ω	6.0
P_B	V	0.65
P_T		2
M		0.5

4.4.2 Diodo HSMS-285Y [2]

HSMS-285Y

Zero Bias Schottky Detector Diodes
In Surface Mount SOD-523 Package



Data Sheet

Description/Applications

The HSMS-285Y of Avago Technologies is a zero bias Schottky detector diodes that designed and optimized for use in small signal (Pin < -20 dBm) applications at frequencies below 1.5 GHz. It is ideal for RF/ID and RF Tag applications where primary (DC bias) power is not available.

The device is housed in a miniature low cost surface mount SOD-523 package. This miniature package is particularly useful in the application where board space is the major concern.

Features

- Space saving SOD-523 package
- High Detection Sensitivity :
- Up to 50mV/uW at 915 MHz
- Low Flicker Noise :
-162 dBV/Hz at 100 Hz
- Tape and Reel Options Available
- MSL 1 & Lead Free

Package Marking and Pin Connections



Note: Package marking provides orientation and identification
"R" = Device Code
"?" = Month code indicates the month of manufacture

Table 1. Absolute Maximum Ratings [1] at Tc = +25°C

Symbol	Parameter	Unit	Max Rating
P _{IV}	Peak Inverse Voltage	V	2.0
T _J	Junction Temperature	°C	150
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150
T _{OP}	Operating Temperature	°C	-65 to 150
θ _{jb}	Thermal Resistance [2]	°C/W	175

Notes:

1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
2. Thermal Resistance is measured from junction to board using IR method.

Table 2. Electrical Specifications at Tc = +25°C

	Maximum Forward Voltage VF (mV)		Maximum Reverse Leakage IR (uA)	Typical Capacitance CT (pF)
	150	250	175	0.30
Test Conditions	IF = 0.1 mA	IF = 1.0 mA	VR = 2V	VR = -0.5 V to -1.0 V f = 1MHz

Table 3. RF Electrical Specifications, Tc = +25°C

	Typical Tangential Sensitivity TSS (dBm) @ f = 915 MHz	Typical Voltage Sensitivity γ (mV/μW) @ f = 915 MHz	Typical Video Resistance RV (KΩ)
	-57	40	8.0
Test Conditions	Video Bandwidth = 2 MHz Zero Bias	Power in = -40 dBm RL = 100 KΩ, Zero Bias	Zero Bias

Typical Parameters

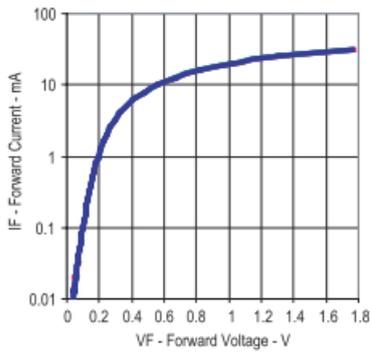


Figure 1. Typical Forward Current vs Forward Voltage.

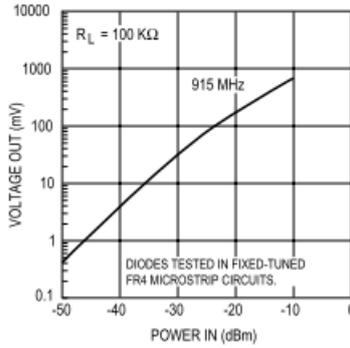


Figure 2. 25°C Output Voltage vs Input Power at Zero Bias.

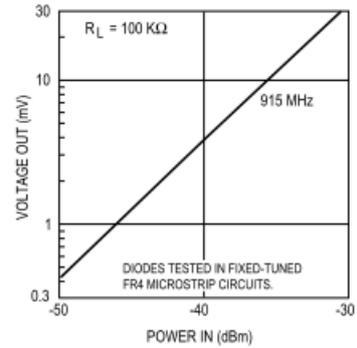


Figure 3. 25°C Expanded Output Voltage vs Input Power. See Figure 2.

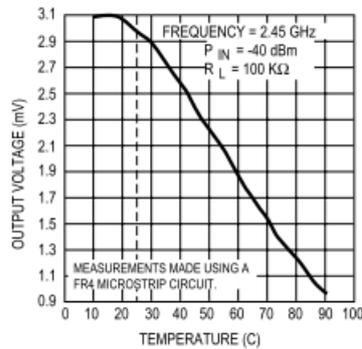
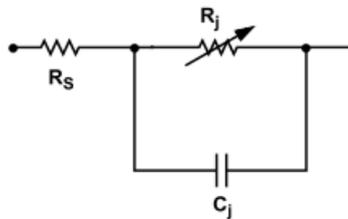


Figure 4. Output Voltage vs Temperature.

Equivalent Linear Circuit Model

HSMS-285x chip



R_S = series resistance (see Table of SPICE parameters)

C_j = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} \text{ nT}}{I_b + I_s}$$

where

I_b = externally applied bias current in amps

I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)

T = temperature, K

n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

Note:

To effectively model the packaged HSMS-285x product, please refer to Application Note AN1124.

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSMS-285x
B_V	V	3.8
C_{j0}	pF	0.18
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	3E -4
I_S	A	3E -6
N		1.06
R_S	Ω	25
$P_B (V_j)$	V	0.35
$P_T (XTI)$		2
M		0.5

4.4.3 Diodo SMS7630-079LF [3]



DATA SHEET

Surface Mount Mixer and Detector Schottky Diodes

Applications

- Sensitive RF and microwave detector circuits
- Sampling and mixer circuits
- High-volume wireless
- WiFi and mobile
- Low-noise receivers in high-sensitivity ID tags
- Radio designs

Features

- Tight parameter distribution
- Available as singles, pairs, and dual pairs
- Packages rated MSL1, 260 °C per JEDEC J-STD-020)



Skyworks Green™ products are compliant with all applicable legislation and are halogen-free. For additional information, refer to Skyworks Definition of Green™, document number SQ04-0074.



Description

These low-cost, surface mountable, plastic packaged silicon mixer Schottky diodes are designed for RF and microwave mixers and detectors. They include low barrier diodes and zero-bias detectors that combine Skyworks advanced semiconductor technology with low-cost packaging techniques. All diodes are 100 percent DC tested and deliver tight parameter distribution, which minimizes performance variability.

