

**Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de  
Ensenada, Baja California**



---

**Maestría en Ciencias  
en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en  
Instrumentación y Control**

---

**Reciclado de energía de RF/microondas en sistemas  
*Front-End* utilizando un filtro direccional**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de  
Maestro en Ciencias

Presenta:

**Luis Antonio Mizquez Corona**

Ensenada, Baja California, México

2018

Tesis defendida por

**Luis Antonio Mizquez Corona**

y aprobada por el siguiente Comité

---

Dr. Humberto Lobato Morales  
Director de tesis

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Dr. Salvador Villarreal Reyes

Dr. Jorge Torres Rodríguez



---

Dr. Daniel Saucedo Carvajal  
Coordinador del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

---

Dra. Rufina Hernández Martínez  
Directora de Estudios de Posgrado

*Luis Antonio Mizquez Corona © 2018*

*Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor y director de la tesis*

Resumen de la tesis que presenta Luis Antonio Mizquez Corona como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Instrumentación y Control.

## **Reciclado de energía de RF/microondas en sistemas *Front-End* utilizando un filtro direccional**

Resumen aprobado por:

---

Dr. Humberto Lobato Morales  
Director de tesis

En este trabajo de tesis se presenta el diseño de un circuito novedoso de reciclado de energía de RF/microondas para sistemas *Front-End*, que utiliza un filtro direccional de cuatro puertos, acoplado a una etapa de rectificado. El filtro direccional, por el puerto de salida rechaza-banda, manda la señal no filtrada hacia la etapa de rectificado, la cual es convertida a DC, eliminando además toda reflexión hacia la entrada del sistema sin comprometer el desempeño del la respuesta pasa-banda, la cual es una característica importante para cualquier etapa de *Front-End*. La etapa de rectificado es acoplada al filtro direccional por medio de un resonador de microcinta. Se presentan las respuestas en frecuencia simuladas y medidas de los dispositivos diseñados, así como los niveles de voltaje de DC generados por el rectificador. Al ser un primer acercamiento a sistemas con este tipo de topología y este circuito de acoplamiento, los resultados obtenidos son relevantes ya que cuentan como un punto de partida sólido para el trabajo a futuro.

**Palabras clave:** reciclado de RF/microondas, circuito rectificador, filtro direccional, circuitos de microcinta.

Abstract of the thesis presented by Luis Antonio Mizquez Corona as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Instrumentation and Control.

**RF/microwave energy harvesting in *Front-End* systems using a directional filter**

Abstract approved by:

---

Dr. Humberto Lobato Morales  
Thesis Director

A novel design of an RF/microwave-energy harvesting circuit making use of a directional filter for front-end implementation is presented in this thesis report. The system consists of a rectifier circuit fed by the reject-band port of a directional filter, using a microstrip resonator as the coupling network. This configuration allows the overall reflection to be suppressed without affecting the pass-band path, which is an important issue for any front-end performance. Simulated and measured responses are presented as well as the obtained DC voltage levels from the rectifier circuit. As a first approach to harvesting systems using this kind of configuration and coupling network, the obtained results are considered relevant and they could be a starting point for deep research and development in the area.

**Keywords:** RF/microwave harvesting, rectifier circuit, directional filter, microstrip circuits.



## Dedicatoria

***A mi tesoro máspreciado, mi familia. Ustedes iluminan mi vida cada día, en especial Julio Alexander y Benjamín de quienes tengo la dicha de ser tío.***

## Agradecimientos

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada por aceptarme en uno de sus posgrados y permitirme estudiar mi maestría en electrónica y telecomunicaciones.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme el apoyo económico para realizar mis estudios de maestría en la ciudad de Ensenada, Baja California.

Primeramente a mi madre María Antonieta Corona Mendoza y mi padre Rolando Mizquez Campa, quienes con su ejemplo de vida y apoyo incondicional, a pesar de todo, nos han ayudado a mis hermanos y a mi a superarnos día con día. A mi hermana mayor María Antonieta y mi hermano mayor Rolando, por ser un gran ejemplo a seguir. A mi cuñado y compadre Julio Wilson y mi cuñada Fabiola Camaras, por convertirse en mis hermanos mayores y hacer más grande mi familia. A mi ahijado Julio Alexander y mi sobrino Bejamín, por darme la dicha de ser tío y llenar mi corazón de alegría. Todos ustedes son mi tesoro más preciado, la luz que guía mi camino. Estoy eternamente agradecido con ustedes por todo su amor y cariño, los amo.

Segundo, quiero agradecer a mis maestros de la licenciatura que me ayudaron a llegar aquí, a la Dra. Milka del Carmen Acosta Enríquez, al Maestro Rodolfo Peón Aguirre y al Maestro Raúl Gilberto Hazas Izquierdo, todos sus consejos y apoyo me devolvieron la esperanza en mis estudios y gracias a ello pude continuar con el posgrado.

También quiero agradecer a CICESE: Unidad La Paz por aceptarme en un verano de investigación en sus instalaciones, en especial al grupo de oceanografía física tropical donde trabajé con el Dr. Armando Trasviña Castro, el Dr. Eduardo Gonzales Rodríguez y Miguel Ángel Cosío López, también quiero agradecer a sus estudiantes: Yesenia Torres, Daleth Carlos, Tadashi Kono y César con quienes trabajé, reí y comí muchas veces. A mis compañeros de casa durante el verano de investigación Guillermo Guerrero y Nadia Cruz, todos ustedes hicieron ese verano grandioso.

A mis familiares en la ciudad de La Paz por cuidarme durante mi estancia allá, en especial a primo Jaime Terrazas Járez, si no fuera por tí no habría llegado hasta Ensenada.

A mis familiares en la ciudad de San Luis Río Colorado, en especial a tío Norberto Corona y mi tía Natalia por siempre estar al pendiente de mi aunque estuvieran a tres horas y media de distancia. A mis familiares de la ciudad de Guadalajara, que cada vez que los visito me llenan de energía y fuerzas para continuar. A mi tío Roberto Corona, mi tía Monserrat Criollo y mis primos Roberto, Alejandro, Luis Fernando y Ricardo por siempre mantener el contacto a pesar de la distancia. A mis familiares en Puerto Peñasco, Guaymas, Phoenix y Hermosillo que aunque no los veía tan seguido con solo verlos una vez podíamos platicar como si nos hubieramos visto el día anterior.

También quiero agradecer a todos mis amigos y amigas hermosillenses que se despidieron de mi aquel día de Agosto cabizbajos pero sabían que todo era para bien.

A mis amigos de la infancia y adolescencia: Carlos Pita, Ruben Dávila, Alfredo León, Luis Paredes, Jesús Ciscomani, Erick Ciscomani y su novia Itzel, Ernesto De la Madrid y su familia, Alejandro Torres, José Francisco Martínez, Fernando Cubillas, Mauro Portugal e Isidro Portugal.

A los mejores organizadores de una fiesta sorpresa: Ilse Camarena, Gerardo Maytorena, Rubén Figueroa, Luis Alberto Durazo, Alejandra López, José Juan López y Ceci Verdugo. Gracias por mantenerse en contacto, apoyarme y aconsejarme en mis momentos más difíciles.

A mis amigos Guillermo *Black* Medina, Francisco *Kiko* Medina, Arturo *Turok* Moreno, Omar Nuñez y su esposa Jenny Brockman, por siempre estar al pendiente de mi.

A mis excompañeros de la licenciatura: Jorge Arizaga, Francico Ruíz, Humberto Contreras, Jesús Martínez, Gabriel Ramírez y Gabriel Caro por mantenerse en contacto y mandarme buenas vibras.

A mi buen amigo Jesé Urrutia, con quien compartí tantas carcajadas y experiencias estos últimos años a pesar de estar tan lejos. Muchas gracias por todo tu apoyo carnal.

A mi carnalito Oliver Rochin y su novia Yvonne Macazani por recibirme cuando iba de visita a San Luis Río Colorado.

Son los mejores amigos que uno puede pedir en esta vida.

También quiero agradecer a todas las personas que conocí en el puerto de Ensenada.

A mis profesores durante en el posgrado: Miguel Ángel Alonso, Daniel Saucedo, César Cruz, Ricardo Cuesta, Adrián Arellano, Jonatán Peña, Marcela Ovalle, Alejandro Márquez, Miguel Muri-  
llo Rafael Kelly, Yury Orlov, Joaquín Álvarez y Moisés Castro.

A mi director de tesis: Humberto Lobato Morales por todo su apoyo como maestro durante la maestría y su apoyo como directo, muchas gracias por aceptarme como su alumno. A mi comité de tesis por todo su apoyo: Jorge Torres, Salvador Villarreal y en especial a Carmen Maya. Todos ustedes aportaron a mi desarrollo profesional y personal.

A todos mis amigos y amigas de Ensenada, les agradezco por todas las vivencias estos dos años y medio.

A mis compañeros y amigos de la academia AVT: Javier Medina, Juan Simetal, Alexis Ramos, Elí Carloz, Diego García, Saúl Flores, David Elizondo, Alexia Pimentel. En especial quiero agradecerles a mi coach y hermano mayor Adrian Lozano, a mi buena amiga y hermana mayor Tania Luna y a mi buena amiga y compañera Abigail Nalon por hacerme sentir como si nunca hubiera salido de casa. Todos ustedes me ayudaron a sobrevivir el año más difícil que eh tenido en mi vida.

A mis compañeras de Lenguaje de Señas Mexicano: Dianne Gonzales, Carolina Rodríguez, Claudia Ochoa, Nadya Sandoval, su hermana Naty y su madre Ivonne Aguilar, gracias por su amistad y compañerismo. En especial quiero agradecer al profesor Antonio Casas por sus enseñanzas.

A María Concepción Gaeta Verdín por acompañarme a disfrutar los últimos meses que estuve

en el puerto de Ensenada.

Quiero agradecer a mis amigos en el posgrado: Rohili Ibarra, Rigoberto Martínez, Manuel Meranza, Beatriz Stephens, Manuel Casillas, René Martínez, Fernando Gómez, Jessica Fernández, Javier Mendívil, Sergio Armas, Alejandro Álvarez, Victor Juárez, Zaíl Rodríguez, Eduardo García, Gustavo Ceseña, Adan Olachea, Ernesto Medina, Edwin Villavicencio gracias por todos sus consejos y amistad.

Finalmente quiero agradecer a todos mis compañeros de generación, con ustedes compartí muchas risas, lágrimas, comidas y desveladas. Me llevo recuerdos gratos de hermosas amistades que no cambio por nada. Les agradezco todos sus consejos, paciencia, cariño, amistad y sobre todo su amor, el año pasado. Este viaje ha sido una experiencia maravillosa, más de lo que podría haber imaginado. Les deseo lo mejor y mucho éxito en sus futuros proyectos hoy y siempre, también les prometo que mi amistad perdurará para siempre.

¡Muchísimas gracias: Isaí Cabral, Alan Calderón, Rolando Díaz, Manuel Lizárraga, Heberto Molina, Mikhail Ramos y Luis Reyes!

# Tabla de contenido

|                                                                          | Página |
|--------------------------------------------------------------------------|--------|
| Resumen en español .....                                                 | ii     |
| Resumen en inglés .....                                                  | iii    |
| Dedicatoria .....                                                        | iv     |
| Agradecimientos .....                                                    | v      |
| Lista de figuras .....                                                   | xi     |
| Lista de tablas .....                                                    | xv     |
| <br><b>Capítulo 1. Introducción</b>                                      |        |
| 1.1. Antecedentes .....                                                  | 1      |
| 1.1.1. Reciclado de energía de RF/microondas .....                       | 1      |
| 1.1.2. Circuitos de rectificado de RF/microondas .....                   | 5      |
| 1.1.3. Aplicaciones del rectificado de energía de RF/microondas .....    | 8      |
| 1.1.4. Estructuras para la transmisión de energía de RF/microondas ..... | 9      |
| 1.1.5. Energía de RF en sistemas de comunicaciones inalámbricas .....    | 11     |
| 1.2. Justificación .....                                                 | 12     |
| 1.3. Objetivo .....                                                      | 14     |
| 1.3.1. Objetivo general .....                                            | 14     |
| 1.3.2. Objetivos particulares .....                                      | 14     |
| <br><b>Capítulo 2. Front End y circuitos de microondas.</b>              |        |
| 2.1. Introducción .....                                                  | 15     |
| 2.2. Sistemas <i>Front End</i> en microondas .....                       | 15     |
| 2.3. Circuitos de microondas en tecnología de microcinta .....           | 16     |
| 2.3.1. Resonadores de media onda .....                                   | 22     |
| 2.3.1.1. Línea de media onda en circuito abierto .....                   | 22     |
| 2.4. Parámetros S y Carta de Smith .....                                 | 23     |
| 2.4.1. Parámetros S .....                                                | 23     |
| 2.4.2. Carta de Smith .....                                              | 25     |
| 2.5. Filtro direccional multi-polo .....                                 | 27     |
| 2.6. Líneas de transmisión CRLH .....                                    | 27     |
| 2.7. Circuitos rectificadores de microondas .....                        | 28     |
| 2.7.1. Circuito de Villard .....                                         | 29     |
| 2.7.2. Circuito de Greinacher .....                                      | 30     |
| 2.8. Conclusiones del capítulo 2 .....                                   | 30     |
| <br><b>Capítulo 3. Reciclado de energía en microondas</b>                |        |
| 3.1. Introducción .....                                                  | 31     |
| 3.2. Reciclado de energía en microondas .....                            | 31     |
| 3.2.1. Revisión de literatura .....                                      | 32     |
| 3.3. <i>Rectenas</i> .....                                               | 37     |
| 3.4. Transferencia de energía de microondas en sistemas resonantes ..... | 38     |

## Tabla de contenido (continuación)

|                                                 |                                                                        |     |
|-------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------|-----|
| 3.5.                                            | Conclusiones del capítulo 3 . . . . .                                  | 39  |
| <b>Capítulo 4. Diseño del sistema propuesto</b> |                                                                        |     |
| 4.1.                                            | Introducción . . . . .                                                 | 40  |
| 4.2.                                            | Circuito propuesto . . . . .                                           | 40  |
| 4.3.                                            | Diseño del filtro direccional . . . . .                                | 41  |
| 4.4.                                            | Diseño de la etapa de rectificación . . . . .                          | 48  |
| 4.4.1.                                          | Acoplamiento . . . . .                                                 | 48  |
| 4.4.1.1.                                        | Resonador de acoplamiento a rectificador . . . . .                     | 50  |
| 4.4.2.                                          | Circuito de rectificado . . . . .                                      | 50  |
| 4.5.                                            | Conclusiones del capítulo 4 . . . . .                                  | 51  |
| <b>Capítulo 5. Resultados</b>                   |                                                                        |     |
| 5.1.                                            | Introducción . . . . .                                                 | 53  |
| 5.2.                                            | Filtro direccional . . . . .                                           | 53  |
| 5.2.1.                                          | Respuesta en frecuencia (resultados Simulados). . . . .                | 53  |
| 5.2.2.                                          | Respuesta en frecuencia (resultados experimentales). . . . .           | 54  |
| 5.3.                                            | Circuito de rectificación (respuesta en frecuencia) . . . . .          | 56  |
| 5.3.1.                                          | Respuesta en simulación y respuesta experimental . . . . .             | 56  |
| 5.4.                                            | Sistema propuesto integrado (respuesta en frecuencia) . . . . .        | 56  |
| 5.5.                                            | Efectos de potencias de entrada en la etapa de rectificación . . . . . | 57  |
| 5.6.                                            | Efectos de impedancia de carga en la etapa de rectificación . . . . .  | 58  |
| 5.6.1.                                          | Respuesta en simulación . . . . .                                      | 58  |
| 5.6.2.                                          | Mediciones experimentales . . . . .                                    | 59  |
| 5.7.                                            | Conclusiones del capítulo 5 . . . . .                                  | 61  |
| <b>Capítulo 6. Conclusiones</b>                 |                                                                        |     |
| Literatura citada . . . . .                     |                                                                        | 64  |
| <b>Anexo A</b> . . . . .                        |                                                                        | 67  |
| .1.                                             | Advance Design System . . . . .                                        | 67  |
| .2.                                             | Sonnet Lite . . . . .                                                  | 68  |
| <b>Anexo B</b> . . . . .                        |                                                                        | 70  |
| .1.                                             | Sustrato . . . . .                                                     | 70  |
| .2.                                             | Diodos . . . . .                                                       | 75  |
| .3.                                             | Capacitores . . . . .                                                  | 94  |
| <b>Anexo C</b> . . . . .                        |                                                                        | 99  |
| .1.                                             | Analizador de redes de microondas . . . . .                            | 99  |
| .2.                                             | Generador de señales y analizador de espectros . . . . .               | 99  |
| .3.                                             | Multímetro . . . . .                                                   | 100 |

## Lista de figuras

| Figura                                                                                                                                                                                          | Página |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|
| 1. Densidad de potencia de señales existentes en el ambiente para su posible aprovechamiento con el uso de Rectenas (Pinuela <i>et al.</i> (2013)). . . . .                                     | 2      |
| 2. Ejemplo básico de un sistema Rectena. . . . .                                                                                                                                                | 3      |
| 3. Geometría de <i>Rectena</i> en distintos substratos: (a).- FR4, (b).- RT6010 y (c) RT 5870 (Heikkinen y Salonen (2000)). . . . .                                                             | 4      |
| 4. Sistema de reciclado de energía de RF del ambiente para distintas bandas, (a) antenas de lazo, (b) circuitos rectificadores (Pinuela <i>et al.</i> (2013)). . . . .                          | 4      |
| 5. <i>Rectena</i> multibanda en substrato flexible (Palazzi <i>et al.</i> (2017)), (a) vista frontal – antena, y (b) vista posterior – circuito de rectificado. . . . .                         | 5      |
| 6. Esquemático del rectificador con dos etapas, (a) sin red de acoplamiento y (b) con red de acoplamiento. (?) . . . . .                                                                        | 6      |
| 7. Circuitos rectificadores de RF con distintas topologías: (a) Serie, (b) Villard y (c) Greinacher (Wu <i>et al.</i> (2016)). . . . .                                                          | 7      |
| 8. Sistema de carga de baterías inalámbrico para teléfono móvil (Harrist (2004)), (a) antena transmisora, y (b) circuito de carga de batería. . . . .                                           | 8      |
| 9. Circuito oscilador autoalimentado (Wu y Itoh (2012)), (a) diagrama a bloques, (b) implementación, (c) señales enviadas a la antena, y (c) señal de salida obtenida por el circuito . . . . . | 9      |
| 10. Sistema RFID con alimentación inalámbrica (Mhatre <i>et al.</i> (2015)), (a) diagrama a bloques, y (b) tarjeta RFID, vista frontal. . . . .                                                 | 9      |
| 11. Rectificador acoplador (Noda y Shinoda (2012)), (a).- vista posterior y (b).- vista inferior. . . . .                                                                                       | 10     |
| 12. Automóvil alimentado inalámbricamente (superior), vista de la estructura del resonador y circuito de rectificación (Ishizaki <i>et al.</i> (2014)). . . . .                                 | 11     |
| 13. Sistema de comunicaciones inalámbrico básico. . . . .                                                                                                                                       | 12     |
| 14. Diagrama a bloques básico de un sistema transmisor de comunicaciones inalámbricas:(a) sin aislador/circulador, (b) con aislador/circulador. . . . .                                         | 13     |
| 15. Diagrama a bloques de la propuesta. . . . .                                                                                                                                                 | 14     |
| 16. Diagrama a bloques que ejemplifica la configuración más simple de un sistema <i>Front-End</i> . . . . .                                                                                     | 15     |
| 17. Módulo <i>Front-End</i> en iPhone 4 (Choi <i>et al.</i> (2014)). . . . .                                                                                                                    | 16     |
| 18. Geometría de una línea de transmisión de microcinta. . . . .                                                                                                                                | 17     |
| 19. Transformador de cuarto de onda. . . . .                                                                                                                                                    | 17     |
| 20. Divisor de potencia de tres puertos. . . . .                                                                                                                                                | 18     |
| 21. Divisor de potencia Wilkinson. . . . .                                                                                                                                                      | 19     |



## Lista de figuras (continuación)

| Figura                                                                                                                                         | Página |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|
| 22. Acoplador de potencia. . . . .                                                                                                             | 19     |
| 23. Circuito RLC en serie. . . . .                                                                                                             | 20     |
| 24. Respuesta en frecuencia de un circuito RLC en serie. . . . .                                                                               | 21     |
| 25. Circuito RLC en paralelo. . . . .                                                                                                          | 21     |
| 26. Respuesta en frecuencia de un circuito RLC en paralelo. . . . .                                                                            | 22     |
| 27. Resonador de media onda en circuito abierto y su distribución de voltaje para $n = 1$<br>y su primer armónico $n = 2$ . . . . .            | 23     |
| 28. Filtro de dos polos con resonadores tipo "hairpin" de microcinta. . . . .                                                                  | 23     |
| 29. Unión de N puertos ilustrando ondas incidentes, reflejadas y transmitidas. . . . .                                                         | 24     |
| 30. Philip Hagar Smith, inventor de la carta de Smith. . . . .                                                                                 | 26     |
| 31. Carta de Smith. . . . .                                                                                                                    | 26     |
| 32. Diagrama de un filtro direccional. . . . .                                                                                                 | 27     |
| 33. Circuitos equivalentes (Lai <i>et al.</i> (2004)) : a) Línea de transmisión RH pura. b) línea<br>de transmisión LH. c) Línea CRLH. . . . . | 28     |
| 34. Rectificador de media onda. . . . .                                                                                                        | 29     |
| 35. Rectificador de onda completa (Puente H). . . . .                                                                                          | 29     |
| 36. Circuito Villard de una etapa . . . . .                                                                                                    | 29     |
| 37. Circuito duplicador de voltaje Greinacher. . . . .                                                                                         | 30     |
| 38. Nikola Tesla, fue un inventor, ingeniero mecánico, eléctrico y físico de origen serbio. . . . .                                            | 32     |
| 39. Diagrama a bloques de un sistema de reciclado de energía. . . . .                                                                          | 32     |
| 40. Rectificador de cuatro bandas de operación Lu <i>et al.</i> (2016). . . . .                                                                | 33     |
| 41. a) Configuración tradicional (rectificador de media onda) b) Configuración propuesta<br>(rectificador de onda completa). . . . .           | 33     |
| 42. a) Eficiencia de conversión b) Voltaje de salida. . . . .                                                                                  | 34     |
| 43. Antenna planar monopolo. . . . .                                                                                                           | 34     |
| 44. Circuito rectificador. . . . .                                                                                                             | 35     |
| 45. Circuito rectificador y su red de acoplamiento: a) Esquemático b) Diseño en simula-<br>ción EM c) Circuito construido. . . . .             | 35     |

## Lista de figuras (continuación)

| Figura                                                                                                                                                                                                                                                              | Página |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|
| 46. Circuito rectificador de banda ancha (Bolos <i>et al.</i> (2016): a) Esquemático(red de acoplamiento resaltada en rojo) b) Circuito construido.) . . . . .                                                                                                      | 36     |
| 47. Circuito rectificador de baja potencia construido (area:5mm <sup>2</sup> ). . . . .                                                                                                                                                                             | 36     |
| 48. Diagrama a bloques de distintas topologías de una rectena: a) Serie, b)Shunt y c) Duplicador de voltaje sencillo . . . . .                                                                                                                                      | 37     |
| 49. Sistema de transferencia de energía móvil. . . . .                                                                                                                                                                                                              | 38     |
| 50. Sistema de transferencia de energía móvil construido y probado en un pequeño prototipo (tren). . . . .                                                                                                                                                          | 39     |
| 51. Diagrama a bloques del circuito propuesto . . . . .                                                                                                                                                                                                             | 40     |
| 52. Substrato Rodgers RO4003c. . . . .                                                                                                                                                                                                                              | 41     |
| 53. Trabajo en conjunto de Sonnet Lite y ADS. . . . .                                                                                                                                                                                                               | 41     |
| 54. Respuesta de un filtro Butterworth a distintos ordenes. . . . .                                                                                                                                                                                                 | 42     |
| 55. Estructura básica de un filtro direccional basado en filtros rechaza banda.(Lobato-Morales <i>et al.</i> (2011)) . . . . .                                                                                                                                      | 42     |
| 56. Estructura del filtro direccional bajo excitaciones común(a) y diferencial(b) cuando la frecuencia de la señal de entrada se encuentra dentro del ancho de banda de rechazo del filtro rechaza banda diferencial (Lobato-Morales <i>et al.</i> (2011)). . . . . | 43     |
| 57. Resonador: a)circuito equivalente b)resonador de cuarto de onda sencillo y c)respuesta de ambos circuitos. . . . .                                                                                                                                              | 44     |
| 58. Filtro rechaza banda. . . . .                                                                                                                                                                                                                                   | 45     |
| 59. Filtro rechaza banda en modo diferencial. . . . .                                                                                                                                                                                                               | 45     |
| 60. Filtro direccional de segundo orden. . . . .                                                                                                                                                                                                                    | 45     |
| 61. Línea de transmisión de convencional de 180°. . . . .                                                                                                                                                                                                           | 46     |
| 62. Línea de transmisión CRLH de 0°, Comp1 y Comp3 son capacitores de 3.9 pF y Comp2 es uno de 1.8 pF. . . . .                                                                                                                                                      | 47     |
| 63. Diferencia de fases entre líneas de transmisión. . . . .                                                                                                                                                                                                        | 47     |
| 64. Filtro Direccional: a) circuito equivalente, b) diseñado y c) construido. . . . .                                                                                                                                                                               | 48     |
| 65. Redes de acoplamiento tipo L. a) Acoplamiento para $Z_L$ dentro del círculo unitario y b) acoplamiento para cuando $Z_L$ se encuentra fuera del círculo unitario. . . . .                                                                                       | 49     |
| 66. Diseño del resonador y geometría de su acoplamiento interdigital, ancho, longitud y separación de los dedos (diseño final: 2 mm para profundidad de acoplamiento). . .                                                                                          | 50     |

## Lista de figuras (continuación)

| Figura                                                                                                                                                                                                                                                                             | Página |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|
| 67. Resonador de acoplamiento construido con su etapa de rectificación. . . . .                                                                                                                                                                                                    | 50     |
| 68. a)Esquemático del circuito de rectificación, en el círculo rojo se encuentra señalado<br>es de donde se puede obtener la señal convertida a DC. b) Circuito de rectificación<br>diseñado . . . . .                                                                             | 51     |
| 69. Circuito de rectificado construido. . . . .                                                                                                                                                                                                                                    | 51     |
| 70. Respuesta en frecuencia del filtro direccional diseñado. . . . .                                                                                                                                                                                                               | 53     |
| 71. Respuesta en frecuencia del filtro direccional diseñado. . . . .                                                                                                                                                                                                               | 54     |
| 72. Medición experimental del filtro direccional construido. . . . .                                                                                                                                                                                                               | 55     |
| 73. Respuestas en frecuencia del filtro direccional construido contra el simulado. . . . .                                                                                                                                                                                         | 55     |
| 74. Respuesta en frecuencia: a) circuito de rectificación simulado, b) circuito de rectifi-<br>cación experimental. . . . .                                                                                                                                                        | 56     |
| 75. Filtro Direccional + Circuito de rectificación . . . . .                                                                                                                                                                                                                       | 57     |
| 76. Tendencia del voltaje de salida al tener una resistencia de carga de 100 $\Omega$ . . . . .                                                                                                                                                                                    | 57     |
| 77. Tendencia del voltaje de salida al tener una resistencia de carga de 1k $\Omega$ . . . . .                                                                                                                                                                                     | 57     |
| 78. Tendencia del voltaje de salida al tener una resistencia de carga de 100k $\Omega$ . . . . .                                                                                                                                                                                   | 58     |
| 79. Tendencia del voltaje de salida al variar la resistencia de carga. . . . .                                                                                                                                                                                                     | 59     |
| 80. a) Circuito de rectificación en pruebas experimentales, b) Circuito sin sintonizar, c)<br>Circuito con sintonía y acoplamiento sencillo (un resonador dieléctrico) d) Circuito<br>con sintonía y mayor acoplamiento hacia el resonador (dos resonadores dieléctricos). . . . . | 60     |
| 81. Interfaz de usuario de ADS. . . . .                                                                                                                                                                                                                                            | 68     |
| 82. Interfaz de usuario en SonnetLite. . . . .                                                                                                                                                                                                                                     | 69     |
| .1. Laminados de la serie RO4000. . . . .                                                                                                                                                                                                                                          | 70     |
| .2. Familia de diodos HSMS-286x. . . . .                                                                                                                                                                                                                                           | 75     |
| .3. Interfaz de usuario de ADS. . . . .                                                                                                                                                                                                                                            | 94     |
| .1. Analizador de redes. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                   | 99     |
| .2. Generador de señales (abajo), analizador de espectro(arriba). . . . .                                                                                                                                                                                                          | 100    |
| .3. Multímetro. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                            | 100    |

## Lista de tablas

| Tabla |                                                                                                                               | Página |
|-------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|
| 1.    | Voltajes de salida para los circuitos rectificadores propuestos en ?) . . . . .                                               | 6      |
| 2.    | Dimensiones de las distintas topologías en Wu <i>et al.</i> (2016) . . . . .                                                  | 7      |
| 3.    | Volatje de en el circuito de rectificación con capacitor de 56pF y 82 pF a valores distintos de resistencia de carga. . . . . | 58     |
| 4.    | Pérdidas generadas por los cables al realizar mediciones al circuito de rectificación. . . . .                                | 60     |
| 5.    | Efecto experimental de la resistencia de carga en el circuito de rectificación con capacitor de: 10 pF y 82 pF. . . . .       | 60     |
| 6.    | Eficiencia de conversión: Simulado y Experimental . . . . .                                                                   | 61     |

# Capítulo 1. Introducción

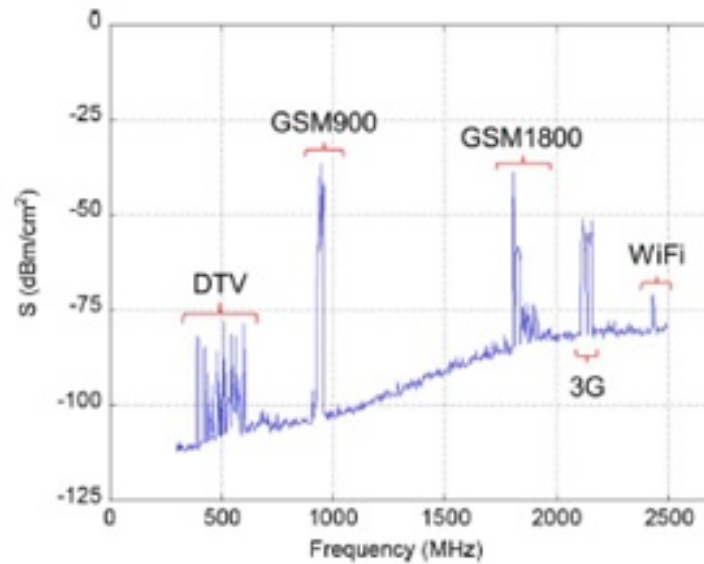
---

## 1.1. Antecedentes

A lo largo de los años, la ciencia ha tenido un compromiso importante a la hora de crear procesos, herramientas, tecnología, además de diseñar dispositivos que sean amigables con el medio ambiente y ayuden a reducir la contaminación en el planeta tierra. La importancia del uso de energía limpia, la investigación y creación de tecnología que ayuden a reemplazar y/o reducir el consumo de combustibles fósiles ha crecido bastante en años recientes, y hasta la fecha el compromiso sigue vigente. Lo anterior aplica en gran medida en sistemas y circuitos de comunicaciones electrónicas, los cuales son indispensables y de uso cotidiano actualmente. Por mencionar un ejemplo hace unos 17 años como se puede ver en Heikkinen y Salonen (2000), ellos reportaron el uso de circuitos de reciclado de energía de radio-frecuencia (RF), con el circuito más popular, la antena rectificadora o *Rectena*. Este tipo de circuitos capta energía de RF del medio ambiente, es decir, de las señales electromagnéticas (EM) de comunicaciones electrónicas que se encuentran presentes en el aire, estos dispositivos captan algunas bandas y conducen la energía hacia un circuito que las convierte en corriente directa DC (rectificado) para su aprovechamiento. El diseño de este tipo de circuitos es crucial para aprovechar la mayor cantidad de energía posible. Lo que se ha logrado forma parte de la investigación que Nikola Tesla comenzó (Lumpkins (2014)).

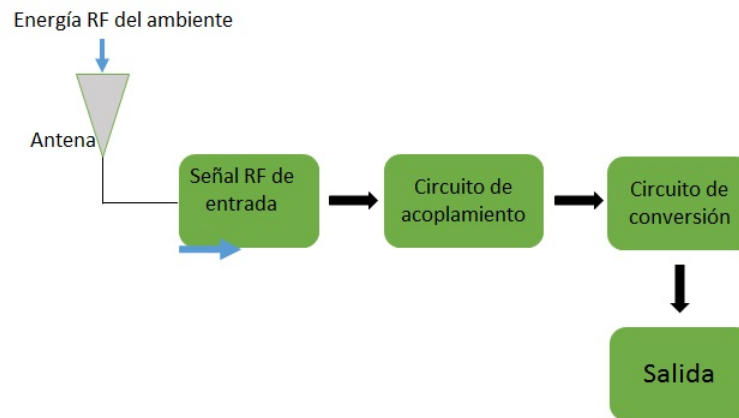
### 1.1.1. Reciclado de energía de RF/microondas

El reciclado de energía hoy en día es una buena opción para alimentar dispositivos o para ser almacenada para su uso posterior. A manera de ejemplo, la Figura 1, muestra la densidad de potencia de algunas señales existentes en el ambiente estudiadas en Pinuela *et al.* (2013), las cuales pueden ser ampliamente aprovechadas para el reciclado de energía de RF/microondas con *Rectenas*; dichas señales fueron recibidas en la parte exterior de la estación subterránea de Northfields en Londres, Inglaterra.



**Figura 1.** Densidad de potencia de señales existentes en el ambiente para su posible aprovechamiento con el uso de Rectenas (Pinuela *et al.* (2013)).

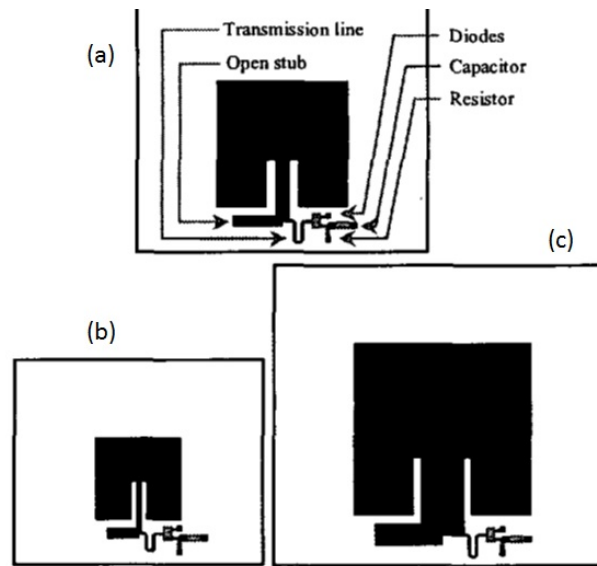
La mayoría de las propuestas en este sentido se han realizado con el uso de antenas rectificadoras, conocidas simplemente como Rectenas, consistiendo en una parte de recepción de la energía EM (antena o arreglo de antenas) acoplada a un circuito rectificador de DC (reciclado). Existen en la literatura científica un gran número de propuestas, presentando para la parte de captación de EM diversos tipos de antenas, características de radiación, y/o arreglos de las mismas, además de ser diseñadas para operar en bandas de frecuencia comerciales, como WiFi, telefonía móvil, entre otras. Al mismo tiempo, varias propuestas han sido desarrolladas para la parte del circuito rectificador, las cuales incluyen diversas estructuras y tecnologías, como rectificadores sencillos, multiplicadores de voltaje, circuitos de acoplamiento, dispositivos BiCMOS, MOSFET, etc. Más aún, el diseño de circuitos de RF/microondas con tecnología de microcinta ha facilitado el diseño de casi cualquier sistema electrónico, pudiendo combinar elementos distribuidos, como líneas de transmisión, acopladores, filtros, resonadores, etc., y elementos de montaje superficial, como circuitos integrados, capacitores, inductores, resistores, diodos, etc. (Boylestad *et al.* (2002)). El esquema a bloques básico de un circuito *Rectena* se muestra en la Figura 2.



**Figura 2.** Ejemplo básico de un sistema Rectena.

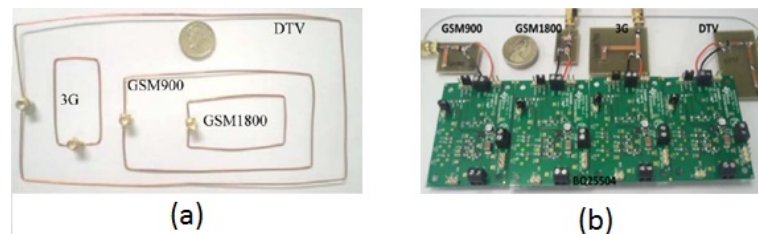
A modo de ejemplo, se presentan a continuación solo algunas de las propuestas de Rectenas y de circuitos de rectificado, mostrando sus características principales, como topologías, tecnología utilizada, bandas de operación, dimensiones, eficiencia, voltaje o potencia de salida, etc. Con el objetivo de poner en contexto de la mejor forma posible el tema de reciclado de energía de RF/microondas, se muestran las propuestas más representativas y las que mejor reflejan el estado del arte correspondiente.

Entre los primeros esfuerzos realizados en este ámbito desde hace unos 17 años, Heikkinen y Salonen (2000) reporta el diseño de tres antenas de parche en distintos substratos para ser utilizadas como un sistema *Rectena*, como se muestra en la Figura 3; se realizaron simulaciones y mediciones experimentales para comparar los resultados y estimar la eficiencia de la *Rectena* implementada con distintos materiales. Las antenas diseñadas operan en la banda de 2.45 GHz y están optimizadas para recibir 0 dB de potencia de entrada. Los materiales utilizados son FR-4, RT-6010 y RT-5870, estos dos últimos de RogersCorp®. El circuito de rectificación está constituido por un par de diodos detectores HP-HSMS-2852, un capacitor y una resistencia de carga. La eficiencia fue similar en las tres *Rectenas*, alrededor de 70 % ; el máximo voltaje de salida obtenido por cada antena (a 1 m de distancia para su transmisión) fue de: 0.2 V para FR-4, 0.3 V para RT-6010, y 0.35 V para el RT-5870; las dimensiones en promedio de estos dispositivos son de 28.3 mm<sup>2</sup>.



**Figura 3.** Geometría de *Rectena* en distintos substratos: (a).- FR4, (b).- RT6010 y (c) RT 5870 (Heikkinen y Salonen (2000)).

Una propuesta reciente se muestra en Pinuela *et al.* (2013) en donde se describe el reciclado de energía de RF de un ambiente urbano y semi-urbano para las distintas bandas de televisión digital DTV, y las de comunicaciones móviles GSM-900, GSM-1800, y 3G. Para cada banda se utiliza una antena de lazo distinta acoplada a su circuito de rectificado, como se muestra en la Figura 4, obteniendo densidades de potencia de salida de DC máximas de alrededor de  $7.4 \mu \text{W/cm}^3$ .

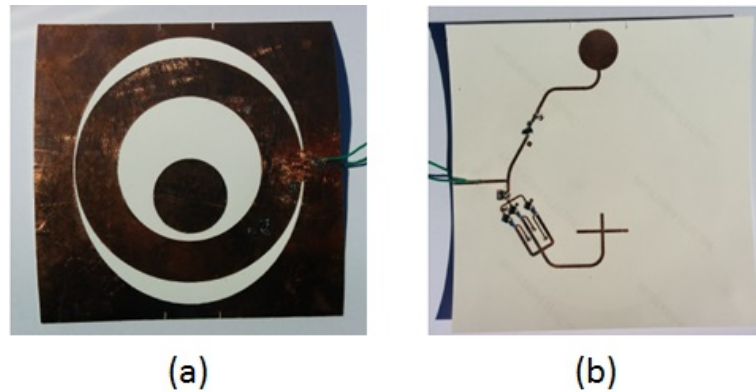


**Figura 4.** Sistema de reciclado de energía de RF del ambiente para distintas bandas, (a) antenas de lazo, (b) circuitos rectificadores (Pinuela *et al.* (2013)).

Otra propuesta interesante realizada por Palazzi *et al.* (2017) donde desarrollan una *Rectena* en sustrato flexible para el reciclado de energía de RF en las distintas bandas de frecuencia de comunicaciones móviles LTE (Long-Term-Evolution) correspondientes a 900 MHz, 1.8 GHz, 1.9 GHz y 2.6 GHz. En este trabajo se usa un tipo nuevo de tecnología conocida como “cinta de cobre”. Cabe mencionar que el diseño de una sola antena y una etapa de rectificado con capacidades multi-banda logran reducir las dimensiones del sistema completo, esto representa



un gran avance para el desarrollo de éste tipo de dispositivos. La eficiencia reportada en los experimentos realizados con este sistema es de 5 % - 16 % para las bandas en consideración, con -20 dBm de potencia de entrada; 11 % - 30 % cuando se tienen -15 dBm, y el máximo de eficiencia reportada es de 57 % con 0 dBm de potencia de entrada. En la Figura 5 se aprecian la estructura de la antena multi-banda y la etapa de rectificado correspondiente.



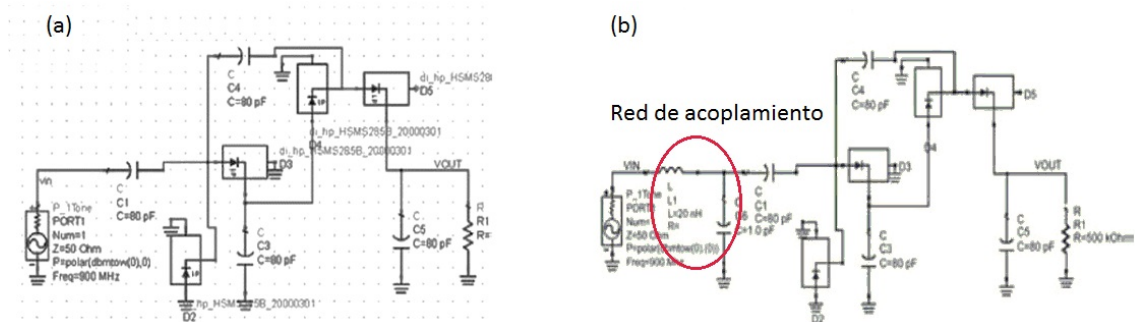
**Figura 5.** Rectena multibanda en substrato flexible (Palazzi *et al.* (2017)), (a) vista frontal – antena, y (b) vista posterior – circuito de rectificado.

### 1.1.2. Circuitos de rectificado de RF/microondas

Dado que en la literatura se puede encontrar un gran número de diseños de antenas de casi todo tipo (microcinta, apertura, multibanda, omnidireccional, direccional, arreglos lineales, matrices, etc.), el reto para los ingenieros de RF/microondas ha pasado a ser también el diseño de etapas de rectificado más eficientes y con características particulares, compatibles con las antenas a las cuales serán integrados. Ejemplo de esto se muestra en Ali *et al.* (2014) se analiza en simulación un circuito Villard doblador de voltaje implementado en la banda GSM-900, cuya etapa de rectificación se basa en el uso de diodos Schottky HSM-2850. Este circuito es simulado en el software ADS y se realiza en dos configuraciones principales, una que tiene agregada una red de acoplamiento y otra donde no se cuenta con esta red; también se realizan simulaciones aumentando el número de etapas del circuito de rectificación. A manera de ejemplo, la Figura 6 muestra el esquemático propuesto de rectificado con dos etapas, sin circuito de acoplamiento y con él. Los resultados obtenidos, mostrados en la Tabla 1, indican que el uso de la red de acoplamiento mejora considerablemente el desempeño del circuito aumentando el voltaje a la salida del rectificador, cuando la potencia de RF de entrada es de 0 dBm a 900 MHz, tanto para circuitos de una etapa como en los de dos y tres etapas.

**Tabla 1.** Voltajes de salida para los circuitos rectificadores propuestos en (?)

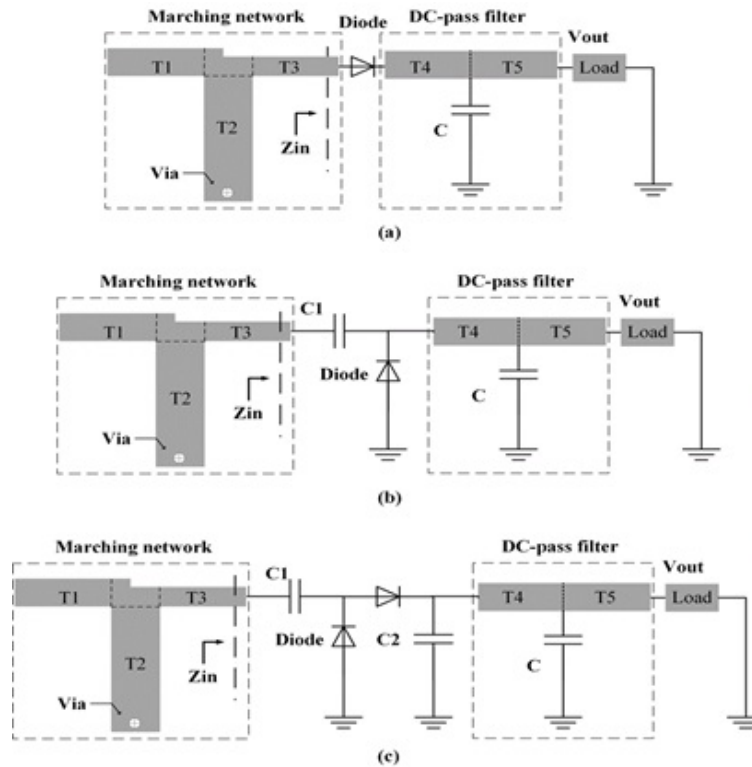
| Circuito de acoplamiento | Una etapa(V) | Dos etapas(V) | Tres etapas(V) |
|--------------------------|--------------|---------------|----------------|
| <b>Sin</b>               | 1.090        | 2.027         | 2.834          |
| <b>Con</b>               | 2.672        | 4.222         | 6.6335         |

**Figura 6.** Esquemático del rectificador con dos etapas, (a) sin red de acoplamiento y (b) con red de acoplamiento. (?)

En Wu *et al.* (2016) se realiza un estudio comparativo de simulaciones con tres topologías para para circuitos de rectificado de alta eficiencia: en serie, circuito de Villard y circuito de Greinacher. Las distintas topologías utilizan tecnología de microcinta con elementos concentrados y un diodo (SMS7630). El bloque de rectificado está compuesto por el circuito de acoplamiento, seguido por el circuito de rectificación, después un filtro pasa banda y al final la carga. El esquema se puede observar en la Figura 7. Al utilizar distintas topologías se pudo obtener que todas contaron con un voltaje de salida de 110 mV y una eficiencia de 40.1 % al tener una potencia de entrada de -20 dBm en la banda de 940 MHz; su diferencia fue principalmente en las dimensiones físicas que alcanzan y la cantidad de material utilizado para el desarrollo de cada topología, en la Tabla 2 se muestran las dimensiones de cada una de las topologías y en la Figura 7 se muestran dichas topologías.

**Tabla 2.** Dimensiones de las distintas topologías en Wu *et al.* (2016)

| Parámetros de la geometría(mm) |       |     |      |      |     |     |
|--------------------------------|-------|-----|------|------|-----|-----|
| Tipo de circuito               | Stub  | T1  | T2   | T3   | T4  | T5  |
| (a) Serie                      | Ancho | 2.4 | 3.7  | 0.7  | 2.4 | 2.4 |
|                                | Largo | 10  | 13.8 | 51.3 | 8   | 10  |
| (b) Villard                    | Archo | 2.4 | 12.6 | 0.5  | 2.4 | 2.4 |
|                                | Largo | 10  | 15.3 | 36   | 10  | 10  |
| (c) Greinacher                 | Archo | 2.4 | 6    | 2.6  | 2.4 | 2.4 |
|                                | Largo | 10  | 12.4 | 47.3 | 8   | 10  |

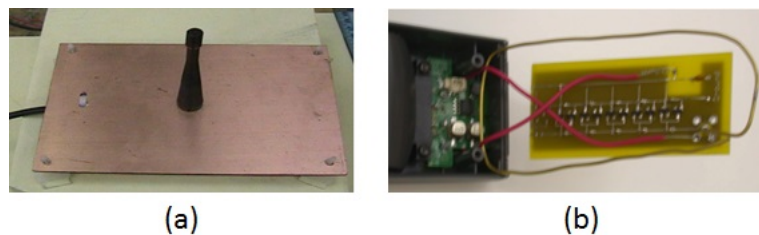
**Figura 7.** Circuitos rectificadores de RF con distintas topologías: (a) Serie, (b) Villard y (c) Greinacher (Wu *et al.* (2016)).

El circuito en serie es el más pequeño de los tres, éste cuenta con una eficiencia de poco más de 60 % y un voltaje de salida de alrededor de 1 Volt, todo esto al contar con una potencia de entrada de 0 dBm. El segundo circuito mostró una eficiencia mucho menor a los otros dos (6 %-8 %) y con un voltaje de salida menor a un 1 volt con 0 dBm de entrada y por último el circuito de Greinacher con una eficiencia poco menor al 60 % y con un voltaje de salida cercano a los 2 Volts con una potencia de entrada de 0 dBm. El circuito en serie, siendo el más pequeño y el que requiere de menor cantidad de dispositivos para su construcción cuenta con un buen compromiso entre eficiencia, voltaje de salida y posibilidad de implementación. Las otras dos configuraciones pueden llegar a necesitar un mayor número de componentes, ocupan un área mayor y se requiere

realizar diseños más complejos.

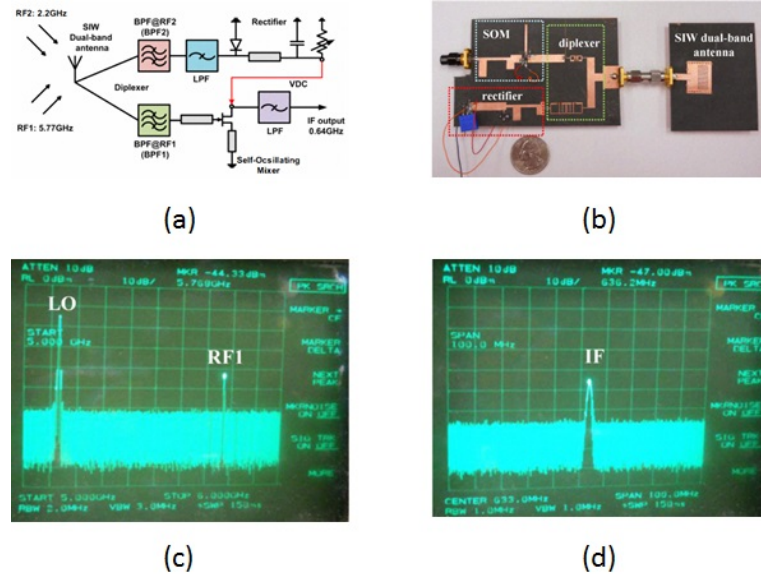
### 1.1.3. Aplicaciones del rectificado de energía de RF/microondas

Por comentar algunas aplicaciones en particular basadas en el reciclado de la energía de RF/microondas, se ha propuesto el principio utilizado por la Rectena para diseñar un sistema capaz de cargar baterías en teléfonos móviles en promedio en 2.5 horas (Harrist (2004)), utilizando como transmisor una antena sencilla y como receptor un arreglo de etapas de rectificado y una antena ambos integrados en el substrato, los cuales se muestran en la Figura 8. La señal que será convertida a DC se encuentra en 915 MHz y la distancia entre antenas transmisora y receptora es de escasos centímetros.



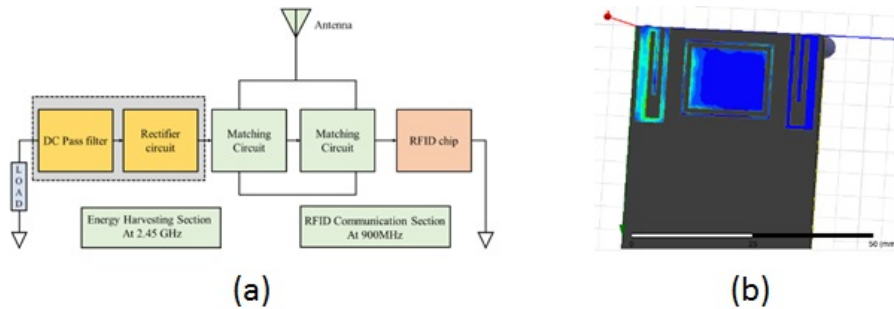
**Figura 8.** Sistema de carga de baterías inalámbrico para teléfono móvil (Harrist (2004)), (a) antena transmisora, y (b) circuito de carga de batería.

Otra aplicación interesante que utiliza el principio de la *Rectena* es la de un circuito pasivo sencillo de oscilador alimentado inalámbricamente (Wu y Itoh (2012)), cuyo diagrama a bloques, implementación y resultados obtenidos se muestran en la Figura 9. El objetivo de dicho sistema es poder convertir una señal inalámbrica de comunicaciones de alta frecuencia RF1 (5.77 GHz) a frecuencia intermedia IF (636.2 MHz) para ser de-modulada; esto sin el uso de baterías o alimentación externa de DC, únicamente con una señal RF2 (2.2 GHz) que el mismo circuito utiliza para rectificar y polarizar al oscilador.



**Figura 9.** Circuito oscilador autoalimentado (Wu y Itoh (2012)), (a) diagrama a bloques, (b) implementación, (c) señales enviadas a la antena, y (d) señal de salida obtenida por el circuito

La alimentación de tarjetas RFID con señales de RF, evitando el uso de baterías, también ha sido contemplada. En Mhatre *et al.* (2015) se propone implementar un circuito rectificador en una tarjeta RFID que procesa señales de 900 MHz. Dicho circuito obtiene una señal de potencia a partir del rectificado de una señal de 2.45 GHz recibida por una antena de microcinta, para alimentar al chip RFID. El diagrama a bloques y la geometría del RFID se muestran en la Figura 10.

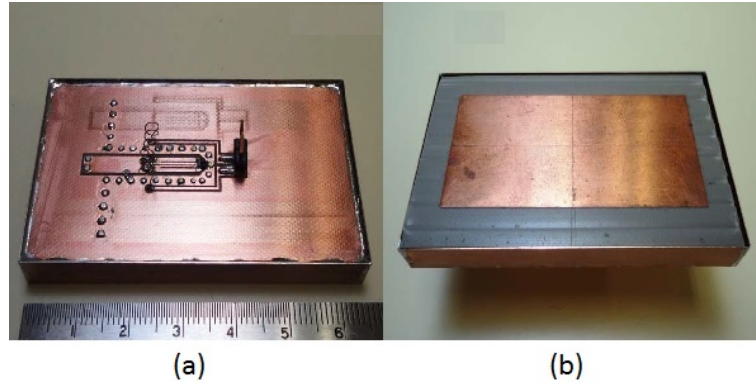


**Figura 10.** Sistema RFID con alimentación inalámbrica (Mhatre *et al.* (2015)), (a) diagrama a bloques, y (b) tarjeta RFID, vista frontal.