These diodes are available in SOD-882, SC-70, SC-79, SC-88, SOD-323, SOT-23, SOT-143, and Molded Interconnect System (MIS) packages. Wiring configurations include singles, common cathode, series pairs, unconnected pairs, and dual series pairs. They may be used at frequencies up to 24 GHz.

Table 1 describes the various packages and marking of the mixer and detector Schottky diodes.

Table 1. Schottky Diode Packaging and Marking

Single	Single	Single	Common Cathode	Series Pair
SC-79 Green™	SOD-323 Green™	SOT-23	SOT-23	SOT-23
				SMS1546-005LF Green™ Marking: XG2
		SMS7621-001 Marking: SH1		◆ SMS7621-005 Marking: SH2
◆ SMS7621-079LF Marking: Cathode		SMS7621-001LF Green™ Marking: XH1		◆ SMS7621-005LF Green™ Marking: XH2
		SMS7630-001 Marking: SD1		SMS7630-005 Marking: SD2
◆ SMS7630-079LF Marking: Anode	SMS7630-011LF Marking: XD	SMS7630-001LF Green™ Marking: XD1		SMS7630-005LF Green™ Marking: XD2
$L_S = 0.7 \text{ nH}$	$L_S = 1.5 \text{ nH}$	$L_S = 1.5 \text{ nH}$		$L_S = 1.5 \text{ nH}$
			SC-70	SC-70
			SMS7621-074 Marking: SH3	SMS7621-075 Marking: SH2
			SMS7621-074LF Green™ Marking: XH3	SMS7621-075LF Green™ Marking: XH2
			$L_S = 1.4 \text{ nH}$	$L_S = 1.4 \text{ nH}$

Package and Handling Information

Instructions on the shipping container label regarding exposure to moisture after the container seal is broken must be followed.

Table 2. Surface Mount Mixer and Detector Diodes Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Minimum	Maximum	Units
Reverse voltage	V_R		Rated V_B	V
Forward current, steady state	I_F		50	mA
Power dissipation	P_D		75	mW
Storage temperature	T_{STG}	-65	+150	°C
Operating temperature	T_A	-65	+150	°C
Junction temperature	T_J		+150	°C

Note: Exposure to maximum rating conditions for extended periods may reduce device reliability. There is no damage to device with only one parameter set at the limit and all other parameters set at or below their nominal value. Exceeding any of the limits listed here may result in permanent damage to the device.

Table 4. Surface Mount Mixer and Detector Diodes Electrical Specifications (Note 1)
($T_A = +25 \text{ °C}$ Per Junction, Unless Otherwise Noted)

Part Number	Minimum V_B @ 100 μA (V)	Typical C_T @ 0.15 V (pF)	V_F @ 0.1 mA (mV)	V_F @ 1 mA (mV)	Maximum Pair Configuration ΔV_F @ 1 mA (mV)	Typical R_V (Ω)
SMS7630 series	1	0.3	60 to 120	135 to 240	10	5000

Note 1: Performance is guaranteed only under the conditions listed in this Table.

Table 5. SPICE Model Parameters (Per Junction)

Parameter	Units	SMS1546 Series	SMS7621 Series	SMS7630 Series
IS	A	3E-7	4E-8	5E-6
RS	Ω	4	12	20
N	–	1.04	1.05	1.05
TT	sec	1E-11	1E-11	1E-11
CJO	pF	0.38	0.1	0.14
M	–	0.36	0.35	0.40
Eg	eV	0.69	0.69	0.69
XTI	–	2	2	2
Fc	–	0.5	0.5	0.5
Bv	V	3	3	2
IBV	A	1E-5	1E-5	1E-4
VJ	V	0.51	0.51	0.34

Typical Performance Characteristics

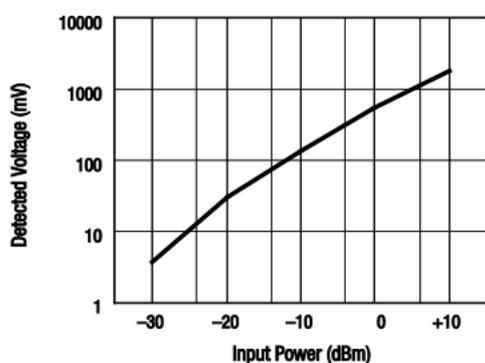


Figure 3. Typical Detector Characteristics @ 1.8 GHz

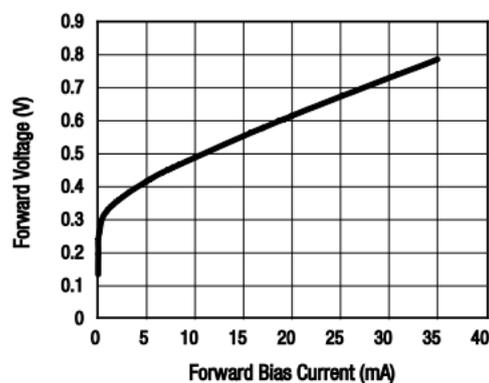


Figure 4. SMS7621-081LF Forward Voltage vs Forward Bias Current

4.5 Referencias

- [1] Avago Technologies, RF Schottky Barrier Diodes in Surface Mount SOD-323 Package, HSMS-282Z Data Sheet
- [2] Avago Technologies, RF Schottky Barrier Diodes in Surface Mount SOD-523 Package, HSMS-282Z Data Sheet
- [3] Skyworks, Surface Mount Mixer and Detector Schottky Diodes, SMS7630-079LF Data Sheet.
- [4] J. Antonio Morcillo Sánchez, “Diseño de rectenas multifrecuencia de media onda y onda completa”, Proyecto fin de carrera, Octubre 2011.
- [5] 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. Montaje y Verificación del Rectificador Clase E a Diodo

5.1 Layout y montaje del PCB

Para el proceder al montaje del circuito se utilizó una placa o PCB (“Printed Circuit Board”), cuyo layout es el que se presenta a continuación.