#### 1.1.4. Estructuras para la transmisión de energía de RF/microondas

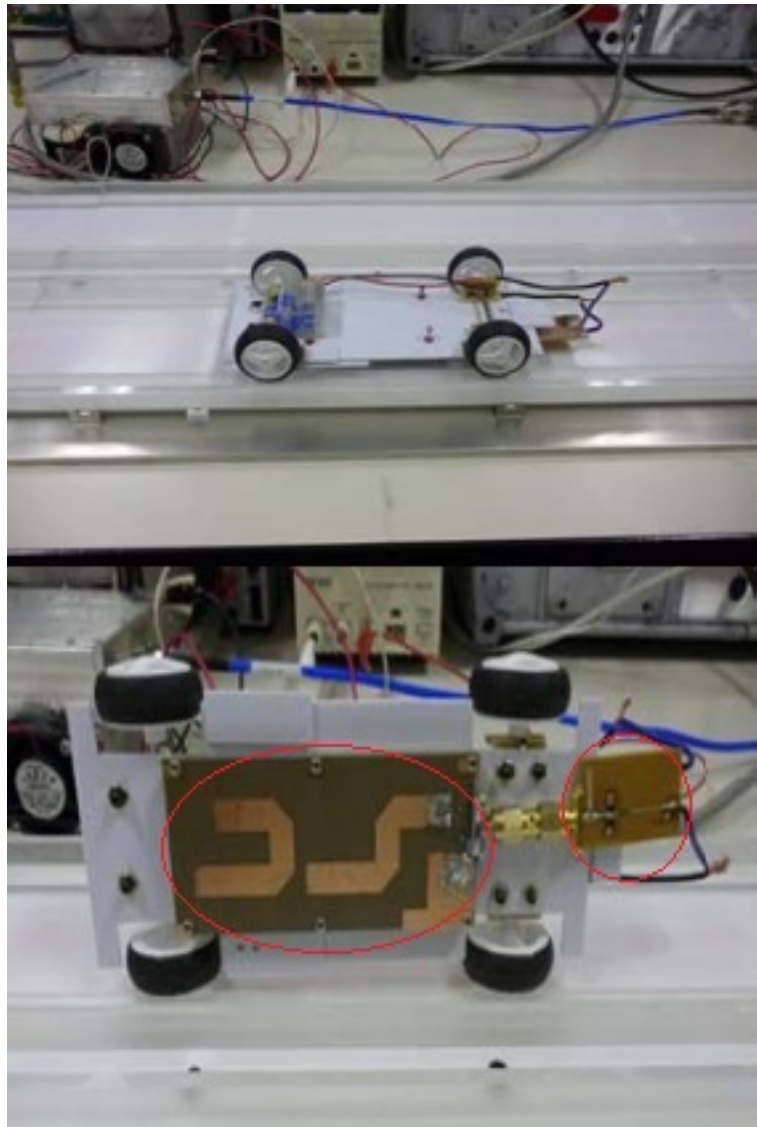
En el ámbito de la energía de RF utilizada para alimentar otros circuitos o sistemas, se han presentado algunas propuestas, como Noda y Shinoda (2012) en donde se utiliza un resonador de guía de onda para la transmisión de potencia en RF. El sistema es un rectificador con un acoplador

y está constituido por un resonador/acoplador en anillo de guía de onda y un circuito de rectificado clase F. Esta configuración cuenta con un 40.4% de eficiencia de conversión máxima cuando la entrada de RF inyectada al sistema es de 30 dBm a una frecuencia de 2.4 GHz. El circuito final del rectificador acoplador se muestra en la Figura 11.



**Figura 11.** Rectificador acoplador (Noda y Shinoda (2012)), (a).- vista posterior y (b).- vista inferior.

En Ishizaki *et al.* (2014) se muestra el concepto de transferencia de potencia con señales de RF de 2.45 GHz sobre una línea de transmisión de microcinta, para alimentar vehículos pequeños por medio de acoplamientos con resonadores. La posibilidad de transmitir energía inalámbrica hacia otros dispositivos para que estos la utilicen es posible gracias a las estructuras de acoplamiento entre resonadores que se utilizaron, en este caso en particular, pequeños automóviles se alimentan por acoplamiento a una distancia de 5mm entre el vehículo y la línea de transmisión montada en la pista, operando con una señal a la frecuencia de 2.45 GHz y con un nivel de potencia de 32 dBm. En la Figura 12 se muestran los automóviles que se utilizaron, su estructura de resonadores para su acoplamiento con la línea de transmisión que les brinda la energía para que estos puedan moverse y el circuito de rectificación (señalado en el círculo rojo).



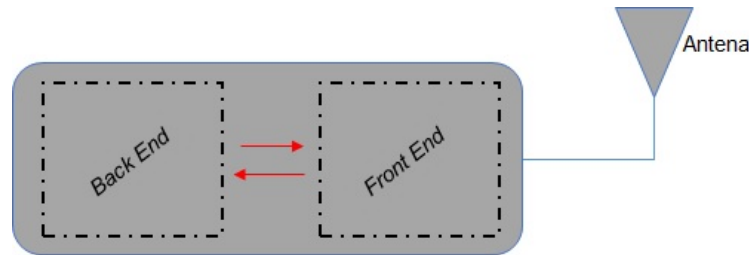
**Figura 12.** Automóvil alimentado inalámbricamente (superior), vista de la estructura del resonador y circuito de rectificación (Ishizaki *et al.* (2014)).

#### 1.1.5. Energía de RF en sistemas de comunicaciones inalámbricas

Por otro lado, los sistemas de comunicaciones inalámbricas se conforman de dos bloques principalmente, un *Back End* que es la parte que se encarga de procesar la información en banda base y un *Front End* es la parte que se encarga de montar la información con una señal portadora para poder ser enviada hacia el medio, o viceversa, cuando se trata de recepción. Estos bloques, se encuentran en todos los dispositivos que transmiten o reciben señales de radio frecuencia/microondas (radio-bases, teléfonos celulares, radios, GPS, sistemas WiFi, etc.). Los componentes que conforman los sistemas *Front End* varían dependiendo de la aplicación para la cual éste es utilizado, y por lo general, todos cuentan con: amplificadores, filtros, osciladores,



mezcladores; estos dispositivos, a su vez, se acoplan a una antena o a un arreglo de antenas para radiar energía EM hacia el aire, o recibirla del mismo (Carr (2001)), como se muestra en la Figura 13.



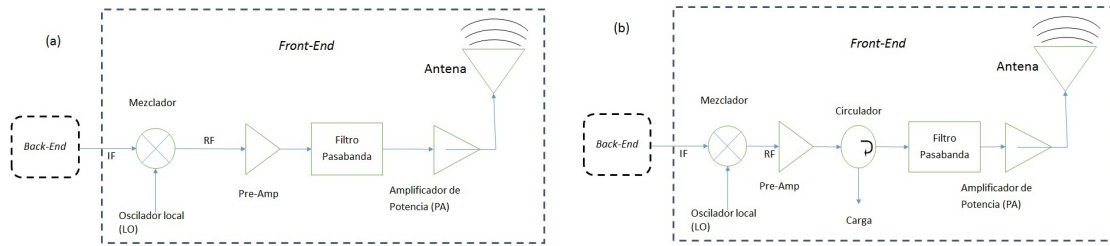
**Figura 13.** Sistema de comunicaciones inalámbrico básico.

Es sabido, particularmente, que dentro de un sistema *Front End* se lleva a cabo una etapa de filtrado de señal a transmitir o recibir, por lo que la parte de energía que no es filtrada, generalmente se desaprovecha. Como se ha comentado anteriormente, la mayoría de los esfuerzos en el reciclado de señales de RF se han propuesto con antenas; sin embargo, al momento de redacción de esta tesis, no se han encontrado en la literatura científica-tecnológica, propuestas que aborden el tema del reciclado de energía en sistemas *Front End*, por lo que la propuesta de reciclar dicha energía resulta en un área de investigación al poder aprovecharla internamente en el sistema, y no externamente (Rectenas). Por estas razones, se propone un diseño de un sistema de reciclado/rectificado de energía de RF/microondas para usarse en sistemas *Front End*, con el acoplamiento de un filtro direccional, el cual, por sus propiedades direccionales, permite el filtrado de la energía a transmitir, y al mismo tiempo, dirigir la energía no filtrada al circuito de rectificado.

## 1.2. Justificación

Como se menciona en el apartado anterior, los sistemas de comunicaciones electrónicas poseen básicamente dos etapas o bloques: *Back-End* y *Front-End*. En particular, los sistemas *Front-End*, en su configuración más básica o general de transmisión, además de contar con otros elementos como se muestra en la Figura 14, cuentan con un filtro que permite el paso de la señal de radiofrecuencia que se desea transmitir. Este filtro generalmente es de dos puertos con respuesta pasa-banda, ya sea del tipo Butterworth, Chebyshev, Elíptico, o con respuesta más compleja (Hunter (2001)). Esto refleja una situación particular: las señales fuera de banda son reflejadas por el filtro, lo cual ocasiona componentes no deseadas de onda de estacionaria y distorsión entre el pre-amplificador y el filtro.

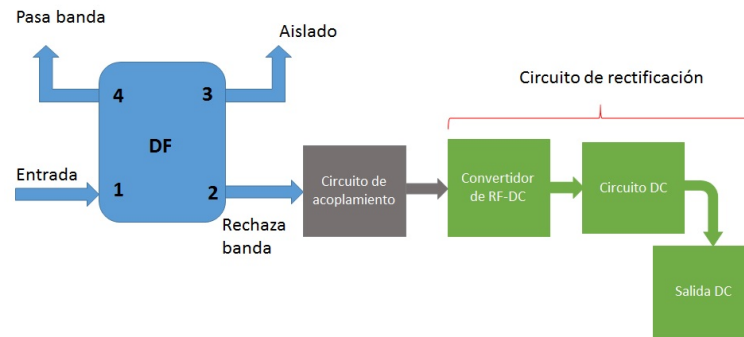




**Figura 14.** Diagrama a bloques básico de un sistema transmisor de comunicaciones inalámbricas:(a) sin aislador/circulador, (b) con aislador/circulador.

Una solución propuesta y ampliamente utilizada para evitar este tipo de onda estacionaria consiste en agregar un aislador, como se muestra en la Figura 14, cuya función es dirigir toda la energía que ha sido reflejada por el filtro hacia una carga acoplada y así evitar interferencias u ondas estacionarias. Esto lleva consigo dos claras desventajas: 1) la inclusión de los elementos aisladores (formados por circuladores) aumenta el costo del circuito (tienen un precio que varía desde los 384 a 1,085 dólares americanos, aunque el precio depende del rango de operación del dispositivo, la potencia que pueden manejar y la potencia que pueden aislar), y 2) la energía que se redirige hacia la carga está siendo desperdiciada, además de que se convierte en calor el cual hay que disipar. Con el objetivo de aprovechar la energía que es rechazada por el filtro pasa-banda dentro de un sistema *Front-End*, se propone el diseño de un circuito que sea capaz de aprovecharla para ser transformada a DC y poder utilizarla para ser almacenada o alimentar cualquier otro sistema de bajo consumo de potencia. De esta forma se superan dos situaciones principales: 1) no existirían señales reflejadas por el filtro, evitando así las componentes de onda estacionaria y distorsión que se pudieran generar; y 2) la energía que convencionalmente se desaprovecha, podría ser transformada a DC para usarse activamente, aumentando la eficiencia del sistema completo y optimizando el uso de la energía consumida por todo el sistema *Front-End*.

La solución que se propone en esta tesis es usar un filtro direccional para llevar las señales fuera de banda hacia un circuito de rectificado y convertirla en DC; este tipo de filtro tiene las características particulares de que es un dispositivo de cuatro puertos, no presenta reflexión, y gracias a su característica direccional, cuenta con dos salidas: una pasa-banda y otra rechaza-banda; (además de tener también un puerto aislado); es decir, por una pasa la señal que se desea transmitir hacia el elemento de salida (antena o amplificador de potencia) y por otra pasan todas las señales que no son requeridas para la transmisión, las cuales son dirigidas al circuito de rectificado siendo aprovechadas, tal como se ilustra en la Figura 15.



**Figura 15.** Diagrama a bloques de la propuesta.

Las señales fuera de banda que no se transmiten llegan a la etapa de reciclado, la cual está constituida por: un circuito de acoplamiento, un convertidor RF-DC, un circuito DC de donde posteriormente se obtendrá la señal convertida para redirección y aprovechamiento. Por lo tanto al utilizar una configuración de éste tipo la cual consta de un filtro direccional acoplado a un circuito de rectificación puede brindar un mejor desempeño del sistema en conjunto, esto reduciendo costos (el filtro direccional y la etapa de reciclado pueden ser diseñados como parte del mismo bloque sin la necesidad de materiales o circuitos costosos) y aprovechando aún más la energía utilizada por el sistema. Gracias a su etapa de rectificado se puede aprovechar la energía generada por las señales no deseadas de una manera en la que se pueda beneficiar el sistema completo.

### 1.3. Objetivo

#### 1.3.1. Objetivo general

Diseño, simulación e implementación de un circuito de reciclado de energía de RF/microondas para usarse en sistemas *Front-End* utilizando un filtro direccional multi-polo.

#### 1.3.2. Objetivos particulares

- ◆ Diseño y optimización de filtro direccional.
- ◆ Diseño y optimización de etapa de rectificación de RF/microondas a DC.
- ◆ Diseño de etapa de acoplamiento del circuito de rectificación.
- ◆ Caracterización y pruebas experimentales.

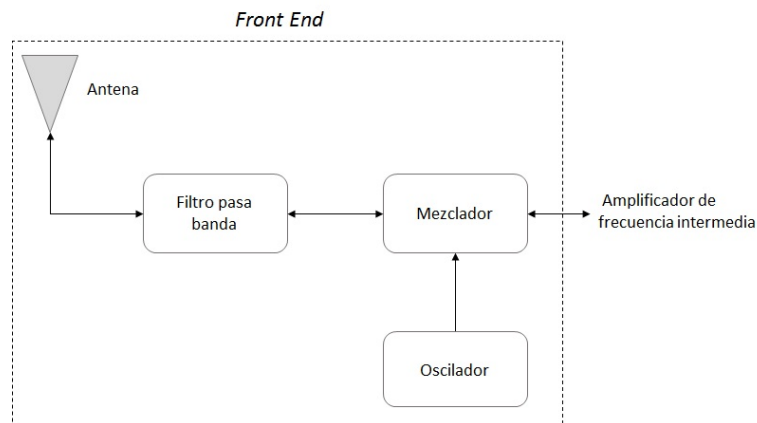
## Capítulo 2. *Front End* y circuitos de microondas.

### 2.1. Introducción

En este capítulo se describirán brevemente temas que se abordaron para la realización de este trabajo de tesis, algunos de estos temas son: los sistemas *Front End*, los circuitos de microonda en tecnología de microcinta más usados, algunas herramientas para el análisis y estudio de circuitos de microondas y los circuitos de rectificación. También se discutirán acerca de algunas de las características básicas e importantes de un filtro direccional y se introducirán las líneas de transmisión CRLH o por sus siglas en inglés Composite Right/Left Hand (Lai *et al.* (2004)).

### 2.2. Sistemas *Front End* en microondas

Como ya es sabido, en un sistema de comunicaciones inalámbricas existen dos bloques que se encargan de realizar tareas importantes, uno es el *Back End* el cual tiene la tarea de procesar la información que se desea manejar, y el otro bloque es el *Front End*, el cual se encargará de transmitir o recibir dicha información hacia o desde el medio. En la Figura 16 se muestra un diagrama a bloques de un sistema *Front End* en su configuración más simple (Carr (2001)).



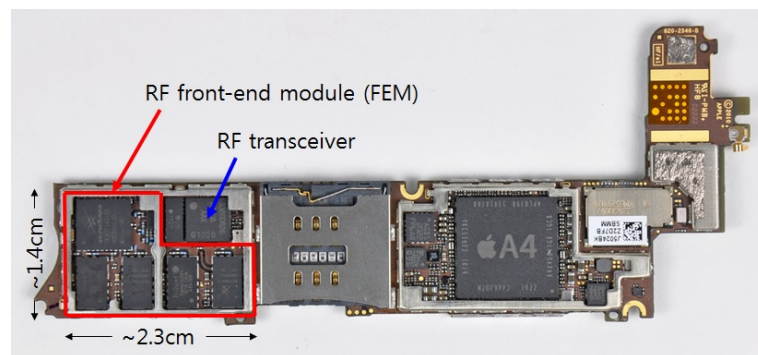
**Figura 16.** Diagrama a bloques que ejemplifica la configuración más simple de un sistema *Front-End*.

El sistema de *Front End* es crítico para el funcionamiento correcto del receptor/transmisor sin importar la tecnología utilizada o la arquitectura en la que se presentan estos circuitos, por lo tanto si se tiene en cuenta que el bloque de *Front End* es fundamental para el sistema, ya sea de recepción o transmisión, ésto lo convierte en una parte importante del sistema RF en general. Se debe considerar con suma importancia el desempeño del mismo, por lo que algunas

de las características que se buscan en estos circuitos a la hora de su diseño o selección son las siguientes:

- Buena selectividad: es decir, que el bloque pueda seleccionar correctamente la señal con la que se desea trabajar y discriminar o atenuar las no deseadas para que no causen interferencia.
- Bajo consumo de potencia: esto es importante ya que ayuda a prolongar la vida útil de los componentes del bloque y aumentar su eficiencia.
- Bajo costo: se debe buscar una opción que cumpla con las necesidades del sistema y se encuentre dentro de las posibilidades económicas o de implementación.

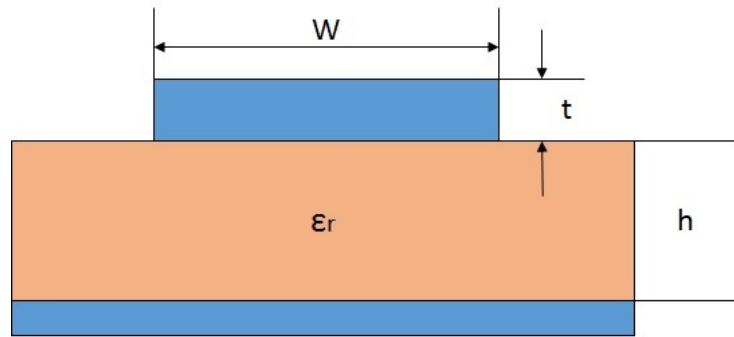
Por ejemplo, en la Figura 17 se muestra el módulo *Front-End* que fue utilizado en el diseño los teléfonos inteligentes iPhone 4 de Apple.



**Figura 17.** Módulo *Front-End* en iPhone 4 (Choi et al. (2014)).

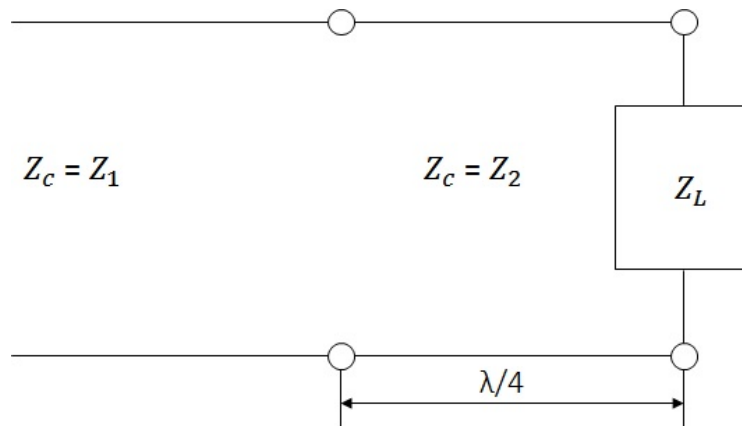
### 2.3. Circuitos de microondas en tecnología de microcinta

La tecnología de microcinta es una de las más populares para el diseño de líneas de transmisión debido a que puede ser fabricada por procesos fotolitográficos, fácilmente miniaturizada e integrarse con dispositivos activos como pasivos. En la Figura 18 se presenta la geometría básica de una línea de transmisión en tecnología de microcinta Pozar (2009) que está constituida por un conductor de ancho ( $W$ ) y espesor ( $t$ ) que se encuentra impreso en un sustrato dieléctrico con altura ( $h$ ) y permitividad relativa  $\epsilon_r$ . La impedancia característica de una línea de transmisión inversamente proporcional con  $W$ .



**Figura 18.** Geometría de una línea de transmisión de microcinta.

Utilizando la tecnología de microcinta, se pueden realizar diversos circuitos de RF/microondas, como los transformadores de cuarto de onda (QWT por sus siglas en inglés de Quarter-Wave Transformer), los cuales son generalmente utilizados como una sección intermediaria de acoplamiento para conectar dos sistemas con impedancias distintas. Si es suficiente el acoplamiento en una banda angosta de frecuencia bastará con utilizar un transformador de una sola sección, en cambio, para obtener un buen acoplamiento sobre una banda más ancha de frecuencia se utilizan dos, tres o más secciones intermediarias de un cuarto de onda. El funcionamiento de los transformadores es fácilmente comprendido a la hora de entender el problema de acoplar una línea de transmisión con impedancia característica  $Z_1$  con una impedancia meramente resistiva  $Z_L$ , si una sección intermediaria de línea de transmisión con una impedancia característica  $Z_2$  y una longitud de cuarto de onda es conectada entre la línea principal y la carga, la carga de impedancia efectiva que se encuentra en la línea principal es presentada en la ecuación 1 y en la Figura 19 se muestra el acoplamiento de estas de impedancias:

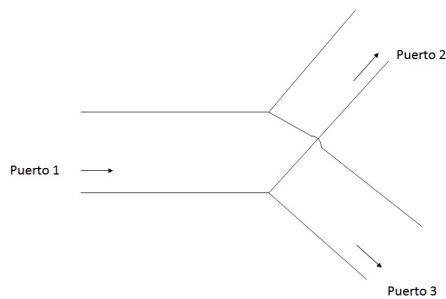


**Figura 19.** Transformador de cuarto de onda.

$$Z = \frac{Z_2^2}{Z_L} \quad (1)$$

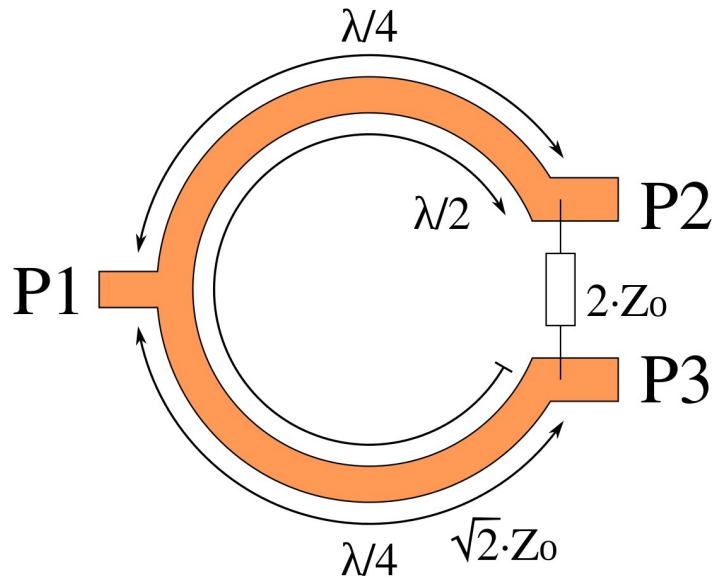
Si  $Z_2$  es igual a  $\sqrt{Z_1 Z_L}$ , entonces  $Z = Z_1$  y la carga se encuentra acoplada a la línea principal.

Otro de los circuitos básicos de microondas es el divisor de potencia(Figura 20), el cual es utilizado para dividir o combinar potencia, es decir, en división de potencia la señal de entrada es dividida en dos (o más) señales de menor potencia, mientras que en su modo de combinación de potencia, éste acepta dos o más señales de entrada y las combina en una sola hacia el puerto de salida. El divisor de potencia por lo general cuenta con tres puertos y toma la forma de una unión T y es un dispositivo sin pérdidas, idealmente. Los divisores de potencia proveen señales en fase y una razón de división de potencia simétrica, pero también pueden ser diseñados para que ésta razón sea asimétrica.



**Figura 20.** Divisor de potencia de tres puertos.

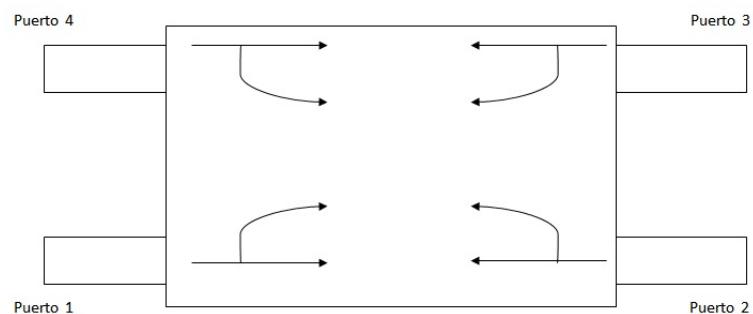
Uno de los divisores más populares es el divisor Wilkinson que se puede ver en la Figura 21, creado por Ernest J. Wilkison en 1960. Este divisor es un dispositivo el cual cumple con la tarea de dividir la potencia de entrada en N puertos con una potencia de salida para cada uno y también provee aislamiento entre todos los puertos que lo componen.



**Figura 21.** Divisor de potencia Wilkinson.

Otro circuito importante es el acoplador direccional, el cual es un dispositivo de cuatro puertos, utilizado ampliamente como puentes de impedancia para mediciones en microondas y para monitoreo de potencia. Un ejemplo del acoplador se muestra en la Figura 22 y a continuación se listan sus propiedades:

- Si se tiene una señal incidente en el puerto uno, el puerto acopla potencia al puerto dos y cuatro pero nada hacia el puerto tres.
- El puerto cuatro cuenta con la misma propiedad, es decir, acopla potencia hacia los puertos tres y uno pero nada hacia el puerto dos, por lo tanto el puerto dos está desacoplado.



**Figura 22.** Acoplador de potencia.

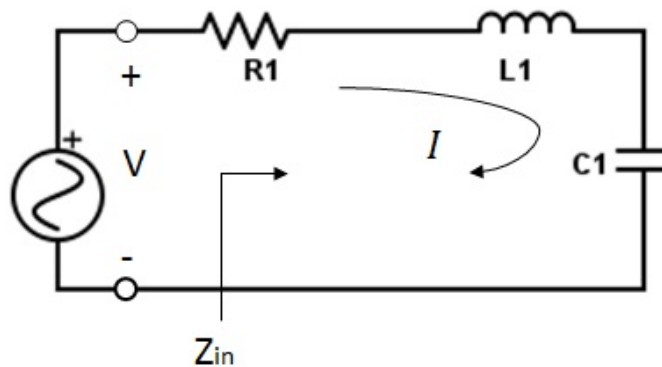
Existen otros circuitos que también son importantes en microondas, los resonadores, éstos

tiene una variedad de aplicaciones dentro de la rama de las microondas, entre ellas se encuentra su uso en el diseño de filtros, osciladores, frecuenciómetros y amplificadores calibrados (Pozar (2009)). El funcionamiento de los resonadores es similar al comportamiento de un circuito RLC en serie o paralelo de elementos concentrados, por lo tanto empezaremos por ver las características de estos.

En frecuencias alrededor de la resonancia, un resonador de microondas puede ser modelado ya sea por un circuito RLC en serie o en paralelo de elementos concentrados.

En la Figura 23 se muestra un circuito RLC en serie, teniendo una impedancia de entrada, ecuación 2:

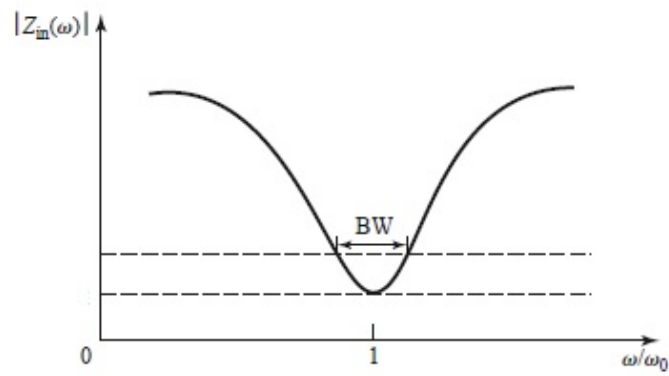
$$Z_{in} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \quad (2)$$



**Figura 23.** Circuito RLC en serie.

Y en la Figura 24 se muestra su respuesta en frecuencia.