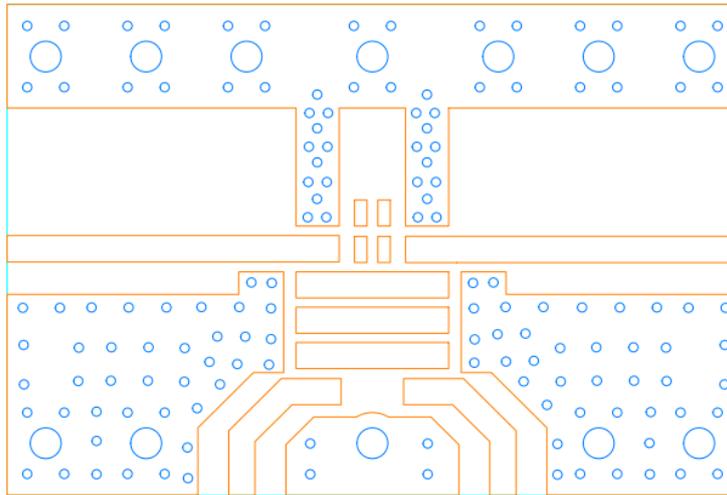


Figura 5.1. Layout de la placa utilizada

Esta placa no se creó específicamente para el diseño del rectificador, pero sí es un modelo apto en cuanto a dimensiones y tipo de sustrato para operar con líneas de 50 ohm de impedancia característica, colocar el diodo, las bobinas y condensadores necesarios. Empleando dicho PCB, fabricado sobre sustrato Arlon 25N, con permitividad de 3.38, altura de 0.762 mm (30 mils) y que el fabricante destaca para su utilización en sistemas inalámbricos (telefónica móvil, amplificadores de bajo ruido o antenas); con las líneas y modificaciones oportunas, se pudo desde caracterizar por separado el diodo en un principio (obteniendo su curva I-V y sus parámetros S) y hasta alcanzar implementar el montaje final del circuito; tal como se muestra la figura 5.2.

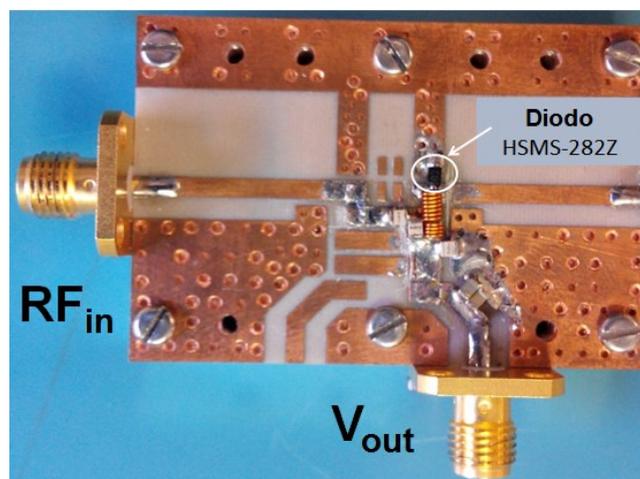


Figura 5.2 Montaje del rectificador clase E con diodo HSMS-282Z

Como se discutió en el capítulo anterior, es importante resaltar que los modelos de los componentes que proporcionan herramientas de simulación de circuitos, como es el caso de AWR Microwave Office, no muestran en la mayoría de los casos un comportamiento lo suficientemente cercano a la realidad. Por este motivo, fue que se decidió realizar el ajuste de las redes de entrada y salida directamente en el laboratorio mediante el uso del analizador de redes y con los distintos elementos discretos que se disponían; a partir de los valores obtenidos en el diseño por simulación como primera aproximación.

En la figura 5.3, aparece representado el esquemático implementado en la versión final del rectificador (fotografía previa).

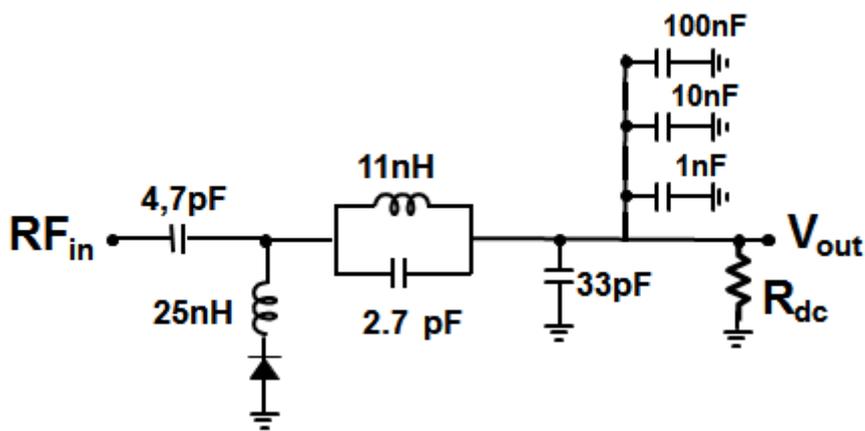


Figura 5.3 Esquema final del circuito implementado del rectificador

Conviene recordar que para aproximar la operación clase E se eligió una bobina de 25 nH que ofrece una terminación cercana al abierto a las frecuencias del segundo y tercer armónico gracias a sus propios elementos parásitos. Esta bobina se hizo resonar por debajo de la frecuencia del fundamental gracias al uso de un condensador en serie de 4.7 pF, proporcionando una impedancia cercana a la óptima al fundamental.

En el caso de la vía por la cual se extrae la tensión de DC rectificada, como no se disponía en el laboratorio de una bobina en la serie seleccionada que resonara a la frecuencia de 0.915 GHz, se implementó un circuito resonante compuesto por el paralelo de una bobina de 11 nH y un condensador de 2.7 pF, seguido de otro condensador a masa de 33 pF que contribuye a conseguir un buen rechazo a dicha frecuencia. Además, en esta red de salida de DC se colocaron un banco de condensadores cerámicos de baja frecuencia de 1 nF, 10 nF y 100 nF a masa; que aseguran un buen corto en frecuencia y además ayudan estabilizar posibles variaciones en la tensión de salida de DC.