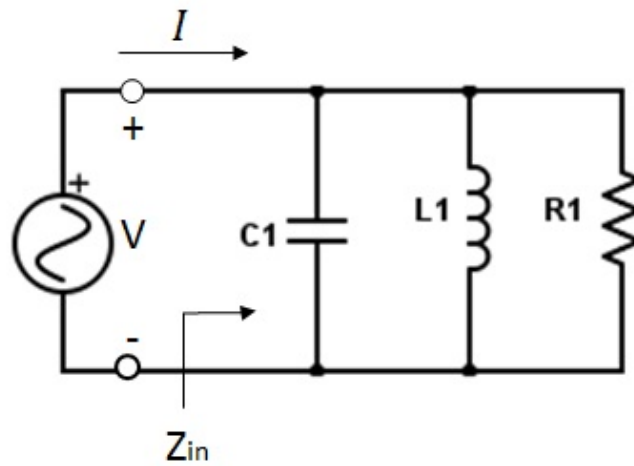




**Figura 24.** Respuesta en frecuencia de un circuito RLC en serie.

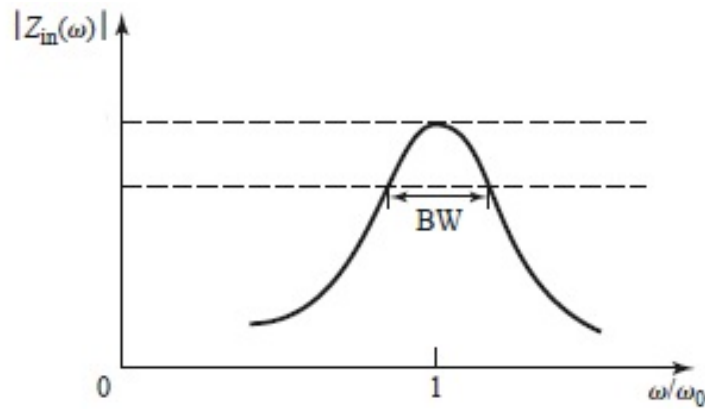
Como mencionamos anteriormente el resonador también puede ser modelado por un circuito RLC en paralelo (Figura 25) con una impedancia de entrada:

$$Z_{in} = \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1}$$



**Figura 25.** Circuito RLC en paralelo.

y su respuesta en frecuencia se muestra en la Figura 26.



**Figura 26.** Respuesta en frecuencia de un circuito RLC en paralelo.

En ambos circuitos, la frecuencia de resonancia puede ser calculada por la siguiente fórmula:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Aunque es igual para ambos en los circuitos RLC en paralelo se les refiere  $\omega_0$  como frecuencia resonante.

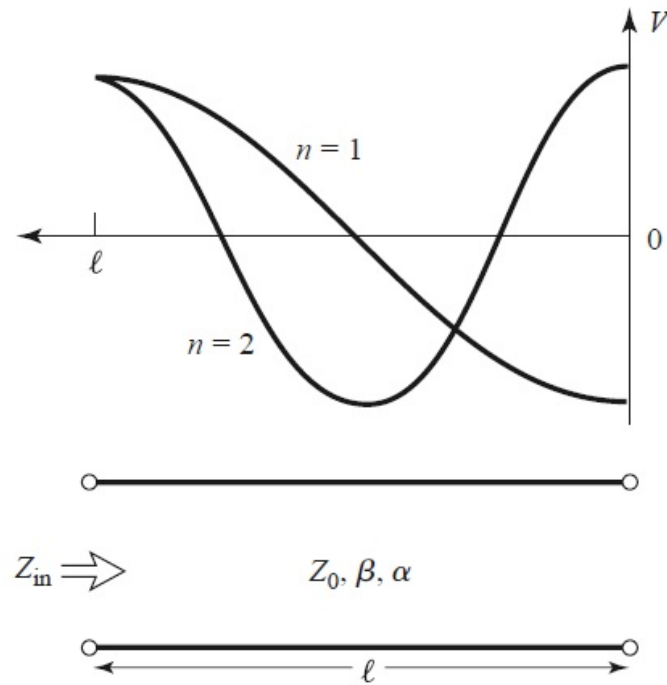
### 2.3.1. Resonadores de media onda

Como se ha visto, circuitos ideales con elementos concentrados por lo general no son accesibles para altas frecuencias, por lo tanto para realizar los resonadores se utilizan secciones de línea de transmisión con distintas longitudes que pueden encontrarse en corto circuito o circuito abierto (Pozar (2009)).

#### 2.3.1.1. Línea de media onda en circuito abierto

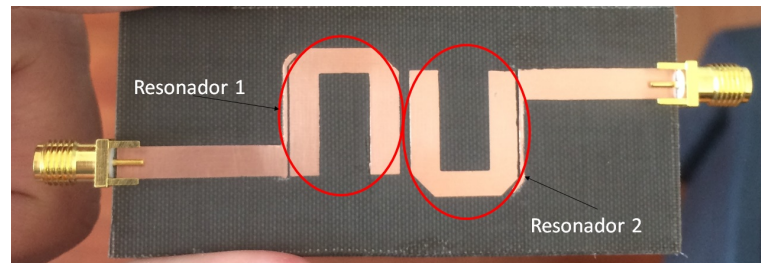
Un diseño práctico de un resonador que es utilizado en circuitos de microcinta consiste de una línea de transmisión en circuito abierto como se muestra en la Figura 27. Este resonador se comporta como un circuito RLC en paralelo cuando su longitud es de  $\lambda/2$ , o en múltiplos de  $\lambda/2$ . La impedancia de entrada de una línea de transmisión con pérdidas de longitud  $l$  en circuito abierto es:

$$Z_{in} = Z_0 \coth(\alpha + j\beta)l$$



**Figura 27.** Resonador de media onda en circuito abierto y su distribución de voltaje para  $n = 1$  y su primer armónico  $n = 2$ .

Un ejemplo de un circuito construido a base de resonadores es el que se muestra en la Figura 28.



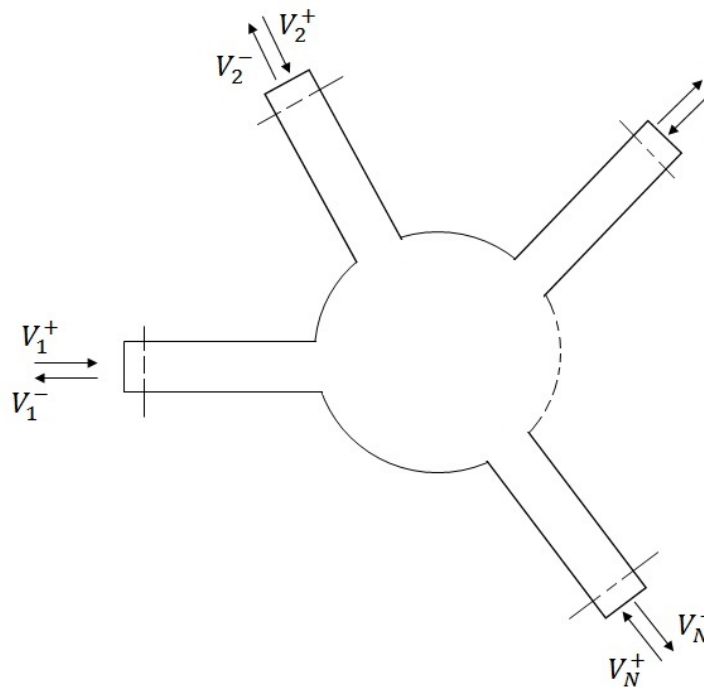
**Figura 28.** Filtro de dos polos con resonadores tipo "hairpin" de microcinta.

## 2.4. Parámetros S y Carta de Smith

### 2.4.1. Parámetros S

Al analizar variables de impedancia en circuitos de microondas de cierta manera ésto se convierte en algo abstracto ya que las corrientes, impedancias y voltajes no pueden ser medidas de una manera directa en altas frecuencias. Algunas de las cantidades que pueden ser medidas directamente en altas frecuencias son: fuerza de campo, razón de onda estacionaria (SWR por sus

siglas en inglés Standing Wave Ratio), la localización de un mínimo en el campo y su potencia. La fuerza de campo y el SWR llevan al cálculo de otro valor importante, el coeficiente de reflexión  $\Gamma$ , también existe otro valor que puede ser medido directamente en una de las uniones o puntos del circuito de microondas que es el coeficiente de transmisión "T", éste se calcula al comparar la amplitud y fase de una onda transmitida en esta unión con la amplitud y fase de la onda incidente en ése mismo punto. En otras palabras, las mediciones realizadas son las amplitudes y ángulos de las ondas que se encuentran siendo reflejadas o dispersas en comparación a la amplitud y fase de las ondas incidentes en el punto donde se realiza la medición. Viéndolo de una manera lineal, las amplitudes de las ondas dispersas se encuentran linealmente relacionadas con las amplitudes de las ondas incidentes(Figura 29). La matriz que se encarga de describir ésta relación lineal es llamada matriz de dispersión o *scattering matrix* en inglés.



**Figura 29.** Unión de N puertos ilustrando ondas incidentes, reflejadas y transmitidas.

Los parámetros S, mejor conocidos como parámetros de dispersión o *scattering parameters* en inglés pueden escribirse de una manera en general como se ilustra en de la siguiente forma (3):

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \dots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \dots & S_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{N1} & S_{N2} & S_{N3} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \dots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (3)$$

O bien, puede ser escrita de una manera más sencilla como se puede observar en la representación con 4 , y generalmente se miden en decibeles(dB).

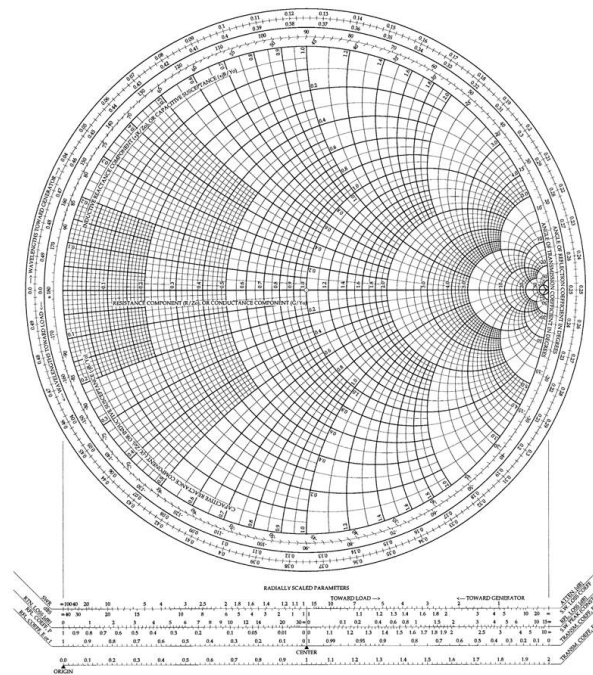
$$\begin{bmatrix} V^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^+ \end{bmatrix} \quad (4)$$

#### 2.4.2. Carta de Smith

Originalmente desarrollada en la época de 1940 por el ingeniero de los laboratorios Bell Phillip Smith (Figura 30) la carta de Smith es una herramienta muy útil para visualizar conceptos de un circuito de RF/microondas como impedancia de entrada, coeficientes de reflexión (magnitud y fase), onda estacionaria, efectos capacitivo e inductivo, etc. En la Figura 31 se muestra una carta de Smith básica. La carta de Smith ha sido utilizada ampliamente por la industria de las microondas por bastantes años, gracias a ella las tareas que realizan los ingenieros en microondas y RF para analizar líneas de transmisión, diseñar componentes y caracterizar complejos circuitos se han hecho más sencillas. Esto debido a que la carta de Smith ayuda a visualizar de una mejor manera el fenómeno involucrado en el funcionamiento de las líneas de transmisión



**Figura 30.** Philip Hagar Smith, inventor de la carta de Smith.



**Figura 31.** Carta de Smith.

El funcionamiento de esta herramienta se basa en el coeficiente de reflexión del sistema que se está analizando y puede ser graficado rápida y sencillamente o bien transformarse a VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) y su punto equivalente a lo largo de la línea de transmisión sin hacer uso de tediosas y tardadas ecuaciones Pavadore (1991).

## 2.5. Filtro direccional multi-polo

Como se mencionó en el capítulo anterior un filtro direccional es un dispositivo de cuatro puertos: una entrada, dos salidas, y un puerto aislado. Gracias a su característica de direccionalidad las dos salidas disponibles en éste dispositivo son: 1) pasa banda y 2) rechaza banda, como se muestra en la Figura 32; En pocas palabras se podría decir que tenemos filtros complementarios en uno. Otra de sus principales características es contar con un puerto aislado, esto quiere decir que no existe potencia que sea transmitida hacia este puerto, sin embargo, es de gran utilidad para añadir en cascada otras etapas de filtro direccional con el objetivo de realizar redes de multiplexado (Lobato-Morales *et al.* (2011) y Pozar (2009)). Como las salidas pasa-banda y rechaza-banda complementarias, no existe potencia que sea reflejada hacia el puerto de entrada.

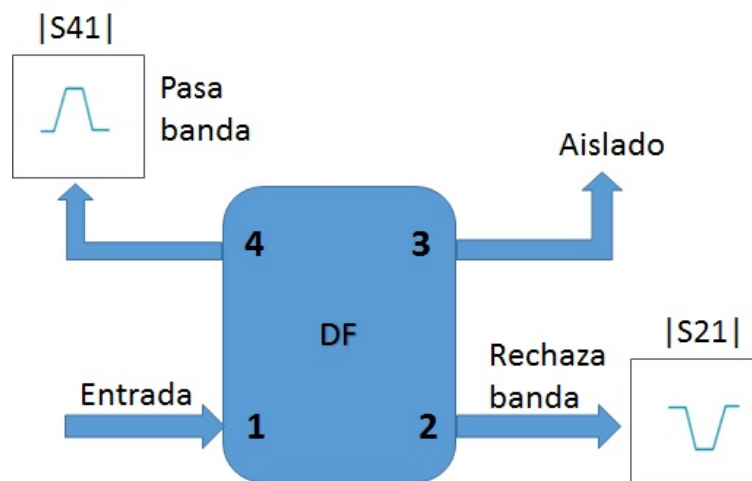
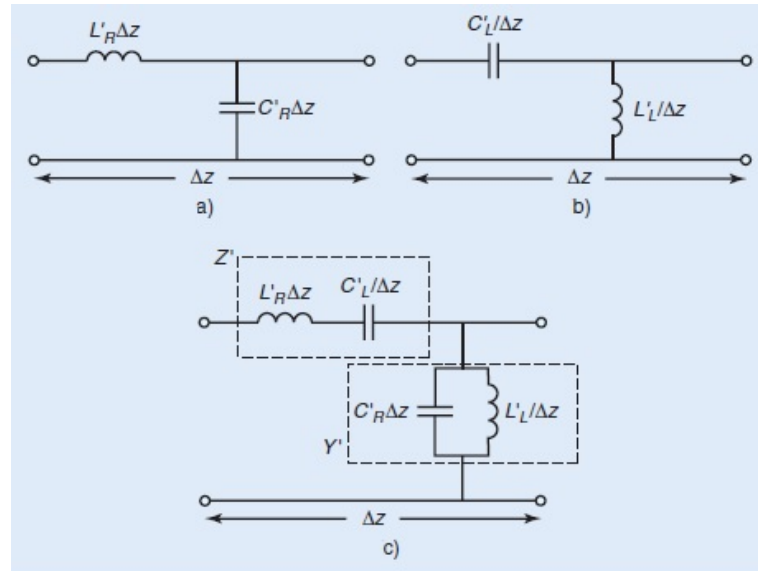


Figura 32. Diagrama de un filtro direccional.

## 2.6. Líneas de transmisión CRLH

Para hablar de las líneas de transmisión CRLH (Composite Right/Left Hand) primero debemos hablar sobre los metamateriales, éstos son estructuras artificiales que pueden ser diseñadas para que muestren ciertas propiedades electromagnéticas que no son encontradas comúnmente en la naturaleza. Este concepto fue introducido por el físico ruso Veselago en 1967 (Lai *et al.* (2004)) quien especuló sobre la posible existencia de estos metamateriales y sus propiedades electromagnéticas. Algunas de las propiedades que se mencionan sobre estas líneas de transmisión son su permitividad y permeabilidad homogéneas que lleva a tener valores negativos en el índice de refracción, también cuenta con propagación de ondas hacia atrás y la fase de éstas ondas aumenta

al alejarse de la fuente. Por lo general a las líneas hechas de metamaterial que presentan estas características no naturales se les conoce como "Left Hand tansmission lines"(LH-TL) por lo tanto, una línea de transmisión CRLH puede presentar características de una línea de transmisión normal y una hecha de metamaterial. Un circuito equivalente de cada una de estas líneas se muestra en la Figura 33



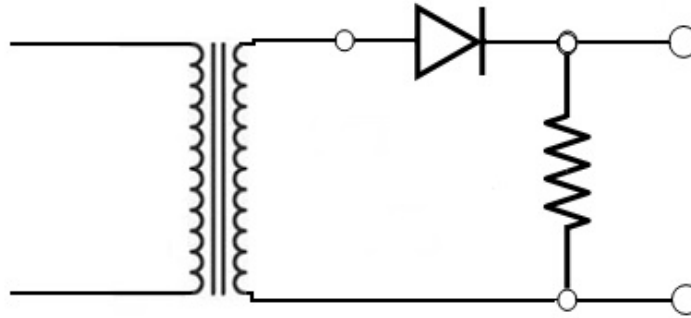
**Figura 33.** Circuitos equivalentes (Lai *et al.* (2004)) : a) Línea de transmisión RH pura. b) línea de transmisión LH. c) Línea CRLH.

## 2.7. Circuitos rectificadores de microondas

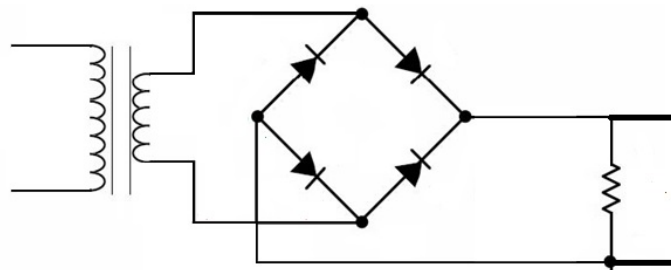
A lo largo de los años se han desarrollado distintos tipos de circuitos rectificadores, uno de los más comunes y populares que se puede encontrar hoy en día es el que utiliza un simple diodo o bien un puente de diodos aunque éste tipo de circuitos es utilizado comúnmente para bajas frecuencias. Ahora bien, ¿cómo son los circuitos para rectificar señales de alta frecuencia/microondas? Estos circuitos utilizan componentes que trabajan a frecuencias mucho más altas, es decir, si el puente de diodos trabajaba a 50-60 Hertz, los diodos que se utilizan en los circuitos rectificadores de microondas deben de trabajar en un rango desde los 300 MHz a los 30 GHz.

Los circuitos rectificadores que utilizan diodos pueden ser de media onda o de onda completa, esto quiere decir que en los circuitos de media onda, debido a su configuración sólo dejan pasar la parte positiva de la señal en corriente alterna (AC) mientras que en los circuitos de onda completa ambas partes, positiva y negativa, son rectificadas gracias a la configuración de éste.





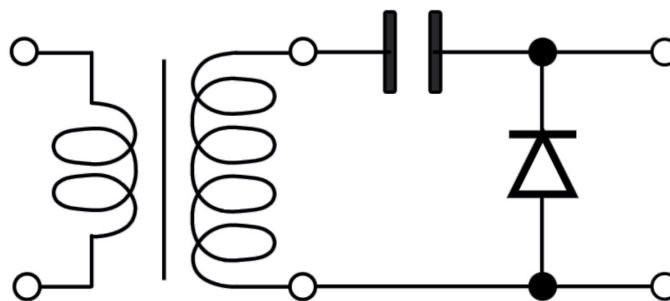
**Figura 34.** Rectificador de media onda.



**Figura 35.** Rectificador de onda completa (Ponte H).

### 2.7.1. Circuito de Villard

Un circuito comúnmente utilizado para el reciclado de energía, esto es debido a que si a la entrada de este circuito se tiene una señal de AC, a su salida se tendrá una señal DC con el doble de su voltaje pico inicial de la señal AC. El nombre se le fue dado gracias a Paul Ulrich Villard y el circuito consiste de un capacitor y un diodo, estos circuitos suelen conectarse en cascada para mejorar su desempeño (Kind y Feser (2001)). Un ejemplo de un circuito Villard de una sola etapa se muestra en la Figura 36



**Figura 36.** Circuito Villard de una etapa

### 2.7.2. Circuito de Greinacher

Inventado por Heinrich Greinacher en 1913 éste circuito es un duplicador de voltaje de media onda y muchas veces es confundido con el circuito de Villard. En términos simples es una configuración que tiene mejor desempeño que un circuito de Villard con un ligero aumento de costo y la adición de unos cuantos componentes. Este circuito(Figura 37) reduce bastante el rizo producido por la rectificación mientras que el voltaje pico se mantiene intacto.

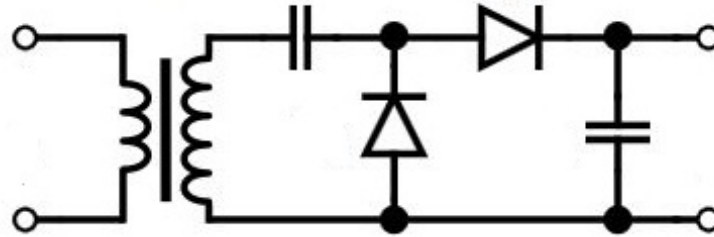


Figura 37. Circuito duplicador de voltaje Greinacher.

### 2.8. Conclusiones del capítulo 2

Sin duda, los sistemas *Front End* son una parte esencial en las comunicaciones inalámbricas, ya que se encuentran en la mayoría de los dispositivos utilizados alrededor del mundo, por lo tanto, el funcionamiento correcto de estos sistemas juega un papel muy importante para mantener este tipo de comunicación funcionando. en circuitos de microonda, la tecnología microcinta es utilizada por su facilidad de producción y gracias a los bastos circuitos y dispositivos que pueden ser diseñados en esta tecnología. Por otra parte, las herramientas para en el análisis en circuitos de microondas cómo los parámetros S y la carta de Smith nos ayuda a entender de una mejor manera el funcionamiento de estos y nos familiarizan con su posible comportamiento en futuros diseños. Al utilizar una línea de transmisión CRLH se cuenta con una característica muy importante, el cambio de fase de la señal que pasa a través de ella puede ser una herramienta muy útil a la hora de diseñar circuitos en microondas que tengan estas características. Por último, sabemos que los circuitos rectificadores no solo se encuentran para bajas frecuencias si no también son utilizados para altas frecuencia obviamente con sus adecuaciones y existen tipos muy populares utilizados.

## Capítulo 3. Reciclado de energía en microondas

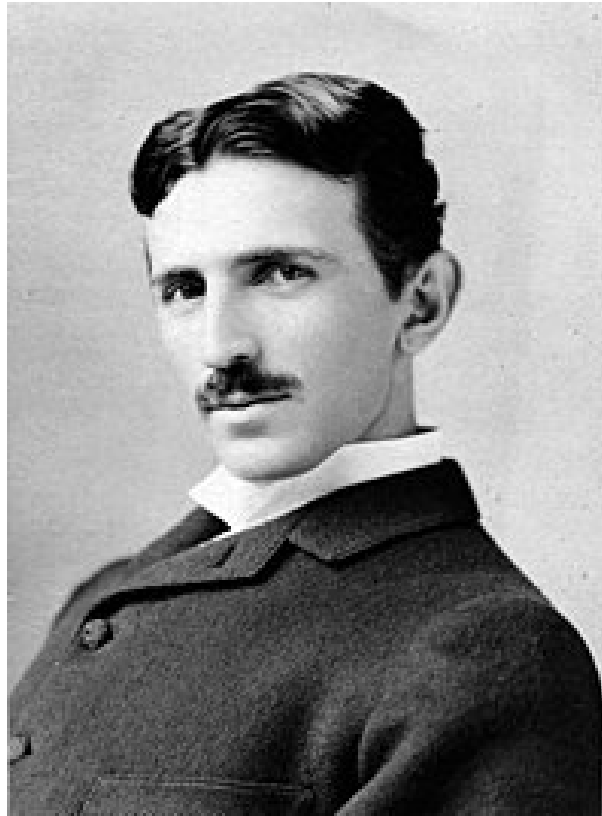
---

### 3.1. Introducción

En este Capítulo se hablará de algunas de las propuestas existentes sobre el reciclado de energía de RF/microondas mas significativas hasta la fecha, las cuales consisten principalmente en el aprovechamiento de la energía electromagnetica existente en el ambiente captada por antenas; esto es, la transferencia de energía por medios inalámbricos, originalmente introducido e investigado por el famoso Nikola Tesla, padre de la Corriente Altera (CA). Se discutirán algunos trabajos que han logrado reciclar energía proveniente del medio ambiente como también un circuito muy popular utilizado, la *Rectenna* y en particular se revisará una propuesta de transferencia inalámbrica de energía muy interesante.

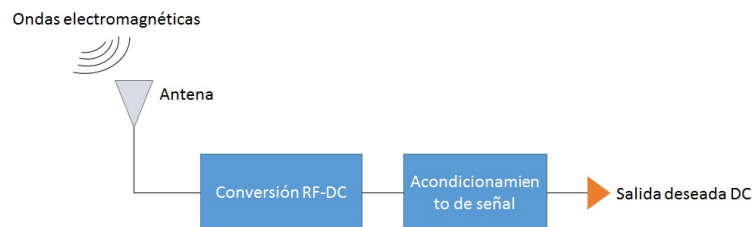
### 3.2. Reciclado de energía en microondas.

La idea de poder obtener energía proveniente del aire parece una idea extravagante e imposible, para fortuna de la humanidad hubo una persona que soñaba con el día en qué esto fuera posible, es decir, que todos los aparatos o equipo que requiriera de energía eléctrica para funcionar pudiera hacerlo sin que estuviera conectado directamente a una fuente de poder. Nikola Tesla (Figura 38), dedicó muchos años de su vida en hacer realidad este sueño, hoy en día, gracias a su investigación es a quien se le considera el precursor del reciclado de energía en microondas(Lumpkins (2014)).



**Figura 38.** Nikola Tesla, fue un inventor, ingeniero mecánico, eléctrico y físico de origen serbio.

Con respecto a los circuitos de rectificación de RF/microondas utilizando antenas, la Figura 39 se muestra un sistema básico de reciclado de energía. La energía es recolectada por la antena que después es enviada al bloque de conversión RF-DC, el cual se encarga de convertir las señales inalámbricas captadas por la antena a DC para ser utilizada posteriormente.