Para el montaje del rectificador se utilizaron condensadores de la serie 100A de ATC y bobinas Coilcraft correspondientes a la serie *Square Air Core Inductors* de alto factor de calidad.

5.2 Caracterización del Rectificador Clase E

Una vez realizado el diseño se procedió a montar el sistema de medida en el laboratorio para la caracterización y medida del rectificador.

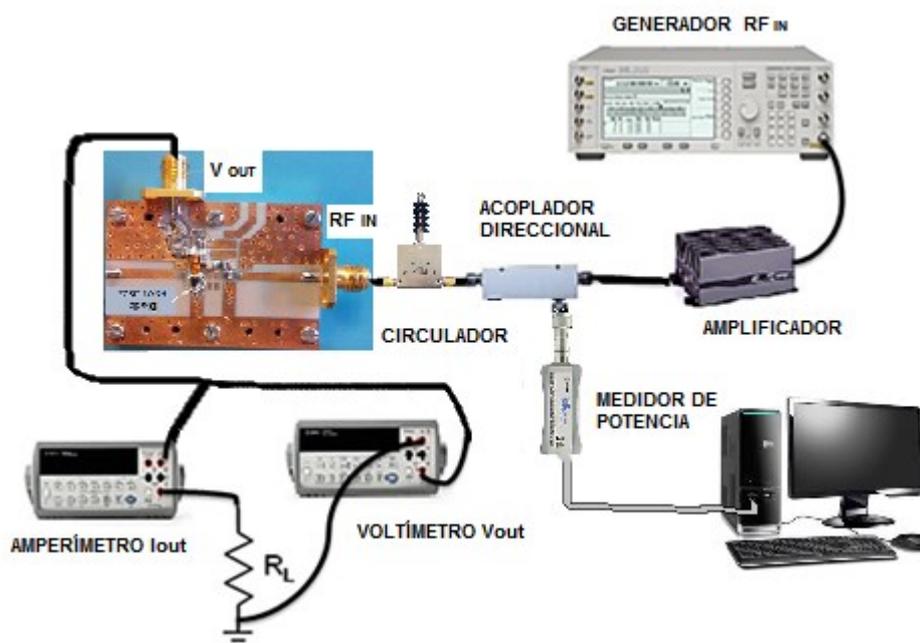


Figura 5.4. Esquema implementado en el laboratorio para medida del rectificador

El esquema implementado en el laboratorio, que le podemos ver en la figura 5.4, estaba compuesto de un generador vectorial de señal (*Agilent ESG E4438C*) que introduce la señal de excitación en el sistema, seguido por un amplificador de propósito general de Minicircuits, 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 U2000A USB Power Sensor*), que nos permite conocer cuál es la potencia de entrada en el rectificador en todo momento, teniendo en cuenta los atenuadores existentes y la atenuación en las ramas directa y acoplada. Entre el acoplador y el rectificador se introdujo un circulador para evitar imprecisiones en la medida de la potencia en aquellas condiciones en que el rectificador no está bien adaptado. Para medir la tensión de salida V_{out} se dispuso de dos multímetros desempeñando los papeles de voltímetro y amperímetro, respectivamente. Finalmente, para la resistencia de carga en DC, (R_L en la fig.5.4) se empleó un potenciómetro que facilita ver es comportamiento del rectificador, respecto a la misma.

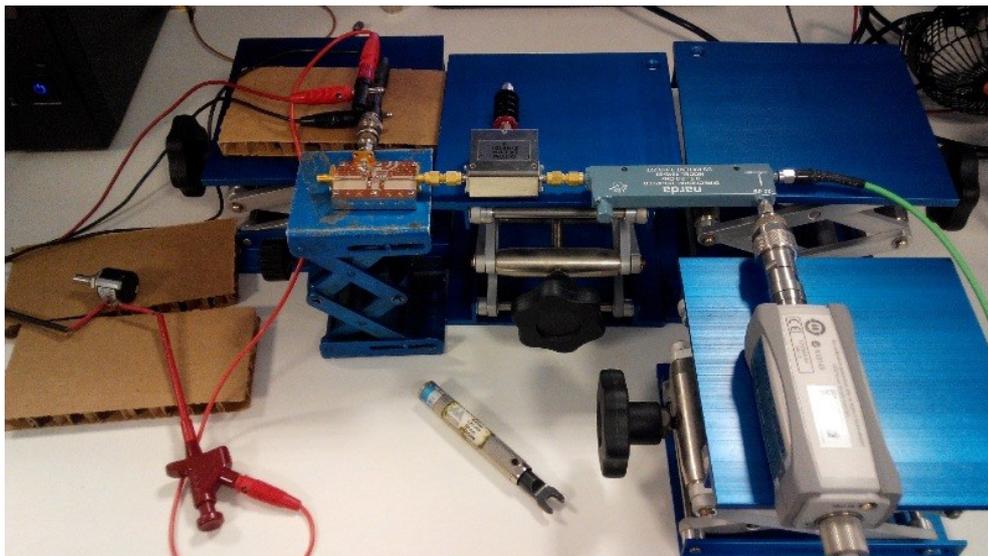


Figura 5.5. Fotografía tomada en el laboratorio del montaje de medida del rectificador

Para evaluar el comportamiento del rectificador se realizaron distintos barridos, caracterizando la tensión y corriente de salida junto a la potencia de entrada, para distintas frecuencias, potencias de entrada y valores de R_L .

Debido a la modificación, del valor del condensador de la red de entrada al valor de 4.7 pF, ya mencionada en el capítulo precedente (punto 4.3.2) y que ajustaba mejor el comportamiento real de dicha red en el laboratorio; mediante diferentes barridos, descritos con anterioridad; se fueron acotando los valores que lograban el mejor funcionamiento del rectificador físico. Finalmente se observó que la resistencia de carga que mejor rendimiento ofrecía en las mediciones a la frecuencia de diseño, correspondió con un valor igual a $R_L \equiv R_{DC} = 214 \Omega$ y a una potencia de entrada de $P_{in} = 23 \text{ dBm}$

A continuación se mostraran los resultados logrados para estos valores definitivos, ya establecidos.

Es importante aclarar, que a partir de ahora cada vez que hagamos referencia al término de eficiencia del rectificador; atenderemos a la siguiente expresión para su cálculo:

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

donde P_{out} representa la potencia de salida de DC y P_{in} la potencia de entrada en RF.

5.2.1. Barridos de potencia de entrada

A continuación se muestran los resultados que se obtuvieron variando la potencia de entrada al rectificador a la frecuencia de 915 MHz para el valor óptimo de resistencia de carga.

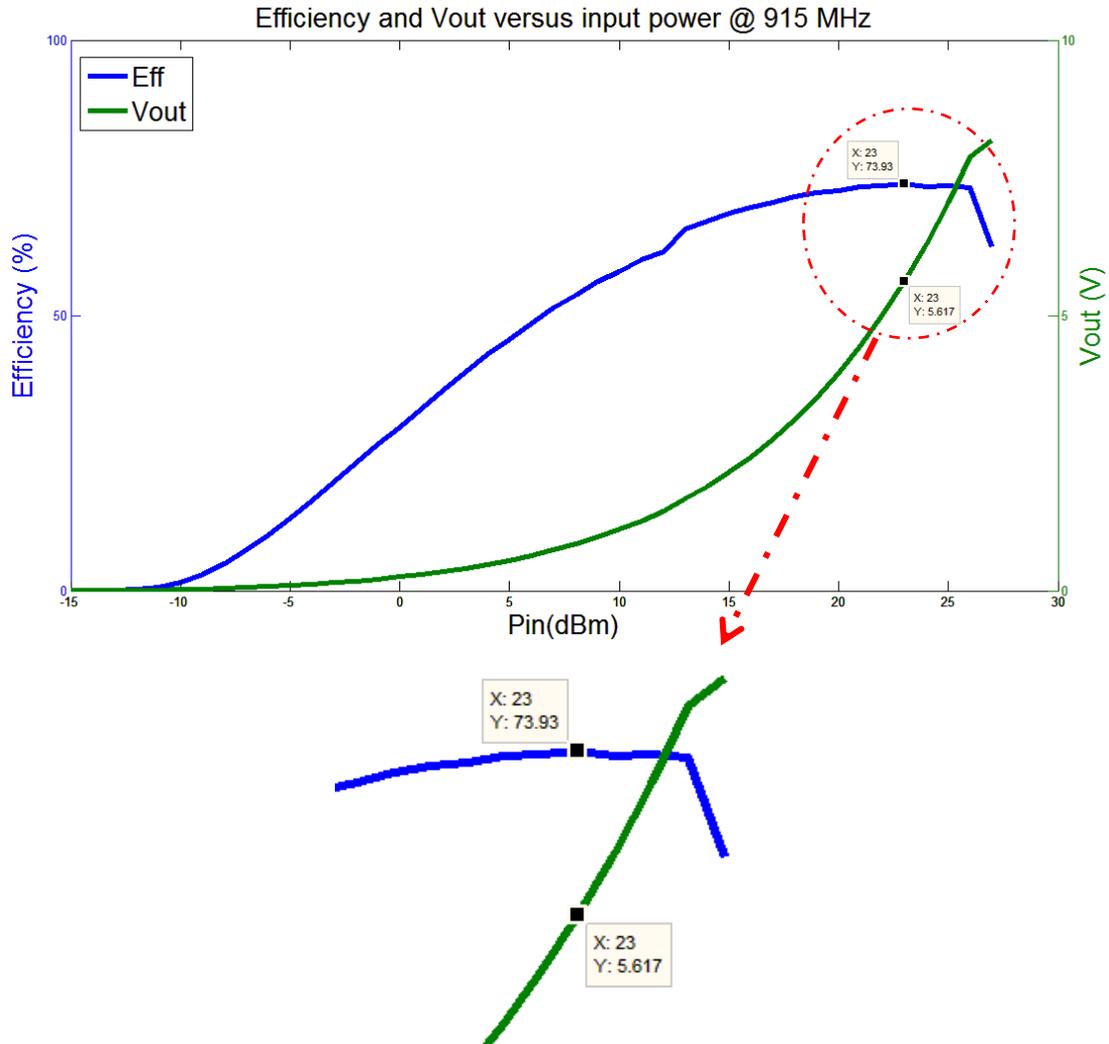


Figura 5.6 Evolución de la eficiencia y de la tensión de salida, respecto la potencia de entrada; y Ampliación del punto de máxima eficiencia respectivamente.

Para niveles muy pequeños de potencia apenas se aprecia tensión a la salida como era de esperar, dado que la excursión de señal no consigue alcanzar la tensión de codo del diodo. A partir de cierto valor, tanto la tensión de salida como la eficiencia van creciendo a medida que aumenta la potencia incidente en el rectificador; hasta alcanzar un pico de eficiencia de 74% a una potencia de 23 dBm, con un voltaje de 5.6 V en la carga. Además, se pudo ver cómo a partir de una potencia de 27 dBm, la eficiencia empieza a caer ya de forma acusada debido a que la excursión de tensión es tan grande que se alcanza la zona de ruptura en las características I/V del diodo.

De igual forma lo podemos observar en las dos figuras posteriores (fig.5.7 y fig.5.8). En las dichas gráficas se representa junto a la eficiencia, la corriente y la potencia de salida; respectivamente. Podemos apreciar, que la potencia necesaria recibida a la entrada del rectificador para obtener una eficiencia superior al 70%; está comprendida entre los 17-26 dBm; mientras que para alcanzar el 50% solo se necesita recibir una potencia de al menos 7dBm.