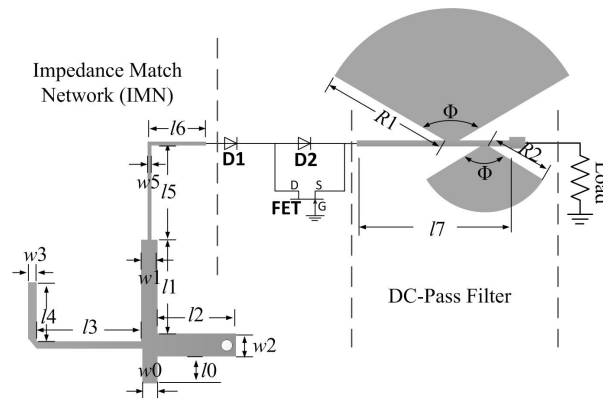


**Figura 39.** Diagrama a bloques de un sistema de reciclado de energía.

### 3.2.1. Revisión de literatura

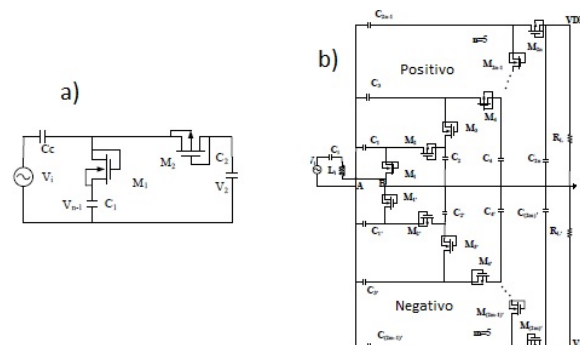
Comentando algunos esfuerzos que se han realizado para el aprovechamiento de la energía de RF/microondas, en el trabajo de Lu *et al.* (2016) se presenta un rectificador que opera en cuatro bandas distintas de frecuencia para reciclado de energía. El circuito rectificador que se muestra en

la Figura (40), está compuesto por: una red de acoplamiento, dos diodos Schottky, un FET como switch, un filtro pasa DC y una carga resistiva. El funcionamiento en las cuatro bandas es obtenido gracias al uso de stub de acoplamiento en forma de cruz conectado a una línea de microcinta de impedancia escalonada. El filtro pasa DC está constituido por dos stubs radiales y su función es bloquear la onda de frecuencia fundamental y los armónicos de orden alto para mejor la eficiencia de RF-DC. Los máximos de eficiencia son obtenidos al tener -10dBm como potencia de entrada, 47.8 %, 33.5 %, 49.7 % y 36.2 % en las frecuencias de 0.89 GHz, 1.27 GHz, 2.02 GHz y 2.38 GHz respectivamente.



**Figura 40.** Rectificador de cuatro bandas de operación Lu *et al.* (2016).

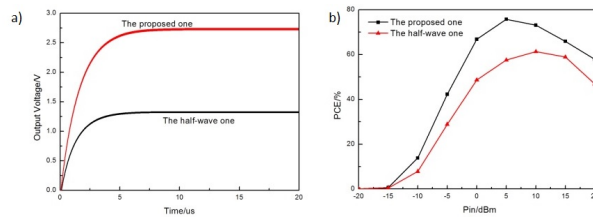
Gracias a que la energía RF se encuentra tanto en las zonas urbanas como en las rurales, ésto la hace una fuente constante para el reciclado de energía. Al utilizar una nueva configuración de MOSFETs conectados como diodos en el circuito de rectificación de RF, se tiene un rectificador de onda completa. En el trabajo de Wang *et al.* (2016) se realiza una comparación entre la configuración tradicional y la propuesta (Figura 41).



**Figura 41.** a) Configuración tradicional (rectificador de media onda) b) Configuración propuesta (rectificador de onda completa).

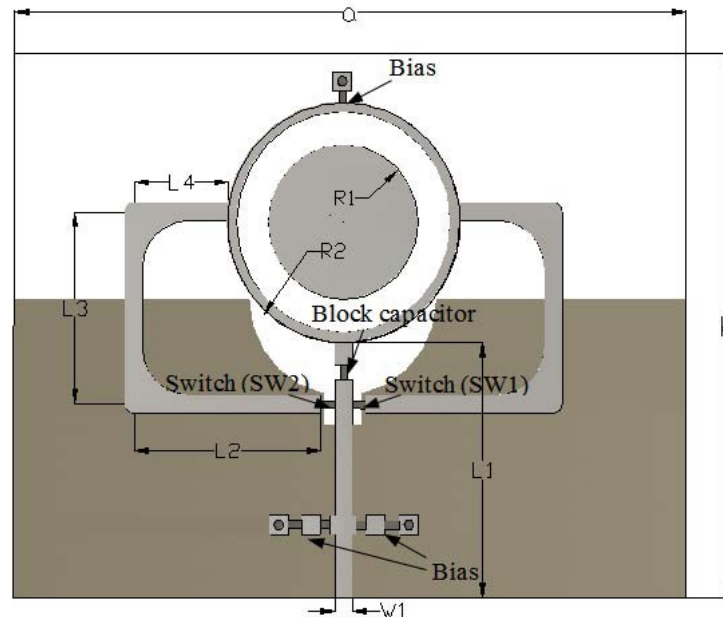
En esta nueva configuración se observa o verifica que la eficiencia de conversión de potencia

mejora, logrando un máximo de 83.7 % y un voltaje de salida de 3.8 Volts. Los resultados fueron obtenidos utilizando una carga resistiva de  $100\text{k}\Omega$  como se muestran en la Figura 42.



**Figura 42.** a) Eficiencia de conversión b) Voltaje de salida.

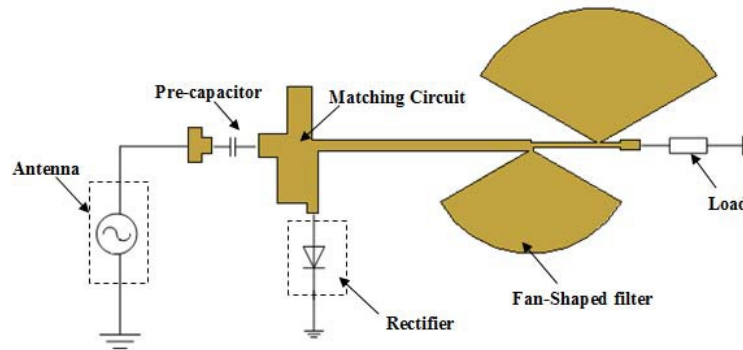
Lu *et al.* (2015) nos muestra en su trabajo una *Rectena* con polarización reconfigurable la cual está comprendida por una antena planar monopolo con polarización reconfigurable y un circuito planar de rectificación para la transmisión de energía en microondas que opera desde una frecuencia de 5.07 GHz hasta 5.86 GHz. En la Figura 43 se muestra la antena monopolo, ésta cuenta con una polarización lineal y dos polarizaciones circulares.



**Figura 43.** Antena planar monopolo.

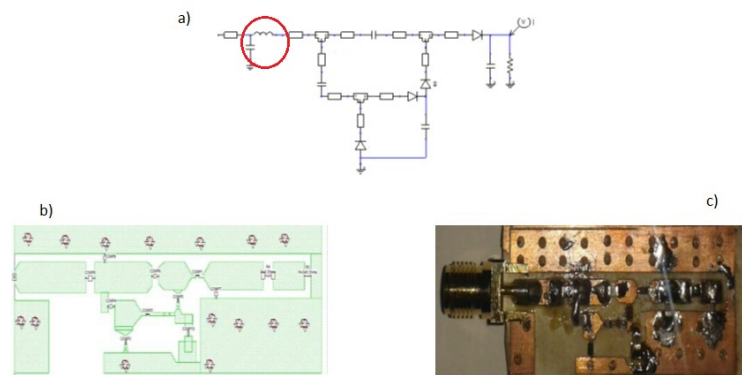
El circuito rectificador, ver Figura 44 , está compuesto por: un pre-capacitor, el cual suprime armónicos y protege a la antena de la corriente que pueda ser regresada, un diodo rectificador, dos stubs radiales como filtros (estos son para suavizar el voltaje de salida) y un circuito como red de acoplamiento para aumentar la eficiencia entre el filtro de entrada y el filtro de salida. Para conectar la antena y el circuito se hace uso de una línea de microcinta con impedancia de  $50\Omega$ . La

eficiencia de conversión obtenida por éste circuito va desde el 40.2 % al 57.4 % cuando la potencia de entrada es de 16.5 dBm.



**Figura 44.** Circuito rectificador.

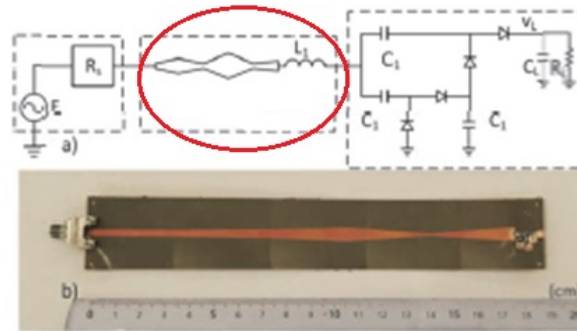
Partal *et al.* (2015) presenta un circuito rectificador utilizando diodos Shottky con aplicaciones de reciclado el cual está diseñado para que opere a la frecuencia de 2.4 GHz (banda ISM, Industrial, Science and Medical, por sus siglas en inglés). Para realizar un módulo de reciclado exitoso, en el circuito de rectificación se utiliza un diodo de alta sensibilidad y acoplado a la impedancia de  $50\Omega$  para obtener la mejor eficiencia de conversión. El circuito rectificador se encuentra en topología Dickson y se muestra en la Figura 45. La red de acoplamiento está constituida por un capacitor hacia tierra y un inductor en serie. Un máximo de voltaje de 2.5 Volts fue obtenido con una potencia de entrada de 0 dBm y su eficiencia de conversión fue de un 6.3 %.



**Figura 45.** Circuito rectificador y su red de acoplamiento: a) Esquemático b) Diseño en simulación EM c) Circuito construido.

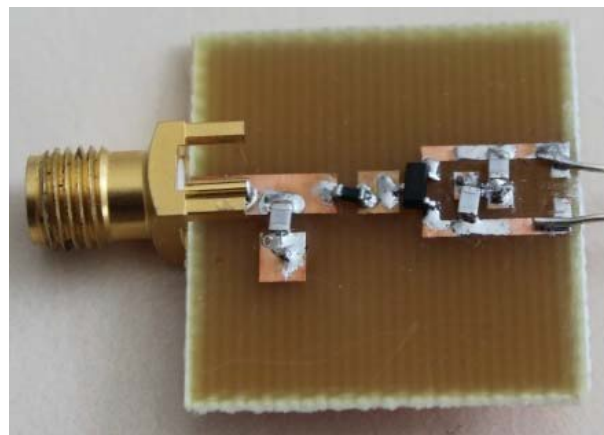
Recolectar energía de RF en zonas urbanas es una buena opción ya que existen muchas bandas de frecuencia que se encuentran siendo aprovechadas solo por uno o pocos usuarios. Bolos *et al.* (2016) realizó un trabajo en el cual presentó un rectificador para reciclado de energía RF que operaba en una banda ancha de frecuencias desde 400 MHz hasta 1 GHz. Para que el recti-

ficador funcionara correctamente se diseñó y utilizó una red de acoplamiento basada en una línea de transmisión no uniforme (Figura 46). El circuito rectificador en sus mediciones experimentales mostró una eficiencia del 50 % en un rango desde los 470 MHz hasta los 990 MHz cuando su potencia de entrada era de -20 dBm y aumentó a un 60 % cuando la potencia de entrada era de 10 dBms y en un rango de frecuencias desde los 470 MHz hasta los 860 MHz.



**Figura 46.** Circuito rectificador de banda ancha (Bolos *et al.* (2016): a) Esquemático(red de acoplamiento resaltada en rojo) b) Circuito construido.)

Contar con una alta eficiencia de conversión es importante pero también lo es que los datos simulados coincidan con los datos experimentales, ya que se puede predecir el comportamiento del circuito como también comprobar su funcionamiento correcto. En el trabajo de Mabrouki *et al.* (2014) se presenta el diseño de un rectificador de alta eficiencia y baja potencia. El circuito propuesto se basa en un elevador de voltaje y está formado por un duplicador de voltaje tipo Latour (Figura 47). Los resultados experimentales mostraron eficiencia de conversión RF-DC del 21 % y 38 % con potencia de entrada de -20 dBm y -10 dBm respectivamente, la frecuencia de operación del rectificador es de 850 MHz.



**Figura 47.** Circuito rectificador de baja potencia construido (area:5mm<sup>2</sup>).

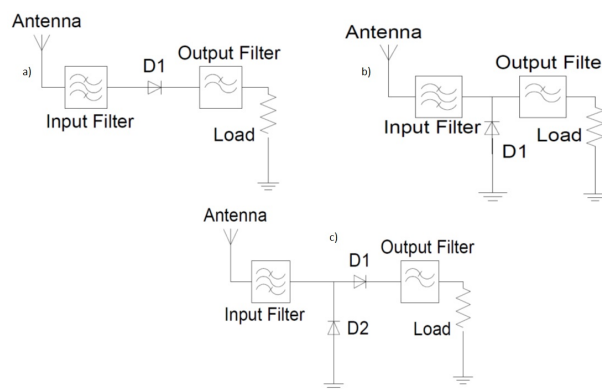


### 3.3. Rectenas

Hace poco más de 20 años muchos sistemas inalámbricos han sido desarrollados y en la actualidad son ampliamente utilizados en todo el mundo. Un claro ejemplo es el Wi-Fi o bien, los teléfonos móviles Zhang y Huang (1980). Estos sistemas irradian energía/ondas electromagnéticas hacia el aire pero una gran cantidad de energía es desperdiciada, por lo tanto idear maneras en las que esa energía pueda ser recuperada o aprovechada se ha convertido en un tema de suma importancia y existen varias maneras de realizar esto. Considerado uno de los métodos más prometedores y de interés en la actualidad, la *Rectena* está constituida por un circuito de rectificación acoplado a una antena. En el Capítulo 2 mencionamos algunos de los circuitos de rectificación más populares que son utilizados en el reciclado de energía. En el caso de las microondas existe uno en particular: la *Rectena*. En la Figura 48 se muestran algunas configuraciones.

Las *Rectenas*; cuentan con dos características bastante interesantes a considerar:

- ◆ La vida útil de una *Rectena* es casi ilimitado y no es necesario reemplazarla, a diferencia de las baterías que cuentan con un tiempo reducido de uso.
- ◆ Se le considera una fuente de energía verde ya que no hay deshecho que contamine el ambiente.



**Figura 48.** Diagrama a bloques de distintas topologías de una rectena: a) Serie, b) Shunt y c) Duplicador de voltaje sencillo.

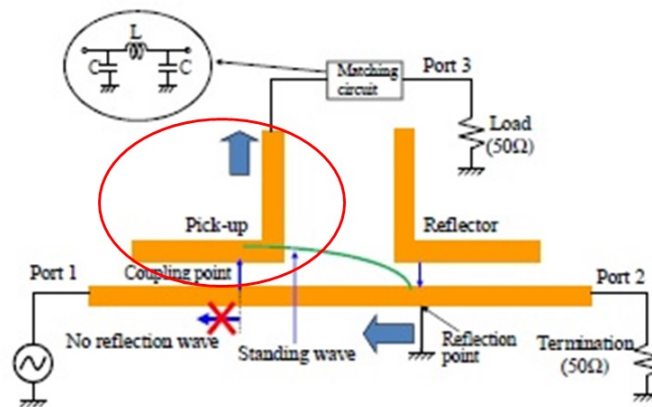
La *Rectena* funciona de la siguiente manera: la antena recolecta las señales que provienen del aire, luego éstas señales pasan a través de la red de acoplamiento, la cual es utilizada para que la antena y el circuito de rectificación desempeñen sus funciones correctamente. El circuito de rectificación, usualmente diodos rectificadores, se encarga de convertir las señales provenientes

del aire en DC para después enviarla a donde pueda ser utilizada o bien, ser almacenada.

### 3.4. Transferencia de energía de microondas en sistemas resonantes

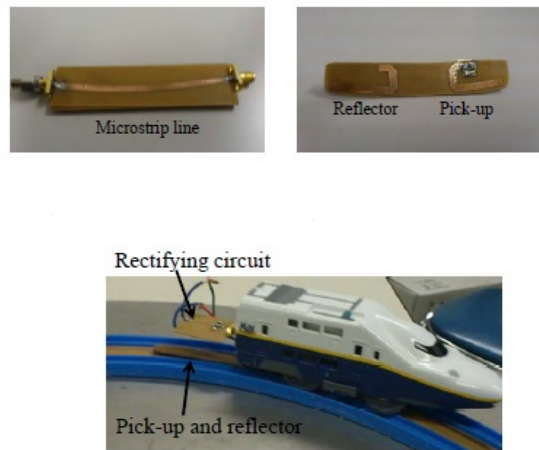
Una aplicación muy interesante sobre la transferencia de energía de microondas en sistemas resonantes se muestra en Ishizaki y Kitano (2013). Un sistema móvil de transferencia de potencia inalámbrico, este sistema cuenta con una configuración en la cual el circuito de acoplamiento se encuentra separado del resonador, al hacer esto el acoplamiento de impedancia puede ser controlable electrónicamente por capacitores variables, permite realizar ajustes de acoplamiento continuos mientras exista movimiento.

El funcionamiento del sistema se explicará con la ayuda de la Figura 49. La energía transmitida por la fuente es enviada a través de una línea de microcinta, no existe reflexión en su terminación. Al acercarse el circuito de *pick-up* (encerrado en un círculo rojo en la Figura 49) a la línea, éste obtiene energía eléctrica a través de su acoplamiento con la línea. En el punto de acoplamiento existe una admitancia debido a la resistencia de carga conectada en paralelo. El valor de esta admitancia es pequeño cuando el acoplamiento es débil y grande cuando el acoplamiento es fuerte. Para eliminar la reflexión en el sistema se agrega una línea reflector y se coloca detrás del *pick-up*, el reflector se encuentra acoplado con la línea de microcinta y hace que la onda reflejada sea positiva, ésta onda reflejada es absorbida por el *pick-up*.



**Figura 49.** Sistema de transferencia de energía móvil.

El sistema experimental en el cual se comprobó el funcionamiento de esta configuración se muestra en la Figura 50.



**Figura 50.** Sistema de transferencia de energía móvil construido y probado en un pequeño prototipo (tren).

### 3.5. Conclusiones del capítulo 3

Como sabemos el sueño de Nikola Tesla, la posibilidad de poder realizar transferencia de energía inalámbrica es una realidad hoy en día aunque sigue estando un poco limitada cada vez se observan mejores resultados y se realizan mejores propuestas para realizar esta hazaña, siendo la *Rectena* uno de los circuitos más populares para desempeñar esta labor y poco a poco se han mejorado sus diseños y ampliando el rango de operación para estos dispositivos. Una aplicación muy específica de la transferencia de energía fue la de poder energizar pequeños vehículos a través de resonadores, este trabajo abre las puertas para aplicaciones de este tipo y su futuro uso en beneficio de los sistemas de transportes.

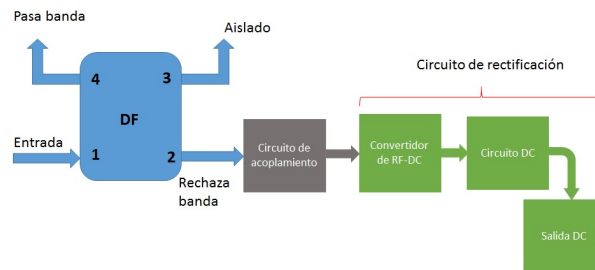
## Capítulo 4. Diseño del sistema propuesto

### 4.1. Introducción

En este Capítulo se discutirá el circuito propuesto en el que se basó este trabajo de tesis, empezando por una descripción breve del sistema en conjunto( filtro direccional + circuito de reciclado) para pasar después al diseño específico del filtro direccional. Luego se discute la etapa de reciclado, que está constituida por un resonador de acoplamiento y después el circuito de rectificación.

### 4.2. Circuito propuesto

Como se mencionó anteriormente en el Capítulo 2, el circuito propuesto consta de dos etapas: la de filtrado y una etapa de reciclado. El filtro utilizado fue un filtro direccional multipolo conectado a un circuito de rectificación mediante una red de acoplamiento. En la Figura 51 se muestra el diagrama a bloques del sistema completo.



**Figura 51.** Diagrama a bloques del circuito propuesto

Para la primera etapa del circuito propuesto se tiene el filtro direccional que cuenta con cuatro salidas y dos de esas salidas son respuestas complementarias, una tiene la forma de una pasa banda y la otra la de una rechaza banda, ésta última es a donde el circuito de rectificación es acoplado. Utilizar la respuesta rechaza banda como fuente de reciclado es una buena opción ya que de toda la energía que sería desperdiciada se estará recuperando la mayor parte posible. La etapa de reciclado se compone por el circuito que actúa como red de acoplamiento y el circuito de rectificación (convertidor RF-DC). La red de acoplamiento está compuesta por un resonador de desacoplamiento, es un circuito que funciona como una especie de filtro que deja pasar la frecuencia a la que el circuito resuena por uno de sus puertos de salida. El circuito de rectificación

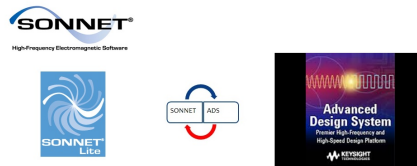
tiene una configuración parecida al duplicador de voltaje de Villard y al circuito utilizado por ?) pero con ligeras modificaciones.

Todos los circuitos están contruidos en tecnología de microcinta utilizando líneas de transmisión y elementos concentrados (capacitores, resistencias, diodos). La placa de substrato que fue utilizada fue Rogers RO4003c con una constante dieléctrica o permitividad relativa de  $\epsilon_r = 3.55$ , un factor de disipación  $\tan \delta = 0.0027$  y un grosor  $h = 1.524 \text{ mm}$  y  $t = 1 \text{ Oz} = 35 \mu\text{m}$ . En la Figura 52 se muestra un imagen del substrato utilizado



**Figura 52.** Substrato Rodgers RO4003c.

Tanto el filtro como la etapa de rectificación fueron simulados con la ayuda en conjunto de Sonnet Lite y de ADS (Advanced Design system) de Keysight.

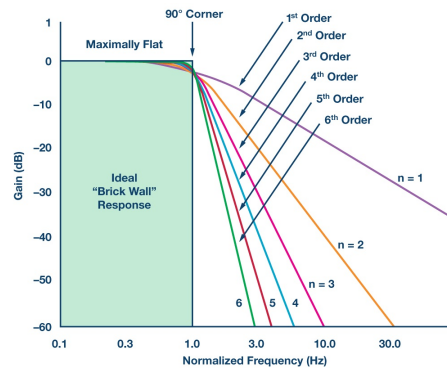


**Figura 53.** Trabajo en conjunto de Sonnet Lite y ADS.

#### 4.3. Diseño del filtro direccional

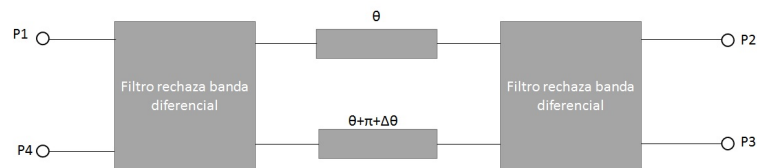
El diseño realizado se basó en la aportación de Lobato-Morales *et al.* (2011) y Lobato-Morales *et al.* (2009), para seleccionar la frecuencia de operación y el orden del filtro, se tomarn en cuenta las siguientes conisderaciones. La frecuencia de operación seleccionada fue 1.575 GHz, esta frecuencia se encuentra dentro la banda de radio localización e investigación espacial y fue seleccionada ya que a la hora de construir circuitos en altas frecuencias entre más alta es su frecuencia de operación, más pequeños son los circuitos, por lo tanto, se seleccionó una frecuencia en la que fuera posible su implementación en los laboratorios en los que se llevó a cabo el trabajo.

Como ya sabemos, entre más alto es el orden de un filtro más selectiva es su respuesta pero su diseño e implementación se vuelven más complejos y se requiere de más componentes para su desarrollo experimental. En la Figura 54 podemos ver el ejemplo con la respuesta de un filtro Butterworth, entre más alto el orden mejor respuesta se obtiene, pero para mejorar la respuesta también se requiere invertir más en el diseño y aumentar el número de componentes que conforman al filtro, por esta razón el diseño del filtro se dejó en uno de segundo orden.



**Figura 54.** Respuesta de un filtro Butterworth a distintos ordenes.

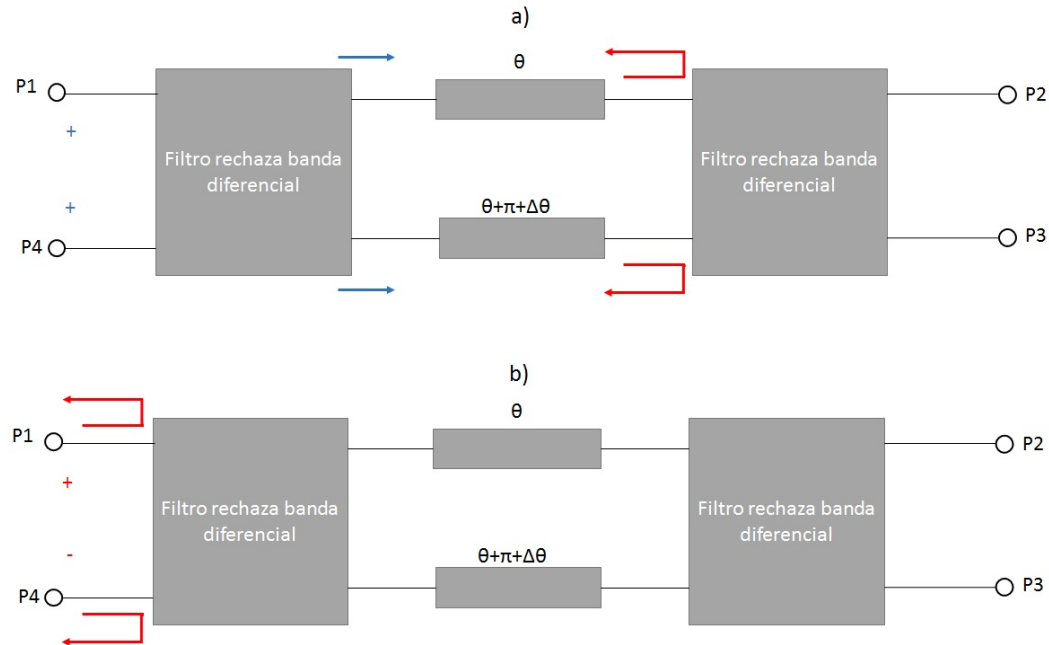
El filtro direccional se puede analizar y diseñar a partir de una estructura balanceada rechaza-banda, como se muestra en la Figura 55. El bloque rechaza banda es una estructura tipo filtro que se comporta como un rechaza banda cuando los puertos P1 y P4 son excitados en modo diferencial y como un pasa todo cuando se excita uniformemente. A la frecuencia central idealmente existirá un retraso en fase de  $180^\circ$  entre los dos filtros rechaza banda diferenciales, para que puedan conmutar entre excitación en modo común, diferencial y vice versa. La desviación de la diferencia entre las fases de ambas líneas de  $180^\circ$  debido a que la dependencia en la frecuencia de su respuesta en fase se representa por  $\Delta \theta$  (Lobato-Morales *et al.* (2011)).



**Figura 55.** Estructura básica de un filtro direccional basado en filtros rechaza banda.(Lobato-Morales *et al.* (2011))

En la Figura 56 se ilustra una situación cuando la frecuencia se encuentra dentro del ancho de banda de rechazo de uno de los filtros. Cuando P1 y P4 son excitados uniformemente, la señal pasa a través del primer bloque de filtro rechaza banda diferencial ya que se comporta como un filtro pasa todo con excitación en modo común. Sin embargo, el retraso entre los dos bloques es

de  $180^\circ$  de diferencia en fase alrededor de la frecuencia central, por lo tanto la señal se convierte en una de tipo diferencial cuando llega al segundo filtro rechaza banda diferencial y es reflejada a P1 y P4. Cuando P1 y P4 se encuentran bajo excitación diferencial, la señal es reflejada de vuelta hacia los puertos por el primer filtro rechaza banda diferencial (Lobato-Morales *et al.* (2011)).



**Figura 56.** Estructura del filtro direccional bajo excitaciones común(a) y diferencial(b) cuando la frecuencia de la señal de entrada se encuentra dentro del ancho de banda de rechazo del filtro rechaza banda diferencial (Lobato-Morales *et al.* (2011)).