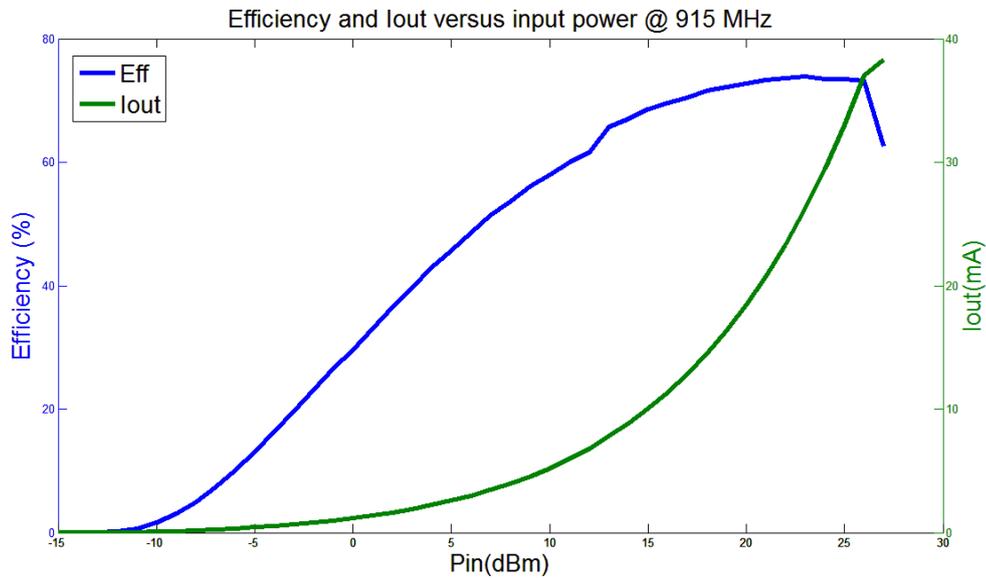


Figura 5.7. Evolución de la eficiencia y de la corriente de salida, respecto la potencia de entrada.

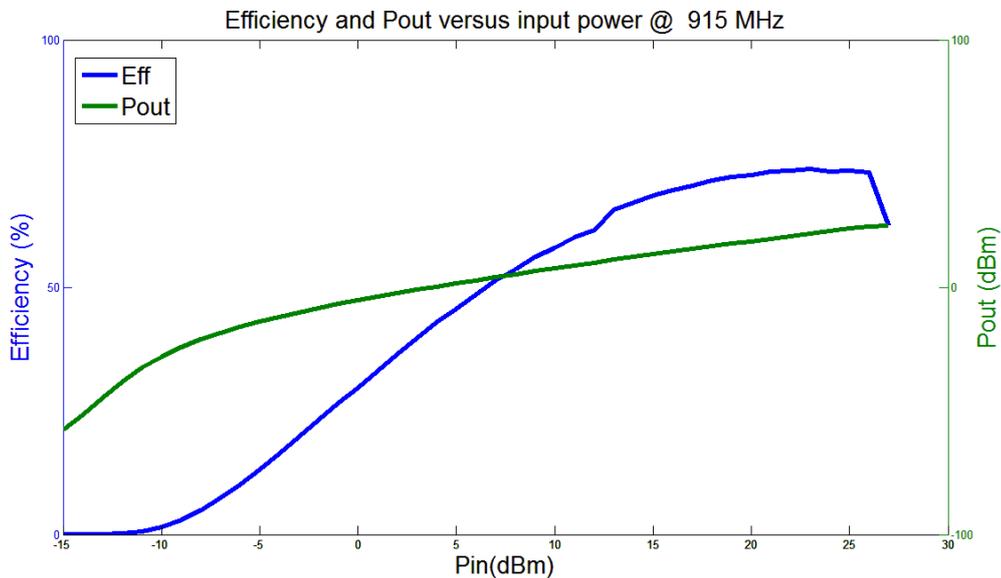


Figura 5.8. Evolución de la eficiencia y de la potencia de salida, respecto la potencia de entrada.

5.2.2. Barridos de resistencia de carga

El siguiente estudio, presenta el comportamiento que ofrece el rectificador operando a la frecuencia de interés de 915 MHz, y a una potencia fija de 23 dBm, correspondiente al valor de potencia para el que se obtiene la eficiencia máxima; haciendo variar el valores de resistencia de carga en DC. Gracias a la utilización de un potenciómetro en el lugar de la R_L , pudo hacerse dicha modificación en cuanto a valor resistivo.

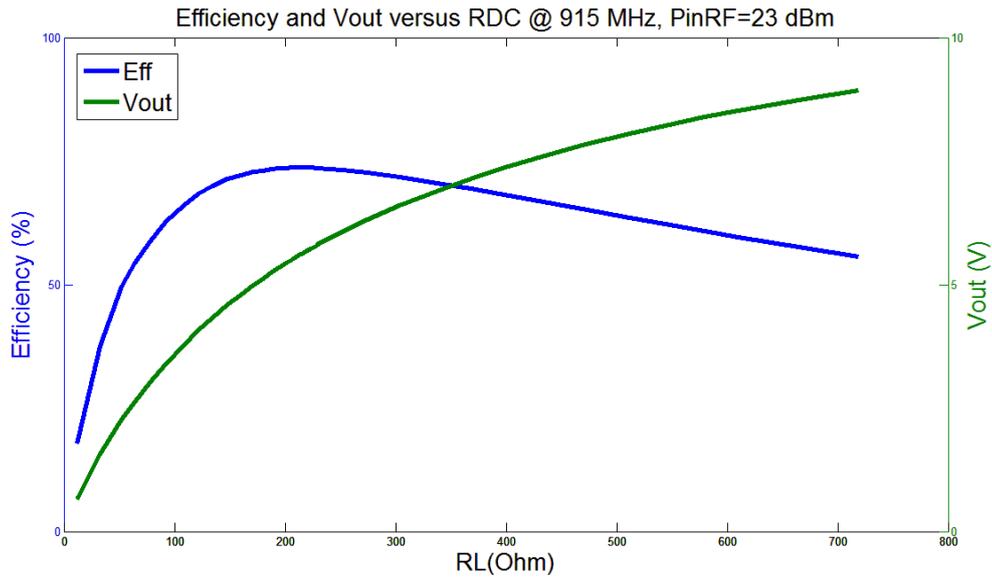


Figura 5.9. Evolución de la eficiencia y de la tensión de salida, respecto a la resistencia de carga