Cuando el filtro se encuentra funcionando bajo condiciones normales donde sólo el puerto 1 se encuentra excitado, el modo común y diferencial son excitados equitativamente y las dos señales reflejadas de hacia P1 y P4 interferirán una con otra. Por consiguiente, se puede seleccionar el valor de  $\theta$  para que las señales interfieran entre ellas de manera constructiva en P4 y destructiva en P1. De esta manera, no habrá reflexión en la entrada y la señal en esa banda de frecuencia será dirigida hacia P4. Lo mencionado anteriormente sucede al tener una señal con frecuencia que se encuentra dentro del ancho de banda de rechazo del filtro. Si la frecuencia de la señal se encuentra fuera de la banda de rechazo, ésta puede pasar a través del filtro rechaza banda diferencial llegando así hacia P2 y P3 sin importar el modo de excitación. Si ambos modos se encuentran excitados uniformemente, entonces interferirán constructivamente en P2 y destructivamente en P3. Por consiguiente, cuando la señal está fuera de ancho de banda del filtro rechaza banda, esta va directo hacia P2 donde fluye hacia la siguiente etapa (Lobato-Morales *et al.* (2011)).







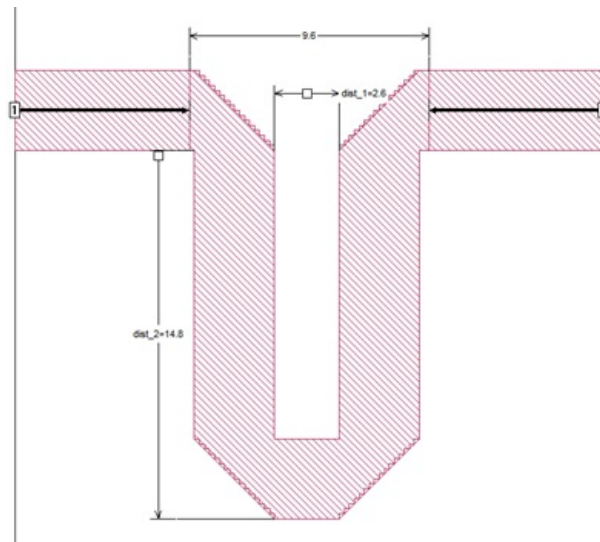
Nótese que en la Figura 60, existe un  $\Delta\phi$ , el cual es producido por la extensión de línea de transmisión en la zona del acoplamiento capacitivo, esta diferencia hace que el diseño de las líneas de transmisión sea más sencillos ya que se necesita que la fase de las líneas compense la diferencia creada por este efecto.

Las diferencias generadas fueron:

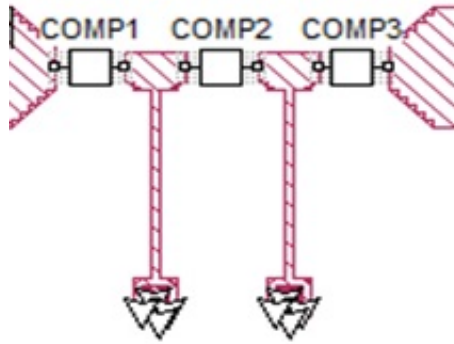
$$\blacklozenge \phi_1(RH) = 180^\circ - \Delta\phi_1.$$

$$\blacklozenge \phi_2(CRLH) = 0^\circ - \Delta\phi_2.$$

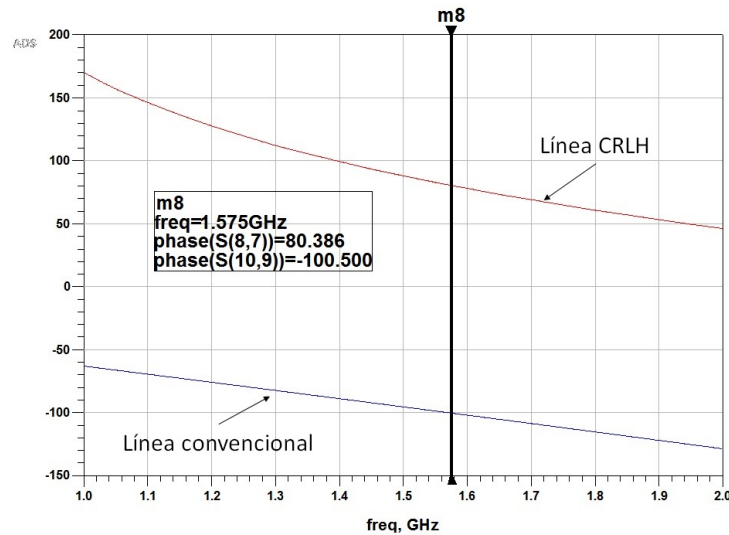
En donde:  $\Delta\phi_1 = \Delta\phi_2$ , y  $\Delta\phi = 80.39^\circ$ . Las líneas de transmisión que se utilizaron para unir ambas etapas fueron, una convencional y una CRLH. La línea convencional tiene una longitud eléctrica de  $180^\circ$  y la línea CRLH cuenta con una longitud eléctrica de  $0^\circ$  (Antoniades y Eleftheriades (2003)). En la Figura 61 se muestra la línea convencional de  $180^\circ$  y en la Figura 62 se muestra la línea CRLH con longitud eléctrica de  $0^\circ$ , también en la Figura 63 podemos ver su diferencia de fase de  $180^\circ$ .



**Figura 61.** Línea de transmisión de convencional de  $180^\circ$ .



**Figura 62.** Línea de transmisión CRLH de  $0^\circ$ , Comp1 y Comp3 son capacitores de 3.9 pF y Comp2 es uno de 1.8 pF.



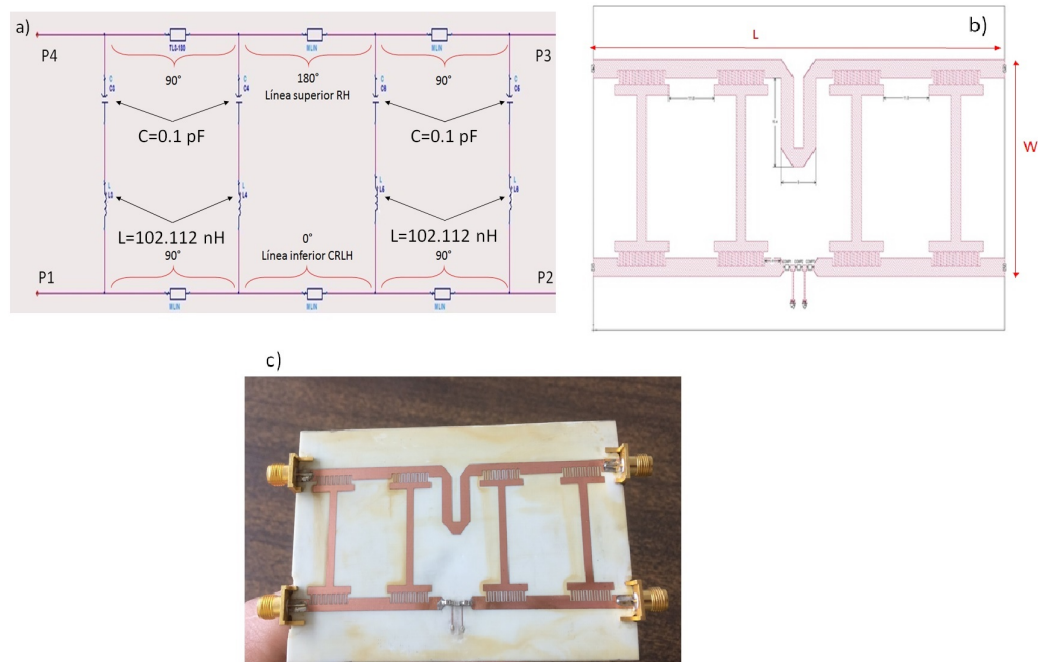
**Figura 63.** Diferencia de fases entre líneas de transmisión.

En la Figura 63 a) podemos observar que los valores de los elementos concentrados C y L son distintos a los antes vistos en la Figura 57. El valor de C es de 0.1 pF es decir,  $C/2$  y el valor de L es de 102.122 nH, o bien  $2 \cdot L$ . Una vez que se diseñaron las líneas de transmisión, éstas se colocaron en el filtro direccional y la estructura resultante se muestra en la Figura 64 a). Una vez que el filtro quedó diseñado y simulado, se pasó a la etapa de implementación, en la Figura 64 b) se muestra el filtro construido.

Las dimensiones finales del filtro diseñado fueron las siguientes:

♦ Largo(L): 106.mm

♦ Ancho(W): 38 mm



**Figura 64.** Filtro Direccional: a) circuito equivalente, b) diseñado y c) construido.

#### 4.4. Diseño de la etapa de rectificación

Esta etapa está compuesta por dos partes: el acoplamiento y el circuito de rectificación. Primero hablaremos sobre la parte del acoplamiento.

##### 4.4.1. Acoplamiento

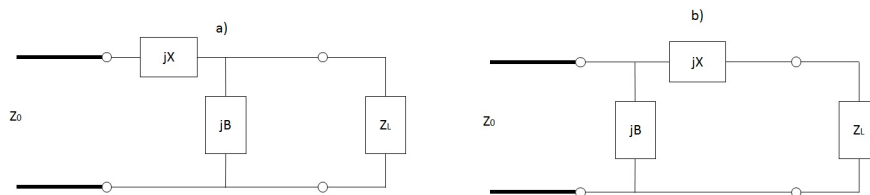
Cuando se habla de acoplamiento entre impedancias en altas frecuencias se refiere a la manera en que un circuito interactúa con otro, buscando obtener el mejor desempeño en ambos circuitos. Según Pozar (2001) es importante contar con un buen acoplamiento por que:

- ♦ Existe un máximo de transferencia de potencia cuando la carga se encuentra acoplada a su fuente.
- ♦ Circuitos de recepción sensibles al acoplamiento de impedancia (antenas, amplificadores de bajo ruido, mezcladores) mejoran la relación de señal a ruido (SNR, signal to noise ratio en inglés), por lo tanto se obtiene un máximo de transferencia de información.

- ◆ El acoplamiento de impedancia en sistemas transmisores minimiza la potencia de RF necesaria para operar, entonces, operan con menos potencia de entrada (maximiza la vida útil de las baterías, reduce el riesgo por radiación).

Con esto dicho, ahora sabemos que si queremos que nuestro sistema tenga un buen desempeño debemos tenerlo acoplado, el acoplamiento puede realizarse de varias maneras: utilizando redes de acoplamiento con elementos concentrados (tipo L), acoplamiento con stub sencillos, con stub doble o utilizando transformadores de  $1/4$  de onda.

Una red de acoplamiento de elementos concentrados tipo L utiliza dos elementos reactivos para acoplar una impedancia arbitraria a una línea de transmisión. Existen dos tipos, si la impedancia normalizada se encuentra dentro del círculo unitario ( $1 + jX$ ) en la carta de Smith se utiliza el circuito a) de la Figura 65, si la impedancia normalizada se encuentra fuera del círculo unitario ( $1 + jX$ ) debe ser utilizado el circuito b) de la Figura 65. El círculo unitario  $1 + jX$  es el círculo en la carta de Smith en el cual  $r = 1$ . 65



**Figura 65.** Redes de acoplamiento tipo L. a) Acoplamiento para  $Z_L$  dentro del círculo unitario y b) acoplamiento para cuando  $Z_L$  se encuentra fuera del círculo unitario.

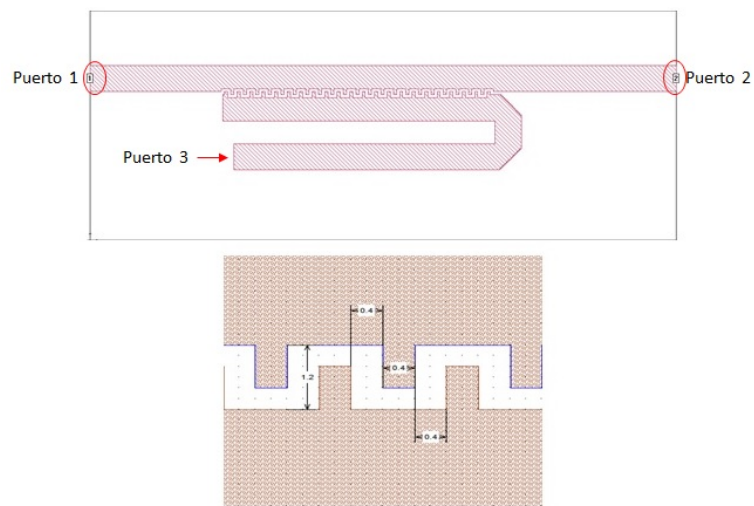
Cualquiera que sea la configuración de las que se pueden apreciar en la Figura 65, los elementos reactivos pueden ser inductores o capacitores dependiendo de la impedancia de la carga. Si la frecuencia es suficientemente pequeña se pueden utilizar componentes concentrados convencionales, pero gracias a los avances en el desarrollo de componentes más compactos, también pueden utilizarse dispositivos de montaje superficial (SMD, surface mount device) para frecuencias mucho más altas. Por lo general éste tipo de acoplamiento puede ser realizable a frecuencias de 1 GHz más o menos, sin embargo, hay una gran cantidad de frecuencias y tamaños de circuitos a los que los elementos concentrados no pueden utilizarse, ésto es una limitación para las redes de acoplamiento tipo L (Pozar (2009)).

Para el caso del sistema propuesto se optó utilizar como red de acoplamiento un resonador de media longitud de onda. Esto por facilitarse su diseño en microcinta, en lugar de utilizar elemen-

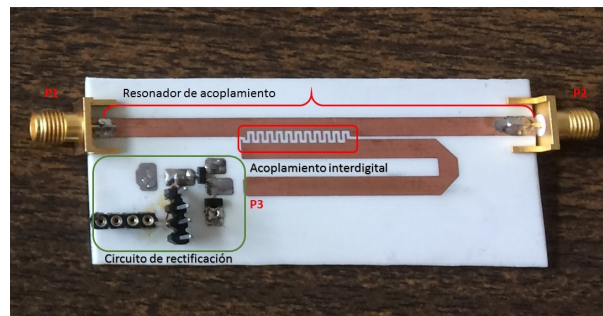
tos L y C concentrados, pero siendo la razón principal el evitar reflexiones hacia el filtro direccional.

#### 4.4.1.1. Resonador de acoplamiento a rectificador

El resonador tipo  $\lambda/2$  se acopla moderadamente a una línea de transmisión para almacenar energía a un punto en frecuencia. Al almacenar esa energía, dos máximos de voltaje V suceden en los extremos abiertos del resonador, uno de los cuales se utilizara para ser la rectificación a DC, como se observa en la Figura 66. De esta forma, acopla la energía hacia el circuito rectificador, y desacopla hacia el otro extremo de la línea de transmisión.”



**Figura 66.** Diseño del resonador y geometría de su acoplamiento interdigital, ancho, longitud y separación de los dedos (diseño final: 2 mm para profundidad de acoplamiento).

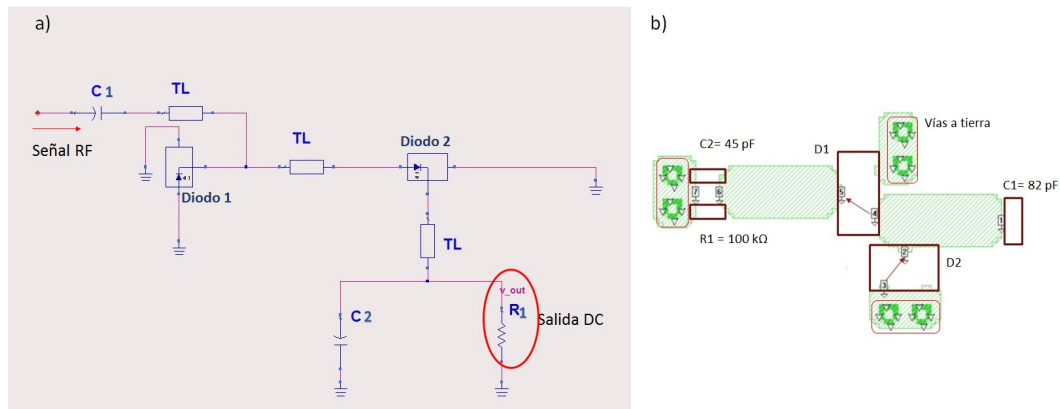


**Figura 67.** Resonador de acoplamiento construido con su etapa de rectificación.

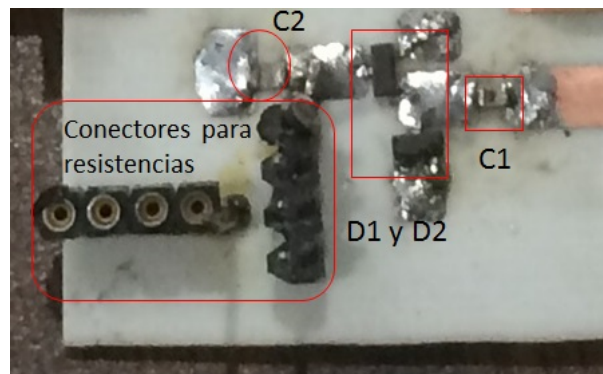
#### 4.4.2. Circuito de rectificado

El circuito de rectificado se ubica justo a la salida del puerto 3 del resonador de desacoplamiento. El circuito (Figura 68) está constituido por un capacitor de 82 pF (C1), dos transistores HSMS

2860(D1 y D2), un capacitor de 45 pF(C2) y una resistencia de 100k $\Omega$  (R1). En la Figura 69, se muestra el circuito ya contruido en la salida del Resonador.



**Figura 68.** a) Esquemático del circuito de rectificación, en el círculo rojo se encuentra señalado es de donde se puede obtener la señal convertida a DC. b) Circuito de rectificación diseñado



**Figura 69.** Circuito de rectificado construido.

#### 4.5. Conclusiones del capítulo 4

Se mostró el diseño de un filtro direccional de dos polos en tecnología microcinta, que lleva señales no deseadas a una de sus salidas (rechaza banda) para ser rectificadas. Estas señales en particular son las que se encuentran dentro de la banda de rechazo. También fue construido un circuito convertidor de RF a DC. Pueden hacer un sistema Front End mucho más económico por que puede sustituir ciertos componentes en la topología de este sistema. La implementación de estos circuitos en tecnología de microcinta hace que sean más manejables, esto gracias a que entre más alta es su frecuencia de operación más pequeñas son sus dimensiones físicas. Para la etapa de acoplamiento de la energía hacia el rectificador de DC, se diseña un circuito resonador de  $\lambda/2$ , el cual tiene el potencial de dirigir la señal a rectificar hacia uno de sus extremos, al ser un circuito abierto. La etapa de rectificado consta de un circuito multiplicador de voltaje tipo Villard,

similar al del trabajo realizado en Ali *et al.* (2014). El circuito rectificador está compuesto por dos diodos Schottky, dos capacitores y una resistencia de carga. Esto ayuda a reducir el número de componentes a la hora de su implementación, por otra parte también contribuye a definir y captar de una mejor manera la banda de frecuencia que se desea utilizar para el reciclado de energía. Otra ventaja del resonador es que los elementos que se sustituyen gracias a su uso pueden ser utilizados o agregados en el circuito de rectificación para mejorar su desempeño a la hora de aprovechar la mayor cantidad de energía posible.



## Capítulo 5. Resultados

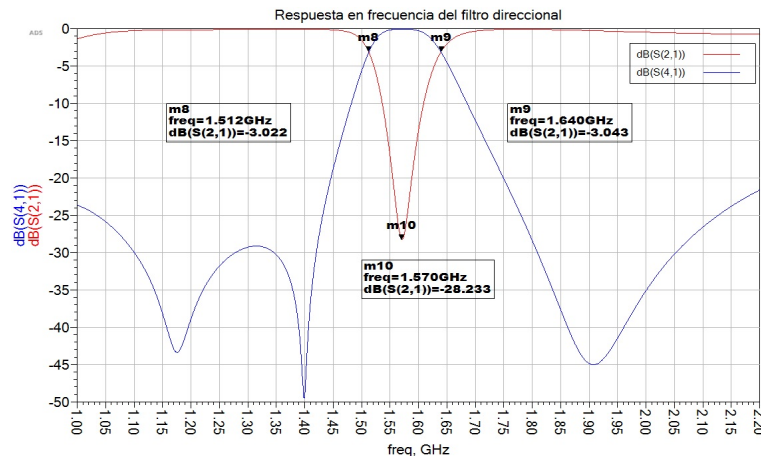
### 5.1. Introducción

En este capítulo se muestran los resultados que fueron obtenidos del sistema propuesto, los resultados en simulación se exponen por partes, es decir, primero se muestran los resultados del filtro y su etapa de rectificación por separado. Para los resultados experimentales se muestran cada uno y después en conjunto.

### 5.2. Filtro direccional

#### 5.2.1. Respuesta en frecuencia (resultados Simulados).

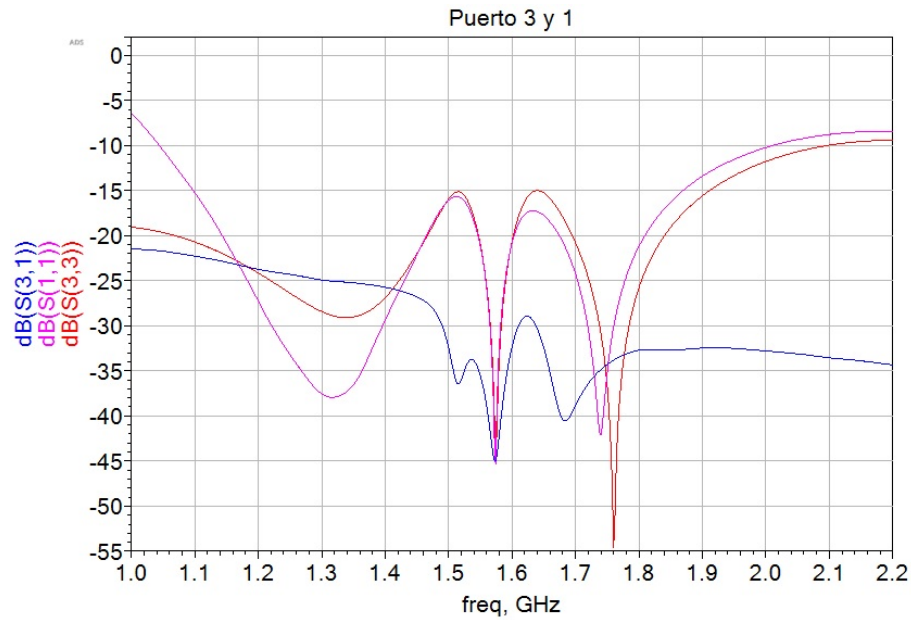
En la Figura 70 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro direccional diseñado con la ayuda del software Sonnet.



**Figura 70.** Respuesta en frecuencia del filtro direccional diseñado.

Es posible apreciar que la frecuencia deseada (1.57.GHz) se encuentra dentro de la banda de paso del filtro, el ancho de banda fraccional es alrededor de 8.12 %.

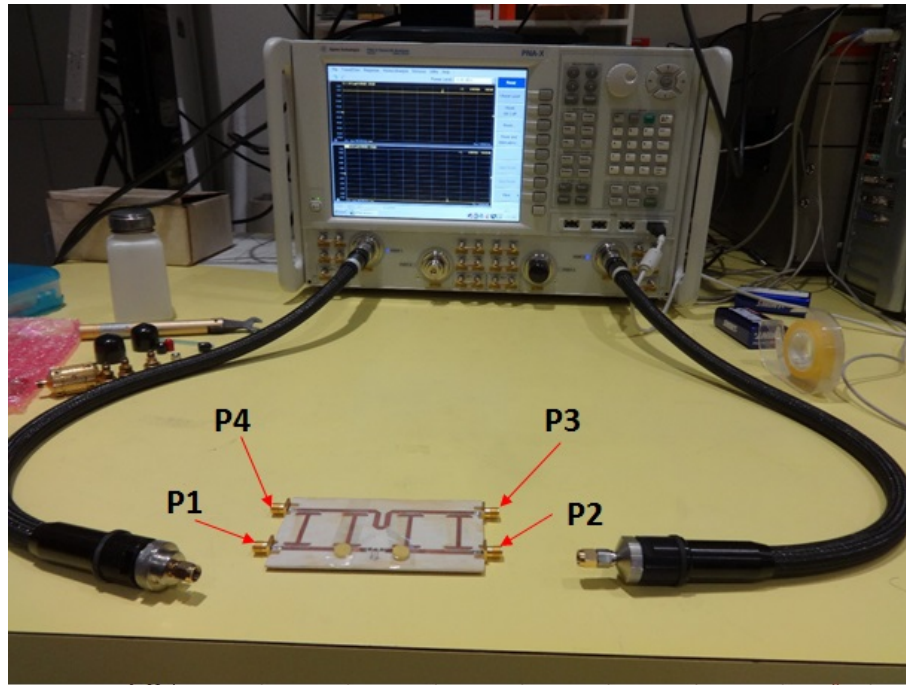
En la Figura 71 podemos observar la respuesta de los demás puertos, es decir, el aislado, puerto 3 y la entrada, puerto 1.



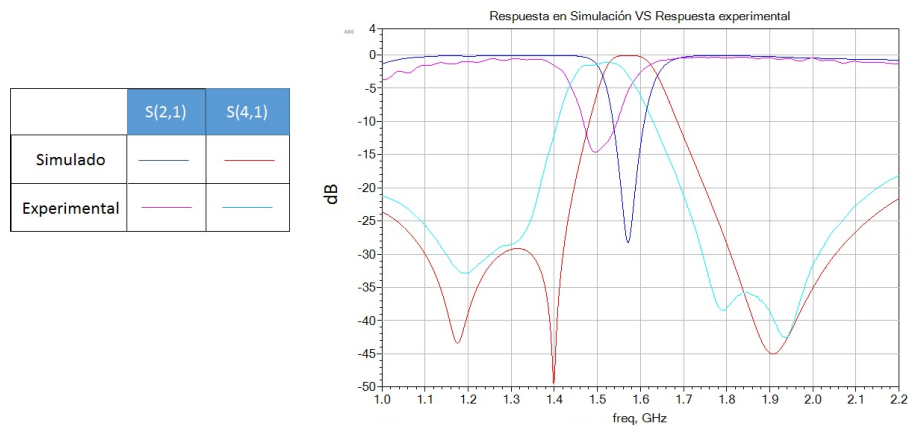
**Figura 71.** Respuesta en frecuencia del filtro direccional diseñado.

### 5.2.2. Respuesta en frecuencia (resultados experimentales).

Las pruebas se realizaron en un analizador de redes PNA-X N5245A de Agilent Technologies. Al realizar las pruebas experimentales se tomaron en cuenta las pérdidas generadas por los cables conectores, al realizar el proceso de calibración tipo SOLT con estándares: corto, abierto, carga y conexión directa entre los puertos del analizador (*Short, Open, Load, Thru*). En la Figura 72 se muestra el filtro siendo preparado para su medición y si se observa con detalle, en el filtro se aprecian dos resonadores dieléctricos que se usaron para realizar una sintonía fina.



**Figura 72.** Medición experimental del filtro direccional construido.



**Figura 73.** Respuestas en frecuencia del filtro direccional construido contra el simulado.

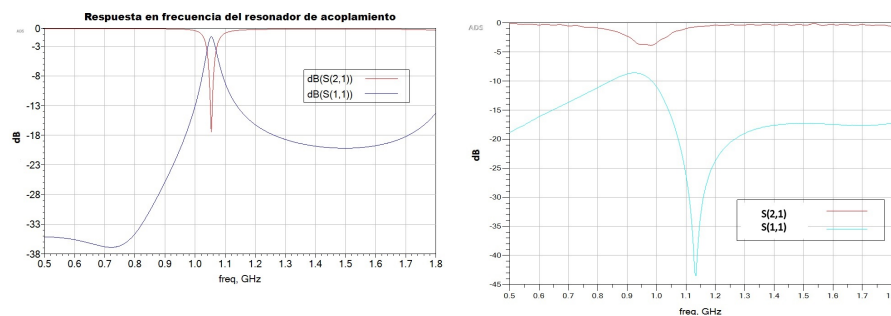
Las respuestas del filtro medido y simulado se muestran en la Figura 73 donde se pueden apreciar las similitudes como las diferencias entre ambas. Se puede observar que la respuesta experimental se encuentra recorrida 700 MHz con respecto a la simulada. También su respuesta tipo rechaza banda no se encuentra al nivel de -30 dB si no a -15dB y la pasa banda no se encuentra en 0 dB si no alrededor de los -0.3 dB.

### 5.3. Circuito de rectificación (respuesta en frecuencia)

#### 5.3.1. Respuesta en simulación y respuesta experimental

En la Figura 74 a, podemos observar la respuesta en frecuencia del circuito de rectificación, es decir, la respuesta del resonador que está siendo utilizado como circuito de acoplamiento. Si comparamos los resultados de ambos circuitos podemos observar ciertas similitudes aunque cabe resaltar que la respuesta experimental se encuentra recorrida hacia una frecuencia menor, alrededor de los 0.95 GHz y en cambio, la respuesta simulada se puede ver que se encuentra a una frecuencia de alrededor de 1.05 GHz.

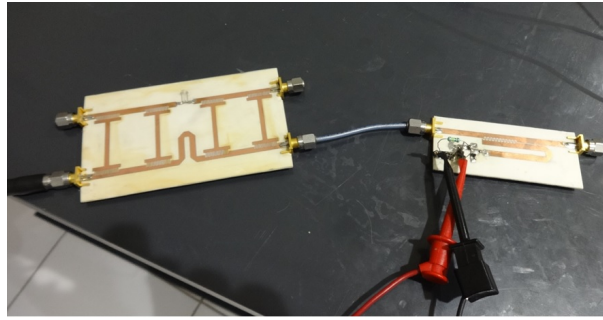
A la hora de realizar las pruebas experimentales en el circuito de rectificado se tuvo que utilizar un par de resonadores dieléctricos para realizar una pequeña sintonía y mejorar el acoplamiento hacia el resonador. En la Figura 74 b) podemos apreciar que en la respuesta del resonador los niveles de reflexión hacia el puerto de entrada permanecen muy bajos.



**Figura 74.** Respuesta en frecuencia: a) circuito de rectificación simulado, b) circuito de rectificación experimental.

### 5.4. Sistema propuesto integrado (respuesta en frecuencia)

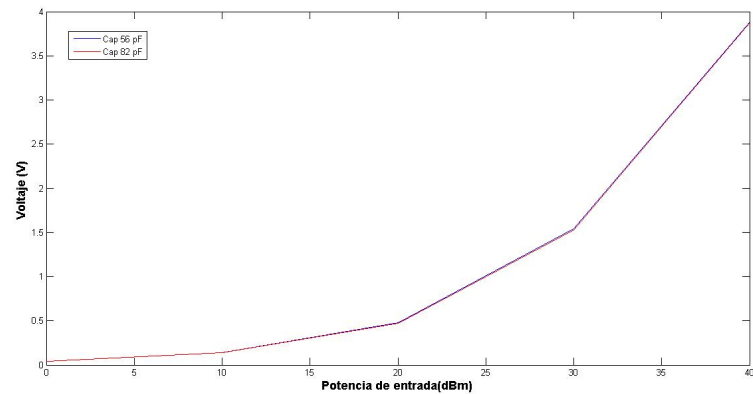
El sistema ya integrado mostró unas pérdidas pequeñas de transmisión de 0.3 dB, e incluyen las pérdidas  $S(21)$  del filtro direccional, en cascada con el circuito rectificador, acoplados por medio de un cable coaxial de 8 cm de largo, en la Figura 75 se puede observar el sistema conectado en conjunto con la ayuda de este cable.



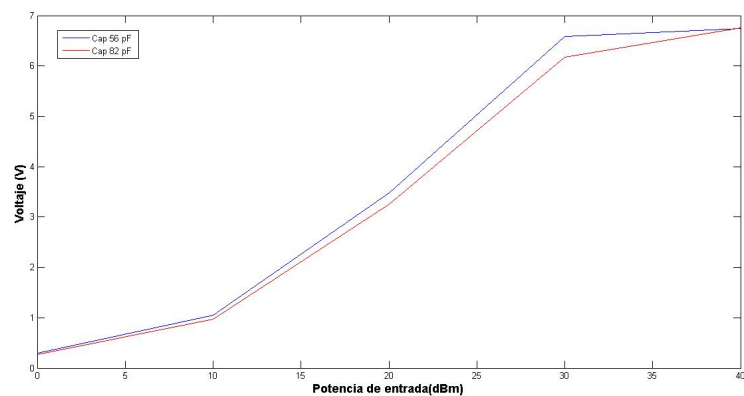
**Figura 75.** Filtro Direccional + Circuito de rectificación

### 5.5. Efectos de potencias de entrada en la etapa de rectificación

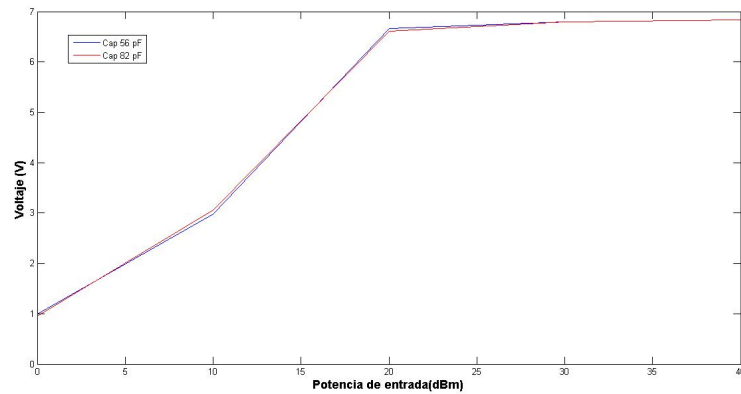
Los siguientes resultados de voltaje fueron obtenidos con la ayuda del software ADS para observar el comportamiento del circuito y la tendencia que de su voltaje de salida. En las Figuras 76, 77 y 78 se puede observar esta tendencia con resistencias de carga de  $100\ \Omega$ ,  $1\text{k}\ \Omega$  y  $100\text{k}\ \Omega$ .



**Figura 76.** Tendencia del voltaje de salida al tener una resistencia de carga de  $100\ \Omega$ .



**Figura 77.** Tendencia del voltaje de salida al tener una resistencia de carga de  $1\text{k}\ \Omega$ .



**Figura 78.** Tendencia del voltaje de salida al tener una resistencia de carga de 100k  $\Omega$ .

Podemos observar que el efecto que causa el aumento de la resistencia y la potencia de entrada. Aumentar la resistencia aumenta el voltaje de salida y entre más potencia de entrada haya, mayor será el voltaje de salida.

## 5.6. Efectos de impedancia de carga en la etapa de rectificación

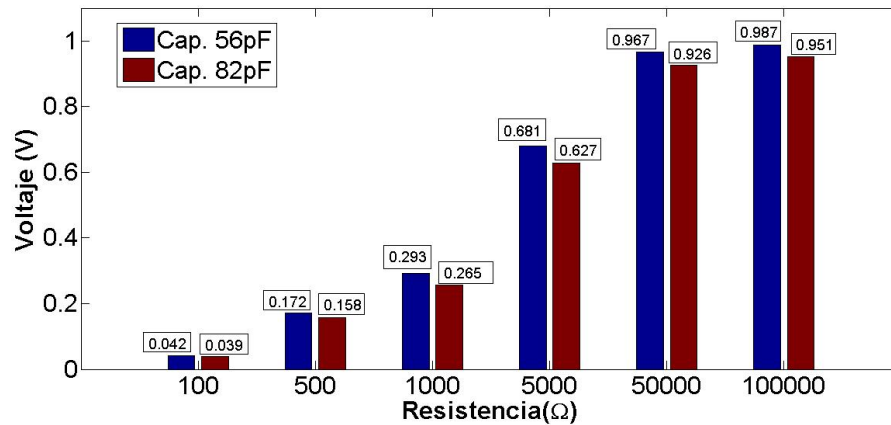
El efecto de la impedancia de carga en la etapa de rectificación fue realizado tanto en simulación como en pruebas experimentales, primero mostraremos resultados de la simulación.

### 5.6.1. Respuesta en simulación

En simulación se realizaron estas pruebas variando los valores de la resistencia de carga desde: 100 $\Omega$  a 10k $\Omega$ , también se cambió el valor del capacitor en el circuito de rectificación, estos valores se presentan en la Tabla 3 y en la Figura 79 se pueden ver estos valores gráficamente.

**Tabla 3.** Voltaje de en el circuito de rectificación con capacitor de 56pF y 82 pF a valores distintos de resistencia de carga.

| Capacitor de 56 pF y 82 pF |                               |         |
|----------------------------|-------------------------------|---------|
| Resistencia de carga       | V.out ( con 0 dBm de entrada) |         |
| 100 $\Omega$               | 0.042 V                       | 0.039 V |
| 500 $\Omega$               | 0.172 V                       | 0.158 V |
| 1k $\Omega$                | 0.293 V                       | 0.265 V |
| 5k $\Omega$                | 0.681 V                       | 0.627 V |
| 50k $\Omega$               | 0.967 V                       | 0.926 V |
| 100k $\Omega$              | 0.987 V                       | 0.951 V |



**Figura 79.** Tendencia del voltaje de salida al variar la resistencia de carga.

La eficiencia de conversión de potencia (Tabla 6 también fue calculada para resultados obtenidos en simulación, pero para este cálculo se utilizaron los valores simulados al contar con una potencia de entrada de 10 dBm, la razón de esto fue para poder compararlo con los resultados experimentales.

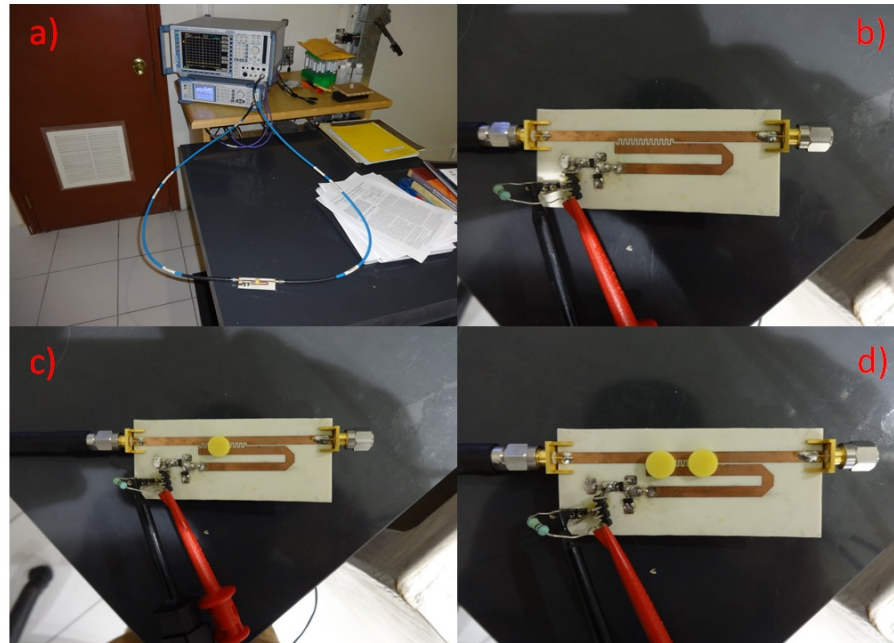
### 5.6.2. Mediciones experimentales

En este caso se realizaron las pruebas con los siguientes valores de resistencia de carga: 100Ω, 1kΩ y 10kΩ y con dos valores de capacitor: 10 pF y 82 pF, a diferencia de las simulaciones que fueron realizadas con 56 pF y 82 pF. Cambiar el valor de 56 pF a 10 pF fue debido al material con el que se contaban a la hora de la implementación del circuito, el valor de 10 pF era el valor de capacitor más pequeño y posible de utilizar. El capacitor y la resistencia que se estuvieron cambiando se muestran en la Figura 68 b) con la leyenda C1 y la resistencia R1 y en la Figura 80 se observa el circuito de rectificación en las pruebas.

Para cuantificar las pérdidas generadas por los cables al realizar las mediciones, se conectaron dos cables iguales en cascada entre el generador y el analizador de espectros, y se comparó el nivel de pérdidas con un solo cable, obteniendo el valor de pérdidas de 1.1 dB para cada cable a una frecuencia de 978.125 MHz. , una vez hecho esto se obtuvieron los resultados que se muestran en la Tabla 4)

**Tabla 4.** Pérdidas generadas por los cables al realizar mediciones al circuito de rectificación.

| Pérdidas generadas por cables |        |
|-------------------------------|--------|
| Pérdidas                      | 1.1 dB |

**Figura 80.** a) Circuito de rectificación en pruebas experimentales, b) Circuito sin sintonizar, c) Circuito con sintonía y acoplamiento sencillo (un resonador dieléctrico) d) Circuito con sintonía y mayor acoplamiento hacia el resonador (dos resonadores dieléctricos).**Tabla 5.** Efecto experimental de la resistencia de carga en el circuito de rectificación con capacitor de: 10 pF y 82 pF.

| Capacitor de 10 pF y 82 pF |                                           |         |
|----------------------------|-------------------------------------------|---------|
| Resistencia de carga       | V <sub>out</sub> ( con 10 dBm de entrada) |         |
| 100 $\Omega$               | 0.130 V                                   | 0.155 V |
| 1k $\Omega$                | 0.384 V                                   | 0.607 V |
| 10k $\Omega$               | 0.493 V                                   | 0.833 V |

En la Tabla 5 podemos observar el efecto de la variación de la resistencia de carga al tener una potencia de entrada de 10 dBm. Estos valores solo fueron realizados para esta potencia debido a que los instrumentos utilizados solo permitían un máximo de 10 dBm.

También se realizó el cálculo de la eficiencia de conversión proporcionada por la etapa de rectificación, en la Tabla 6 podemos observar los porcentajes de ésta conversión.

Al observar la tabla podemos notar ciertas diferencias entre los resultados, por ejemplo para valores bajos de capacitancia (56 pF) en la simulación, el porcentaje de conversión es un poco mayor en comparación al valor alto de capacitancia (82 pF). En cambio, esto no sucede en los



**Tabla 6.** Eficiencia de conversión: Simulado y Experimental

| <b>Eficiencia de conversión energética( %)</b> |                  |              |                     |              |
|------------------------------------------------|------------------|--------------|---------------------|--------------|
| <b>Resistencia de carga</b>                    | <b>Simulados</b> |              | <b>Experimental</b> |              |
|                                                | <b>56 pF</b>     | <b>82 pF</b> | <b>10 pF</b>        | <b>82 pF</b> |
| <b>100</b>                                     | 2.0164 %         | 2.0164 %     | 1.7 %               | 2.4 %        |
| <b>1k</b>                                      | 11.0881 %        | 9.4478 %     | 1.47 %              | 3.68 %       |
| <b>100k</b>                                    | 8.8864 %         | 9.3697 %     | 0.2430 %            | 0.7 %        |

resultados experimentales, al menos con el capacitor de 82 pF. También cabe resaltar que en simulación entre más alta la resistencia de carga, mayor es el porcentaje de conversión en cambio, en los resultados experimentales es el caso contrario.

### 5.7. Conclusiones del capítulo 5

Utilizar un filtro direccional nos puede ayudar a mejorar el desempeño de un sistema Front End gracias a sus peculiares características. La eliminación de la reflexión a sus puertos es algo bastante importante para considerar ya que esto puede reducir el costo de la implementación del sistema y hacerlo mucho más simple. Al revisar los resultados experimentales y los simulados se pueden notar las diferencias entre ambas, estas diferencia pudieron haber sido generadas a la hora de la implementación del filtro, ya que fue realizado por métodos convencionales de diseño para circuitos en PCB, por lo tanto esto pudo ocasionar las ligeras variaciones en las dimensiones finales del circuito construido.

Por otra parte, utilizar un resonador como acoplamiento entre circuitos es algo novedoso y una topología poco común pero probó ser una buena opción en éste caso, ya que a que posee la ventaja importante de no presentar reflexión alguna hacia el puerto de entrada, lo cual a su vez es importante para las etapas anteriores al filtro direccional, evitando la generación de ondas estacionarias. Por último, la etapa de rectificación mostró resultados diferentes a los obtenidos en simulación en comparación los resultados de las pruebas experimentales, sin embargo, la con ellos se comprobó el funcionamiento de esta etapa. Por otro lado, el circuito de rectificación , aunque no fuera muy eficiente éste puede ser mejorado ya que al ser el primer acercamiento y el primer diseño, con los datos obtenidos se puede trabajar para mejorar, rediseñar el circuito y con esto aumentar su eficiencia y desempeño.

## Capítulo 6. Conclusiones

---

Podemos observar que al final de todo el trabajo realizado, ambas etapas funcionan para lo fueron diseñadas desde un inicio. La etapa de filtrado cumple con su objetivo el cual es dejar pasar las frecuencias de la banda de operación y enviar hacia otro puerto las señales no deseadas (73), las frecuencias rechazadas que eran redirigidas a la etapa de rectificación no generaron una gran cantidad de energía pero generaron, como sabemos, su función principal era convertir las señales no deseadas de RF en DC y así obtener un voltaje de salida lo cual si sucedió y se puede observar en los resultados experimentales (Tabla 5). Hacer uso de un resonador como red de acoplamiento a diferencia de una red hecha con circuitos pasivos es algo poco común, pero mostró ser una buena opción para este caso en particular. Al ser el primer acercamiento en este tipo de sistemas con este tipo de topología con una etapa de reciclado los resultados obtenidos son considerados de impacto ya que pueden ayudar a continuar la investigación en este tipo de configuración de circuitos.

Algunas de las contribuciones de este trabajo de tesis son:

- ◆ El uso de un filtro direccional en sistemas *Front-End*.
- ◆ Usar un resonador como red de acoplamiento en lugar de las redes clásicas compuestas por elementos pasivos.
- ◆ Agregar una etapa de rectificado a uno de los puertos (rechaza banda) del filtro direccional para aprovechar las señales no deseadas por este.
- ◆ A la fecha de desarrollo de este trabajo no se ha encontrado en la literatura científica un sistema de aprovechamiento de energía de microondas con estas características.

El tema del cosechado de energía es algo que ha sido tratado desde hace mucho tiempo, siendo Nikola Tesla el primero que trabajó en esto, aún hay mucho en que trabajar. Hoy en día que la tecnología es mucho más utilizada para mejorar la vida de todos los seres humanos en el planeta, es hora de preocuparnos por el planeta en el que vivimos, es decir, aumentar su vida útil ya que cada año se va deteriorando más por el ser humano y son mucho más frecuentes los desastres naturales.

Al utilizar energías renovables, energías verdes e idear nuevas tecnologías que nos permitan hacer uso toda esa energía que se encuentra disponible en el medio ambiente, contribuimos al

cuidado de nuestro planeta ya que sólo tenemos uno. Con esto dicho, este trabajo es un parteaguas para la realización de este tipo de tecnologías, es probable que su impacto no sea tan inmediato pero si se continúa con éste tipo de trabajo e investigación es probable que un día lo sea y se puedan resolver alguna problemática, como lo es el uso de baterías, para energizar ciertos dispositivos. Esto parece ciencia ficción pero no lo es, con un poco de tiempo y dedicación esto pudo ser realizado, si se contara con el suficiente tiempo, recurso herramientas y equipo de trabajo esto podrá convertirse en una realidad inmediata. Cabe mencionar el deber de un ingeniero según el código de ética de la Universidad Nacional Autónoma de México: ***Reconocer que el mayor mérito es el trabajo, por lo que ejercerá su profesión comprometido con el servicio de la sociedad mexicana, a tendiendo al bienestar y progreso de la mayoría.***

Por último debemos considerar que los resultados obtenidos en este trabajo de tesis son una parte aguas para el trabajo que queda pendiente por realizar, por lo tanto aquí se presentan unas sugerencias para continuar trabajando en esto:

- ◆ Implementar con topologías de circuito de rectificado diferentes (Greinacher o Villard).
- ◆ Implementar topologías más complejas en el circuito de rectificación (resonador, mayor ancho de banda).
- ◆ Diseñar un sistema multi-banda para aprovechar otras bandas de frecuencia.

## Literatura citada

- Alakhras, A. (2013). *Investigation of CRLH Transmission Lines for Microwave Passive Components*. Tesis de doctorado, Carleton University.
- Ali, E., Yahaya, N., Perumal, N., y Zakariya, M. (2014). Design of rf to dc rectifier at gsm band for energy harvesting applications. *A Journal of Engineering, Science and Society*, **10**(2): 15–22.
- Antoniades, M. A. y Eleftheriades, G. V. (2003). Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, **2**(1): 103–106.
- Barcak, J. M. y Partal, H. P. (2012). Efficient rf energy harvesting by using multiband microstrip antenna arrays with multistage rectifiers. En: *Subthreshold Microelectronics Conference (SubVT), 2012 IEEE*. IEEE, pp. 1–3.
- Bolos, F., Belo, D., y Georgiadis, A. (2016). A uhf rectifier with one octave bandwidth based on a non-uniform transmission line. En: *Microwave Symposium (IMS), 2016 IEEE MTT-S International*. IEEE, pp. 1–3.
- Boylestad, R. L., Nashelsky, L., y Li, L. (2002). *Electronic devices and circuit theory*, Vol. 11. Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ.
- Caloz, C. y Itoh, T. (2005). *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*. John Wiley & Sons. pp. 59–132.
- Carr, J. (2001). *The technician's radio receiver handbook: wireless and telecommunication technology*. Newnes.
- Cavalheiro, D., Moll, F., y Valtchev, S. (2017). Insights into Tunnel FET-Based Charge Pumps and Rectifiers for Energy Harvesting Applications. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, **25**(3): 988–997.
- Choi, P., Gao, J., Ramanathan, N., Mao, M., Xu, S., Boon, C.-c., Fahmy, S. A., y Peh, L.-s. (2014). A case for leveraging 802.11p for direct phone-to-phone communications. *International symposium on Low power electronics and design*, (October 2015): 207–212.
- Collin, R. E. (2007). *Foundations for microwave engineering*. John Wiley & Sons.
- Cruz, P., Gomes, H., y Carvalho, N. (2010). Receiver front-end architectures—analysis and evaluation. En: *Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems*. InTech.
- Gharpurey, R. y Viswanathan, T. (1999). Design of front-end rf circuits. En: *Mixed-Signal Design, 1999. SSMSD'99. 1999 Southwest Symposium on*. IEEE, pp. 134–139.
- Harrist, D. W. (2004). *Wireless battery charging system using radio frequency energy harvesting*. Tesis de doctorado, University of Pittsburgh.
- Heikkinen, J. y Salonen, P. (2000). Planar rectennas for 2.45 GHz wireless power transfer. *IEEE RadioWireless Conference*, pp. 63–66.
- Hong, J.-S. G. y Lancaster, M. J. (2004). *Microstrip filters for RF/microwave applications*, Vol. 167. John Wiley & Sons.
- Hunter, I. (2001). *Theory and design of microwave filters*. Número 48. Iet.

- Ishizaki, T. (2014). Mobile power transfer system using transmission-line coupling. En: *Microwave Conference (APMC), 2014 Asia-Pacific*. IEEE, pp. 1159–1161.
- Ishizaki, T. y Kitano, G. (2013). Mobile wireless power transfer system suppressing reflection by pick-up and reflector. En: *Wireless Power Transfer (WPT), 2013 IEEE*. IEEE, pp. 202–205.
- Ishizaki, T., Kitano, G., y Mikami, K. (2014). Mobile wireless power transfer system for electric vehicles. pp. 142–145.
- Kind, D. y Feser, K. (2001). *High voltage test techniques*. Newnes.
- Lai, A., Caloz, C., y Itoh, T. (2004). Composite right/left-handed transmission line metamaterials. *IEEE Microwave Magazine*, **5**(3): 34–50.
- Lobato-Morales, H., Corona-Chavez, A., y Rodriguez-Asomoza, J. (2009). Microwave directional filters using metamaterial closed-loop resonators. *Microwave and Optical Technology Letters*, **51**(5): 1155–1156.
- Lobato-Morales, H., Corona-Chávez, A., Olvera-Cervantes, J. L., y Murthy, D. (2011). Multi-pole microstrip directional filters for multiplexing applications. En: *Electrical Communications and Computers (CONIELECOMP), 2011 21st International Conference on*. IEEE, pp. 344–349.
- Lu, J. J., Yang, X. X., Mei, H., y Tan, C. (2016). A Four-Band Rectifier with Adaptive Power for Electromagnetic Energy Harvesting. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **26**(10): 819–821.
- Lu, P., Yang, X. S., Li, J. L., y Wang, B. Z. (2015). A polarization-reconfigurable rectenna for microwave power transmission. *2015 International Workshop on Antenna Technology, iWAT 2015*, pp. 120–122.
- Lumpkins, W. (2014). Nikola tesla's dream realized: Wireless power energy harvesting. *IEEE Consumer Electronics Magazine*, **3**(1): 39–42.
- Mabrouki, A., Latrach, M., y Lorrain, V. (2014). Zero Bias Schottky Diodes. *Faible Tension Faible Consommation (FTFC), 2014 IEEE*, (c): 18–21.
- Mhatre, P., Duche, R., Nawale, S., y Patil, P. (2015). Rf power harvesting system for rfid applications in multiband systems. En: *Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT), 2015 6th International Conference on*. IEEE, pp. 1–5.
- Noda, A. y Shinoda, H. (2012). Waveguide-ring resonator coupler with class-f rectifier for 2-d waveguide power transmission. En: *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT-S International*. IEEE, pp. 259–262.
- Ottman, G. K., Hofmann, H. F., Bhatt, A. C., y Lesieutre, G. A. (2002). Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **17**(5): 669–676.
- Palazzi, V., Hester, J., Bito, J., Alimenti, F., Kalialakis, C., Collado, A., Mezzanotte, P., Georgiadis, A., Roselli, L., y Tentzeris, M. M. (2017). A Novel Ultra-Lightweight Multiband Rectenna on Paper for RF Energy Harvesting in the Next Generation LTE Bands. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1–14.

- Partal, H. P., Belen, M. A., Zorlu-partal, S., y Ince, A. T. (2015). A Schottky Rectifier Design Using EM Simulation Tools for RF Energy Harvesting Applications. *2015 31st International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES)*, pp. 1–2.
- Pavadore, R. (1991). The smith chart and modern network analysis. En: *Electro International*, 1991. IEEE, pp. 626–631.
- Pinuela, M., Mitcheson, P. D., y Lucyszyn, S. (2013). Ambient rf energy harvesting in urban and semi-urban environments. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **61**(7): 2715–2726.
- Pozar, D. M. (2001). *Microwave and RF design of wireless systems*. Wiley New Jersey.
- Pozar, D. M. (2009). *Microwave engineering*. John Wiley & Sons.
- Stiles, J. (2005). Filter Realizations Using Lumped Elements. **25**: 1–6.
- Suh, Y.-H. y Chang, K. (2002). A novel dual frequency rectenna for high efficiency wireless power transmission at 2.45 and 5.8 ghz. En: *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*. IEEE, Vol. 2, pp. 1297–1300.
- Sun, J. S., Lobato-Morales, H., Choi, J. H., Corona-Chavez, A., y Itoh, T. (2012). Multistage directional filter based on band-reject filter with isolation improvement using composite right-/left-handed transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **60**(12): 3950–3958.
- Valenta, C. R. y Durgin, G. D. (2014). Harvesting wireless power: Survey of energy-harvester conversion efficiency in far-field, wireless power transfer systems. *IEEE Microwave Magazine*, **15**(4): 108–120.
- Vera, G. A. (2009). Efficient rectenna design for ambient microwave energy recycling. *Bachelor Degree Philosophy, Univerat Politecnica de Catalunya*.
- Walker, P. y PAVADORE, R. (1984). High power junction circulators at milimtar wavelenghts. En: *Microwave journal*. Horizon house-microwave 685 Canton st, Norwood,MA 02062, Vol. 27, pp. 73–73.
- Wang, D. y Negra, R. (2013). A 2.3 ghz single-ended energy recovery rectifier with stepped-impedance resonator for improved efficiency of outphasing amplifier. En: *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*. IEEE, pp. 920–923.
- Wang, Z., Zhang, W., Jin, D., Xie, H., y Lv, X. (2016). A full-wave RF energy harvester based on new configurable diode connected MOSFETs. *9th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT 2016 - Proceedings*, **1**: 117–119.
- Wu, C. T. M. y Itoh, T. (2012). Self-biased self-oscillating mixing receiver using metamaterial-based SIW dual-band antenna. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1–3.
- Wu, X., Wang, J., Liu, M., y Liu, H. (2016). A high efficiency rectifier for ambient RF energy harvesting at 940 MHz. *9th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT 2016 - Proceedings*, **2**: 593–595.
- Zhang, J. y Huang, Y. (1977). *Rectennas for Wireless Energy Harvesting*. University of Liverpool, Liverpool, L693GJ, UK.
- Zhang, J. y Huang, Y. (1980). Rectennas for wireless energy harvesting. *Department of Electrical Engineering and Electronics, University of Liverpool, Liverpool UK [3] Brown, William C."The History of the Development of the Rectenna."**Microwave Power Transmission and Reception*, **1**.