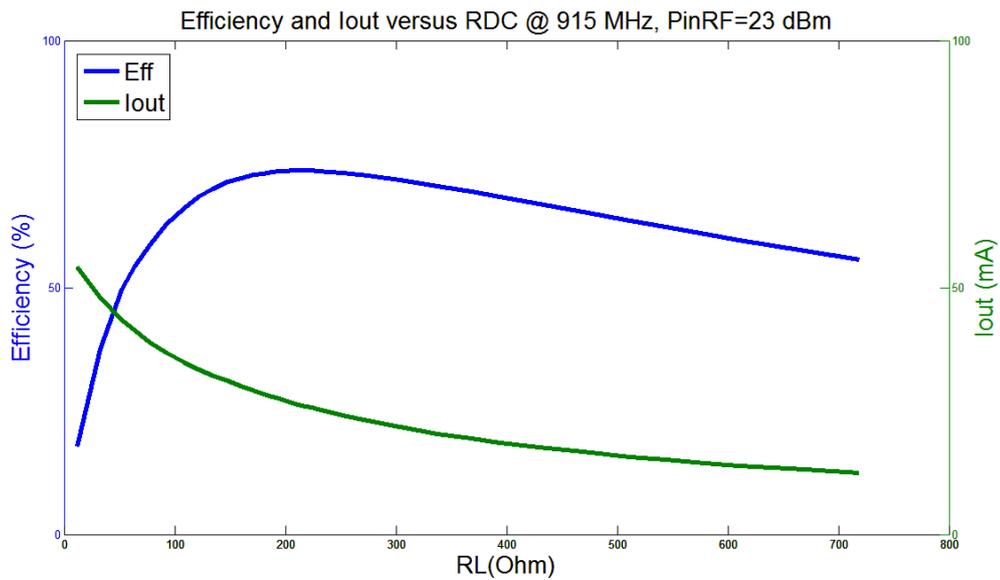


Figura 5.10. Evolución de la eficiencia y de la corriente de salida, respecto a la resistencia de carga

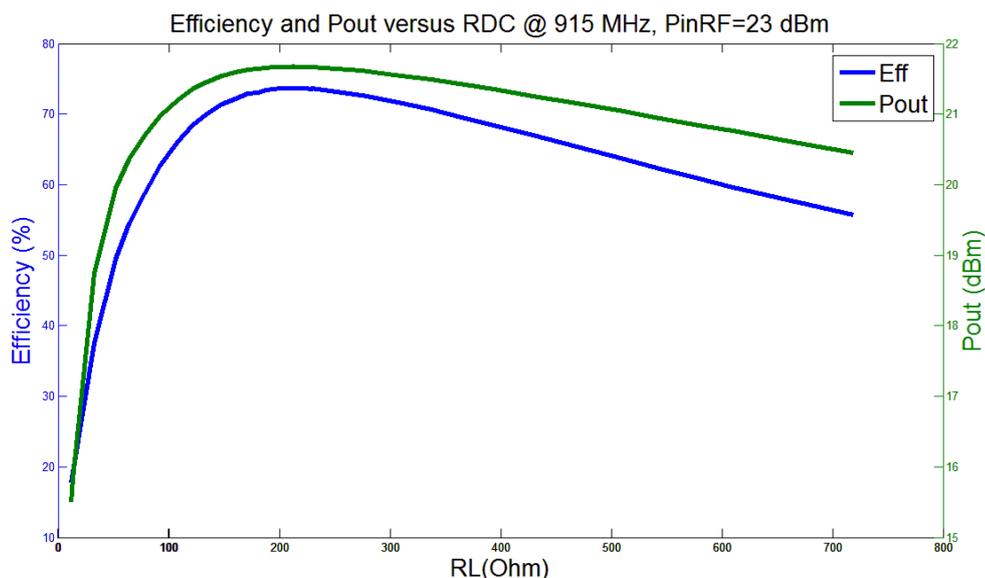


Figura 5.11. Evolución de la eficiencia y de la potencia de salida, respecto a la resistencia de carga

De las 3 figuras precedentes, se aprecia que el valor de eficiencia (al igual que la potencia de salida, como es natural) va creciendo a medida que también lo hace el valor de la carga, alcanzando su máximo en torno al valor de resistencia DC óptimo, correspondiente a 214Ω y mencionado anteriormente. A partir de dicho punto, la potencia de salida comienza a disminuir y por consiguiente, el rectificador empieza a empeorar su rendimiento.

Además, se puede observar el comportamiento de la tensión e intensidad de salida, las cuales aumentan y disminuyen respectivamente, con el aumento de la resistencia de carga; como cabría de esperar.

5.2.3. Barridos en frecuencia

Por último se ofrecen los valores obtenidos realizando un barrido en frecuencia con una potencia de entrada fija de 23 dBm y la resistencia de carga de 214Ω ; valores ya descritos como los que ofrecía el mejor resultado en eficiencia a la frecuencia fija de interés.

Del análisis de estas dos imágenes (fig.5.12 y fig.5.13) podemos ver que tanto la eficiencia, como la tensión y potencia de salida, tienen un comportamiento bastante plano en el rango en torno a la frecuencia deseada, ofreciendo una eficacia superior al 70% entre los 890-990 MHz. Por otro lado, para lograr alcanzar un rendimiento cuyo nivel se establezca por encima del 50%; la franja de frecuencias se extendería desde unos 650 MHz hasta los 1050 MHz aproximadamente.

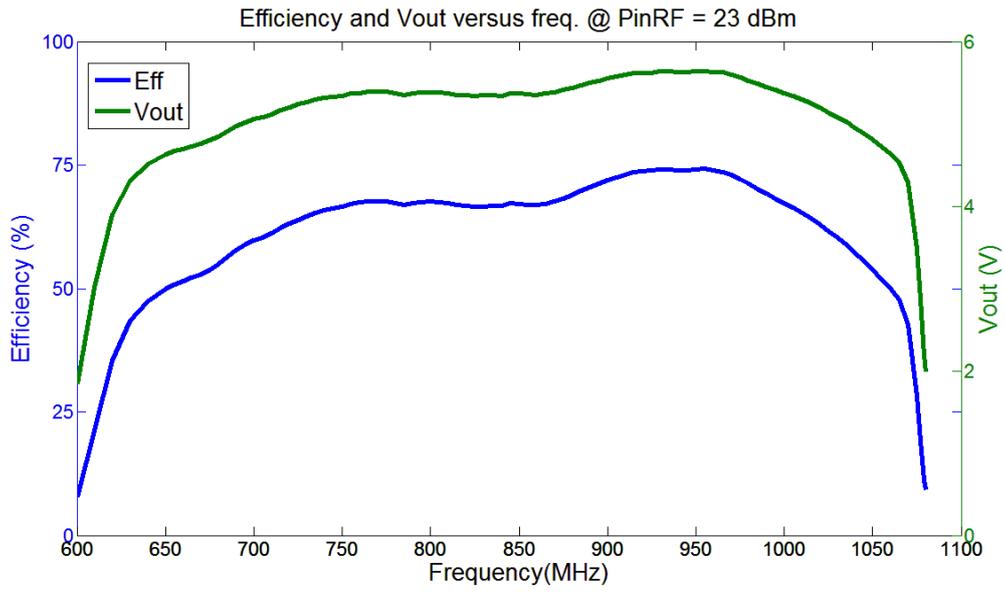


Figura 5.12. Evolución de la eficiencia y de la tensión de salida, respecto la frecuencia

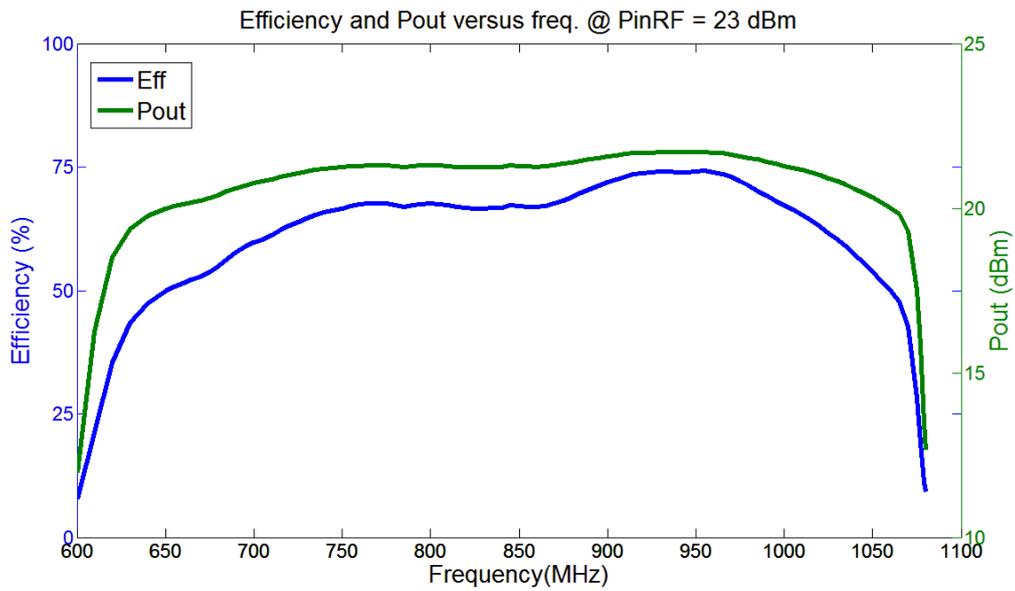


Figura 5.13. Evolución de la eficiencia y de la potencia de salida, según la frecuencia

6. Conclusiones y Líneas Futuras

6.1 Conclusiones

El presente trabajo, ha presentado el diseño de un rectificador síncrono clase E basado en un dispositivo diodo de unión Schottky.

Una vez ejecutado el diseño, montaje y verificación de dicho rectificador, estamos en disposición de realizar una breve valoración del trabajo llevado a cabo.

A la vista de resultados obtenidos en el capítulo anterior se puede afirmar que hemos cumplido con los objetivos fijados inicialmente para este proyecto. Se ha logrado superar el 70 % de eficiencia en la banda de interés y para potencias a la entrada del rectificador, comprendidas en el rango de los 17-26 dBm. Asimismo se situó el pico máximo en rendimiento, a la frecuencia de estudio de 915 MHz y a una potencia de 23 dBm. Todo esto, para un valor óptimo de resistencia de carga de unos 214 Ohmios.

Debemos recordad que los valores finalmente implementados en la realización de nuestro rectificador clase E a diodo, variaron respecto de los que se obtuvieron en la fase de simulación. Esta situación ocurre a menudo, debido a las frecuencias en que se operaba (UHF), y al comportamiento real que presentan los diferentes componentes del circuito, respecto a sus modelos. Además, los posibles parásitos introducidos por los diversos conectores, o las propias conexiones realizadas de los diferentes elementos, etc. y que no se tenían en consideración en la etapa de simulación; también pudieron influir para tener que realizar, la citada modificación.

6.2 Futuras líneas

Teniendo en cuenta que el circuito rectificador es una de las partes de la rectenna capaz de recuperar la energía RF, una de las futuras líneas sería realizar el proyecto que completase la misma. Se debería diseñar su antena receptora de forma optimizada para operar a la frecuencia ISM de 915 MHz. De esta forma se verificaría que las previsiones y los resultados de nuestro diseño son los esperados y podrían ser implementados para alimentar dispositivos de forma inalámbrica. De igual modo se podría fabricar el PCB específico al diseño elaborado, lo que permitiría reducir el tamaño del circuito.

Otra línea de trabajo podría tratar de buscar alguna solución que ofreciese prestaciones algo más flexibles, ofreciendo una respuesta menos dependiente tanto de la resistencia de carga y como de la potencia de entrada. De este modo, posiblemente se podría obtener así una mejor eficiencia o al menos igual, pero para rangos más amplios; de los parámetros mencionados con anterioridad. Para lograr esto, se podría hacer uso de alguna otra topología a diodo, por ejemplo una clase E paralelo; o también cambiar la tecnología implementada en el rectificador, como sería el caso de utilizar transistores en dicha función. Este último planteamiento se ha venido desarrollando dentro del grupo de trabajo de radiofrecuencia de la universidad, mediante el uso de transistores E-pHEMT.