## Anexo A

Los softwares de simulación utilizados en este trabajo de tesis fueron ADS de Keysight y Sonnet Lite, a continuación explicaremos brevemente su funcionamiento.

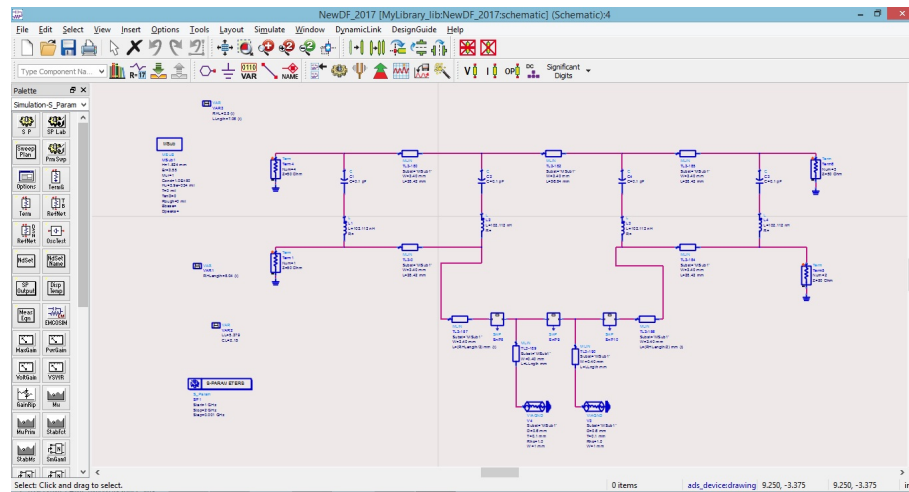
### .1. Advance Design System

ADS es un software de simulación desarrollado por Keysight Technologies y es el líder mundial en diseño electrónico para RF, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad. Con una interfaz poderosa y fácil de utilizar, ADS fue pionero con una tecnología comercialmente exitosa e innovadora. Para WiMAX, LTE y enlaces de información de multi-gigabits por segundo, radar y aplicaciones satelitales, ADS provee una completa verificación y diseño basado en estándares con librerías inalámbricas y co-simulación circuito-sistema-EM en una plataforma integrada.

#### **Principales beneficios de utilizar el software ADS:**

- ◆ Cuenta con un set completo de simuladores de circuito, sistema y EM integrados, rápidos, precisos y fáciles de usar, permite el éxito en el diseño de primera instancia.
- ◆ Las guías de diseño para aplicaciones específicas encapsulan años de experiencia en una interfaz fácil de usar.

El software ADS se utilizó en este trabajo de tesis para la simulación del circuito esquemático del filtro direccional, el resonador de acoplamiento y el circuito de rectificación, también se utilizó para simular el sistema propuesto en conjunto. Para obtener la respuesta del filtro direccional y del resonador de acoplamiento se utilizó el modo de solución de parámetros S en dominio de la frecuencia. Para obtener la respuesta del rectificador en dominio del tiempo se utilizó el modo de balance armónico.



**Figura 81.** Interfaz de usuario de ADS.

## **.2. Sonnet Lite**

Sonnet Lite es una versión gratis con funciones limitadas del software profesional Sonnet el cual provee un análisis EM a miles de compañías alrededor del mundo. Muchos fabricantes importantes de componentes y tarjetas de altas frecuencias dependen de Sonnet para analizar sus diseños planares de altas frecuencias desde 1 MHz hasta varios THz. Sonnet Lite provee soluciones EM de onda completa para circuitos planos 3D.

### **Principales beneficios de utilizar el software Sonnet:**

- ◆ Es un software de simulaciones EM planares.
- ◆ Fácil de aprender y cuenta con tutoriales en internet.
- ◆ Sonnet Lite puede trabajar con diseños realizados en otras versiones de Sonnet.
- ◆ Cuenta con 32 MB de memoria para realizar simulaciones.
- ◆ Rápido y eficiente.
- ◆ Versión gratis.
- ◆ Integración gratis con el software AWR Microvace Office y ADS de Keysight.

El software Sonnet Lite se utilizó en este trabajo de tesis para el diseño del filtro direccional, el resonador de acoplamiento y la base en la que se montó el circuito de rectificación. Particular-





## Anexo B

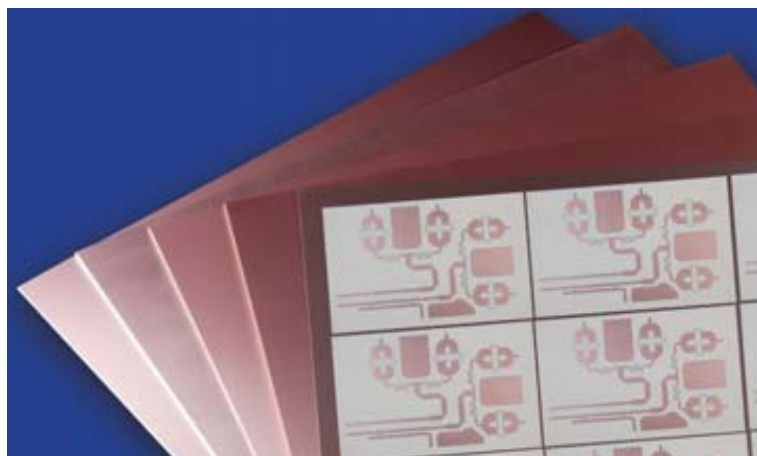
Aquí se presentan los materiales utilizados para construir los circuitos diseñados.

### .1. Sustrato

El sustrato utilizado para desarrollar los circuitos fue uno de la serie RO4000 de Rogers Corporation, para ser específicos el RO4003c.

Constituidas por cerámicos de hidrocarbano, éstos laminados son diseñados para ofrecer un alto desempeño a altas frecuencias y un bajo costo en fabricación de circuitos. El material del laminado RO4000 posee propiedades que los diseñadores necesitan para el desarrollo de circuitos de RF/ microondas, redes de acoplamientos y líneas de transmisión con impedancia controlada. Gracias a su baja pérdida por dieléctrico, el material de la serie RO4000 permite su uso en muchas aplicaciones donde una alta frecuencia de operación limita el uso de las tarjetas de laminado convencional de circuitos. Esta serie de laminados puede ser utilizada para fabricar tarjetas de circuitos impresos fácilmente, tal y como es realizado con el laminado estándar de FR-4.

- ◆ Diseñado para un desempeño sensible a altas frecuencias.
- ◆ Excelente desempeño eléctrico.
- ◆ Ideal para aplicaciones de banda ancha.



**Figura .1.** Laminados de la serie RO4000.

## RO4000® Series

### High Frequency Circuit Materials

RO4000® hydrocarbon ceramic laminates are designed to offer superior high frequency performance and low cost circuit fabrication. The result is a low loss material which can be fabricated using standard epoxy/glass (FR-4) processes offered at competitive prices.

The selection of laminates typically available to designers is significantly reduced once operational frequencies increase to 500 MHz and above. RO4000 material possesses the properties needed by designers of RF microwave circuits and matching networks and controlled impedance transmission lines. Low dielectric loss allows RO4000 series material to be used in many applications where higher operating frequencies limit the use of conventional circuit board laminates. The temperature coefficient of dielectric constant is among the lowest of any circuit board material (Chart 1), and the dielectric constant is stable over a broad frequency range (Chart 2). For reduced insertion loss, LoPro™ foil is available (Chart 3). This makes it an ideal substrate for broadband applications.

RO4000 material's thermal coefficient of expansion (CTE) provides several key benefits to the circuit designer. The expansion coefficient of RO4000 material is similar to that of copper which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, a property needed for mixed dielectric multi-layer boards constructions. The low Z-axis CTE of RO4000 laminates provides reliable plated through-hole quality, even in severe thermal shock applications. RO4000 series material has a Tg of >280°C (536°F) so its expansion characteristics remain stable over the entire range of circuit processing temperatures.

RO4000 series laminates can easily be fabricated into printed circuit boards using standard FR-4 circuit board processing techniques. Unlike PTFE based high performance materials, RO4000 series laminates do not require specialized via preparation processes such as sodium etch. This material is a rigid, thermoset laminate that is capable of being processed by automated handling systems and scrubbing equipment used for copper surface preparation.

RO4003C™ laminates are currently offered in various configurations utilizing both 1080 and 1674 glass fabric styles, with all configurations meeting the same laminate electrical performance specification. Specifically designed as a drop-in replacement for the RO4003C™ material, RO4350B™ laminates utilize RoHS compliant flame-retardant technology for applications requiring UL 94V-0 certification. These materials conform to the requirements of IPC-4103, slash sheet /10 for RO4003C and /11 for RO4350B materials.



## Data Sheet

### FEATURES AND BENEFITS:

RO4000 materials are reinforced hydrocarbon/ceramic laminates - not PTFE

- Designed for performance sensitive, high volume applications

Low dielectric tolerance and low loss

- Excellent electrical performance
- Allows applications with higher operating frequencies
- Ideal for broadband applications

Stable electrical properties vs. frequency

- Controlled impedance transmission lines
- Repeatable design of filters

Low thermal coefficient of dielectric constant

- Excellent dimensional stability

Low Z-axis expansion

- Reliable plated through holes

Low in-plane expansion coefficient

- Remains stable over an entire range of circuit processing temperatures

Volume manufacturing process

- RO4000 laminates can be fabricated using standard glass epoxy processes
- Competitively priced

CAF resistant

### SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- Cellular Base Station Antennas and Power Amplifiers
- RF Identification Tags
- Automotive Radar and Sensors
- LNB's for Direct Broadcast Satellites



Chart 1: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Temperature

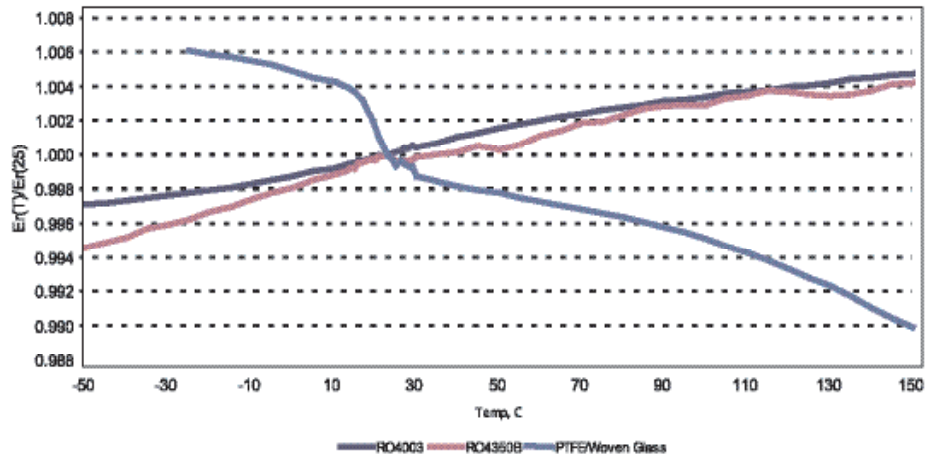


Chart 2: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Frequency

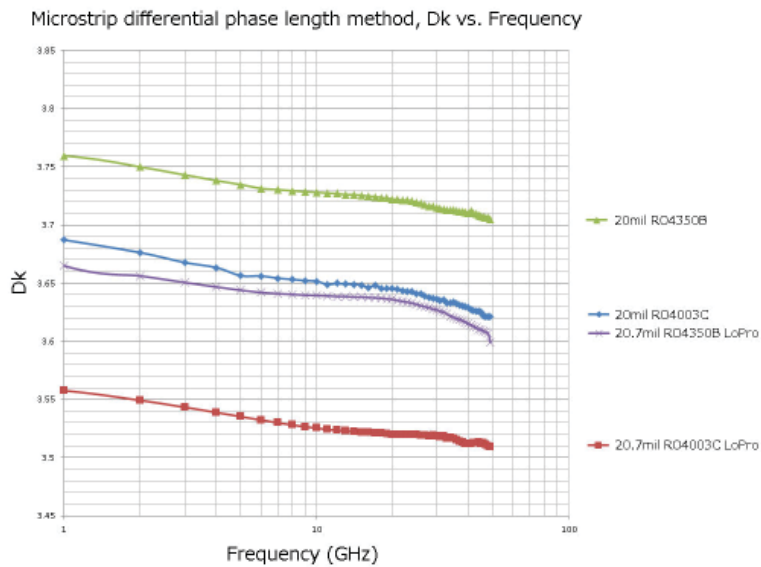
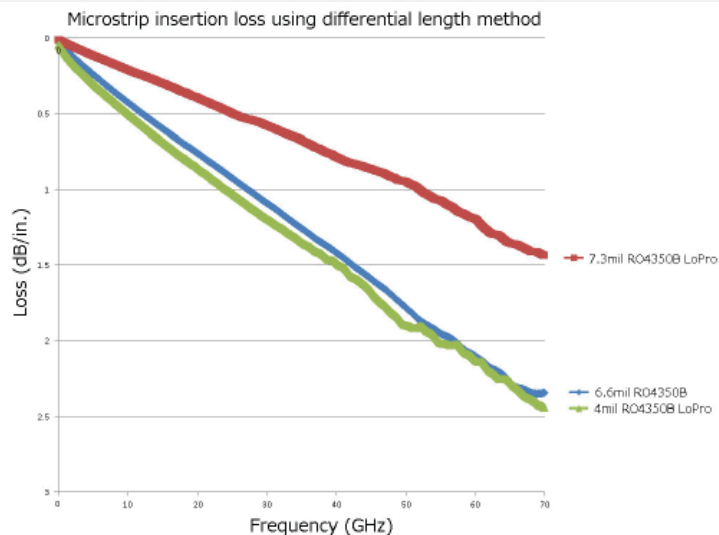


Chart 3: Microstrip Insertion Loss



| Property                                                   | Typical Value                    |                                   | Direction   | Units               | Condition                                             | Test Method                                |
|------------------------------------------------------------|----------------------------------|-----------------------------------|-------------|---------------------|-------------------------------------------------------|--------------------------------------------|
|                                                            | RO4003C                          | RO4350B                           |             |                     |                                                       |                                            |
| Dielectric Constant, $\epsilon_r$<br>Process               | 3.38 $\pm$ 0.05                  | <sup>(1)</sup> 3.48 $\pm$ 0.05    | Z           | --                  | 10 GHz/23°C                                           | IPC-TM-650<br>2.5.5.5<br>Clamped Stripline |
| <sup>(2)</sup> Dielectric Constant, $\epsilon_r$<br>Design | 3.55                             | 3.66                              | Z           | --                  | 8 to 40 GHz                                           | Differential Phase<br>Length Method        |
| Dissipation Factor tan, $\delta$                           | 0.0027<br>0.0021                 | 0.0037<br>0.0031                  | Z           | --                  | 10 GHz/23°C<br>2.5 GHz/23°C                           | IPC-TM-650<br>2.5.5.5                      |
| Thermal Coefficient of $\epsilon_r$                        | +40                              | +50                               | Z           | ppm/°C              | -50°C to 150°C                                        | IPC-TM-650<br>2.5.5.5                      |
| Volume Resistivity                                         | 1.7 X 10 <sup>10</sup>           | 1.2 X 10 <sup>10</sup>            |             | M $\Omega$ •cm      | COND A                                                | IPC-TM-650<br>2.5.17.1                     |
| Surface Resistivity                                        | 4.2 X 10 <sup>9</sup>            | 5.7 X 10 <sup>9</sup>             |             | M $\Omega$          | COND A                                                | IPC-TM-650<br>2.5.17.1                     |
| Electrical Strength                                        | 31.2<br>(780)                    | 31.2<br>(780)                     | Z           | KV/mm<br>(V/mil)    | 0.51mm<br>(0.020")                                    | IPC-TM-650<br>2.5.6.2                      |
| Tensile Modulus                                            | 19,650 (2,850)<br>19,450 (2,821) | 16,767 (2,432)<br>14,153, (2,053) | X<br>Y      | MPa (ksi)           | RT                                                    | ASTM D638                                  |
| Tensile Strength                                           | 139 (20.2)<br>100 (14.5)         | 203 (29.5)<br>130 (18.9)          | X<br>Y      | MPa (ksi)           | RT                                                    | ASTM D638                                  |
| Flexural Strength                                          | 276<br>(40)                      | 255<br>(37)                       |             | MPa<br>(kpsi)       |                                                       | IPC-TM-650<br>2.4.4                        |
| Dimensional Stability                                      | <0.3                             | <0.5                              | X,Y         | mm/m<br>(mils/inch) | after etch<br>+E2/150°C                               | IPC-TM-650<br>2.4.39A                      |
| Coefficient of<br>Thermal Expansion                        | 11<br>14<br>46                   | 10<br>12<br>32                    | X<br>Y<br>Z | ppm/°C              | -55 to 288°C                                          | IPC-TM-650<br>2.4.41                       |
| Tg                                                         | >280                             | >280                              |             | °C TMA              | A                                                     | IPC-TM-650<br>2.4.24.3                     |
| Td                                                         | 425                              | 390                               |             | °C TGA              |                                                       | ASTM D3850                                 |
| Thermal Conductivity                                       | 0.71                             | 0.69                              |             | W/m/°K              | 80°C                                                  | ASTM C518                                  |
| Moisture Absorption                                        | 0.06                             | 0.06                              |             | %                   | 48 hrs immersion<br>0.060" sample<br>Temperature 50°C | ASTM D570                                  |
| Density                                                    | 1.79                             | 1.86                              |             | gm/cm <sup>3</sup>  | 23°C                                                  | ASTM D792                                  |
| Copper Peel Strength                                       | 1.05<br>(6.0)                    | 0.88<br>(5.0)                     |             | N/mm<br>(pli)       | after solder float<br>1 oz. EDC Foil                  | IPC-TM-650<br>2.4.8                        |
| Flammability                                               | N/A                              | <sup>(3)</sup> V-0                |             |                     |                                                       | UL 94                                      |
| Lead-Free Process<br>Compatible                            | Yes                              | Yes                               |             |                     |                                                       |                                            |

NOTES:

- (1) RO4350B 4 mil laminates have a process Dk of 3.33  $\pm$  0.05
- (2) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation or refer to Rogers' technical papers in the Rogers Technology Support Hub available at <http://www.rogerscorp.com>.
- (3) RO4350B LoPro® laminates do not share the same UL designation as standard RO4350B laminates. A separate UL qualification may be necessary.

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

RO4000 LoPro laminate uses a modified version of the RO4000 resin system to bond reverse treated foil. Values shown above are RO4000 laminates without the addition of the LoPro resin. For double-sided boards, the LoPro foil results in a thickness increase of approximately 0.0007" (18 $\mu$ m) and the Dk is approximately 2.4. The Dk decreases by about 0.1 as the core thickness decreases from 0.020" to 0.004.

Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

| Standard Thickness                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        | Standard Panel Size                                                                                                                                                                                                       | Standard Copper Cladding                              |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------|
| RO4003C:<br>0.008" (0.203mm),<br>0.012 (0.305mm),<br>0.016"(0.406mm),<br>0.020" (0.508mm)<br>0.032" (0.813mm),<br>0.060" (1.524mm)<br><br>RO4350B:<br>*0.004" (0.101mm),<br>0.0066" (0.168mm)<br>0.010" (0.254mm),<br>0.0133" (0.338mm),<br>0.0166" (0.422mm),<br>0.020"(0.508mm),<br>0.030" (0.762mm),<br>0.060"(1.524mm)<br><br>Note: Material clad with LoPro foil<br>add 0.0007" (0.018mm) to dielectric<br>thickness | 12" X 18" (305 X457 mm)<br>24" X 18" (610 X 457 mm)<br>24" X 36" (610 X 915 mm)<br>48" X 36" (1.224 m X 915 mm)<br><br>*0.004" (0.101mm) material is not<br>available in panel sizes larger than<br>24"x18" (610 X 457mm) | ½ oz. (17µm) electrodeposited copper foil (.5ED/.5ED) |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                                                                                                                                                                                                                           | 1 oz. (35µm) electrodeposited copper foil (1ED/1ED)   |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                                                                                                                                                                                                                           | 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil (2ED/2ED)   |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                                                                                                                                                                                                                           | <b>PIM Sensitive Applications:</b>                    |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                                                                                                                                                                                                                           | ½ oz (17µm) LoPro Reverse Treated EDC (.5TC/.5TC)     |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                                                                                                                                                                                                                           | 1 oz (35µm) LoPro Reverse Treated EDC (1TC/1TC)       |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                                                                                                                                                                                                                           |                                                       |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                                                                                                                                                                                                                           |                                                       |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                                                                                                                                                                                                                           |                                                       |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                                                                                                                                                                                                                           |                                                       |

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

The Rogers' logo, Helping power, protect, connect our world, LoPro, RO3003, RO4000, RO4350, RO4350B, and RO4003C are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.

© 2017 Rogers Corporation, Printed in U.S.A.,  
 All rights reserved. Revised 1324 062017 **PUB# 92-004**

Advanced Connectivity Solutions  
 100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226  
 Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 [www.rogerscorp.com](http://www.rogerscorp.com)

## .2. Diodos

Para la implementación del circuito de rectificación fue utilizada la serie de diodos HSMS-286x de Avago Technologies, los cuales son diodos Schottky detectores para microondas, el modelo específico fue el HSMS-2860.

La familia de diodos detectores HSMS-286x ha sido diseñada y optimizada para su uso desde 915 MHz hasta los 5.8 GHz. Son ideales para su uso en aplicaciones de RF/ID y RFTag como también un detector de señales, modulación, conversión RF a DC o duplicado de voltaje. Esta familia de diodos ofrece soluciones de bajo costo para una gran variedad de problemas de diseño.

Beneficios:

- ◆ Montaje superficial.
- ◆ Alta sensibilidad de detección.
- ◆ Buena conductividad térmica para disipación de potencia.
- ◆ Libres de plomo.



**Figura .2.** Familia de diodos HSMS-286x.

## Data Sheet



Lead (Pb) Free  
RoHS 6 fully  
compliant

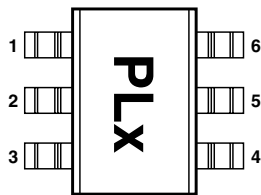


### Description

Avago's HSMS-286x family of DC biased detector diodes have been designed and optimized for use from 915 MHz to 5.8 GHz. They are ideal for RF/ID and RF Tag applications as well as large signal detection, modulation, RF to DC conversion or voltage doubling.

Available in various package configurations, this family of detector diodes provides low cost solutions to a wide variety of design problems. Avago's manufacturing techniques assure that when two or more diodes are mounted into a single surface mount package, they are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest possible degree of match.

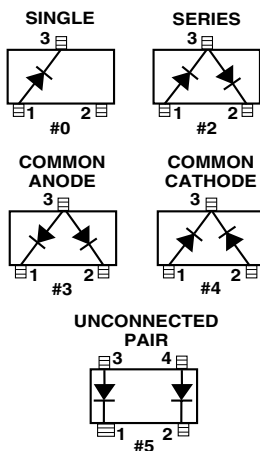
### Pin Connections and Package Marking



Notes:

1. Package marking provides orientation and identification.
2. The first two characters are the package marking code.  
The third character is the date code.

### SOT-23/SOT-143 Package Lead Code Identification (top view)

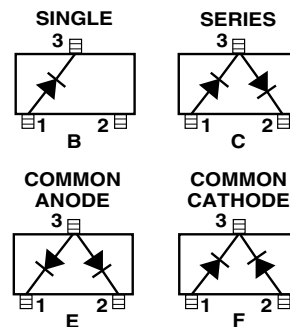


### Features

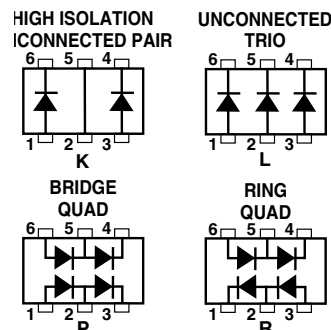
- Surface Mount SOT-23/SOT-143 Packages
- Miniature SOT-323 and SOT-363 Packages
- High Detection Sensitivity:
  - up to 50 mV/μW at 915 MHz
  - up to 35 mV/μW at 2.45 GHz
  - up to 25 mV/μW at 5.80 GHz
- Low FIT (Failure in Time) Rate\*
- Tape and Reel Options Available
- Unique Configurations in Surface Mount SOT-363 Package
  - increase flexibility
  - save board space
  - reduce cost
- HSMS-286K Grounded Center Leads Provide up to 10 dB Higher Isolation
- Matched Diodes for Consistent Performance
- Better Thermal Conductivity for Higher Power Dissipation
- Lead-free

\* For more information see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.

### SOT-323 Package Lead Code Identification (top view)



### SOT-363 Package Lead Code Identification (top view)





**SOT-23/SOT-143 DC Electrical Specifications,  $T_c = +25^\circ\text{C}$ , Single Diode**

| Part Number<br>HSMS- | Package Marking Code | Lead Code | Configuration                     | Forward Voltage<br>$V_F$ (mV) |          | Typical Capacitance<br>$C_T$ (pF)    |
|----------------------|----------------------|-----------|-----------------------------------|-------------------------------|----------|--------------------------------------|
| 2860                 | T0                   | 0         | Single                            | 250 Min.                      | 350 Max. | 0.30                                 |
| 2862                 | T2                   | 2         | Series Pair <sup>[1,2]</sup>      |                               |          |                                      |
| 2863                 | T3                   | 3         | Common Anode <sup>[1,2]</sup>     |                               |          |                                      |
| 2864                 | T4                   | 4         | Common Cathode <sup>[1,2]</sup>   |                               |          |                                      |
| 2865                 | T5                   | 5         | Unconnected Pair <sup>[1,2]</sup> |                               |          |                                      |
| Test Conditions      |                      |           |                                   | $I_F = 1.0\text{ mA}$         |          | $V_R = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ |

Notes:

1.  $\Delta V_F$  for diodes in pairs is 15.0 mV maximum at 1.0 mA.2.  $\Delta C_T$  for diodes in pairs is 0.05 pF maximum at  $-0.5\text{ V}$ .**SOT-323/SOT-363 DC Electrical Specifications,  $T_c = +25^\circ\text{C}$ , Single Diode**

| Part Number<br>HSMS- | Package Marking Code | Lead Code | Configuration                      | Forward Voltage<br>$V_F$ (mV) |          | Typical Capacitance<br>$C_T$ (pF)    |
|----------------------|----------------------|-----------|------------------------------------|-------------------------------|----------|--------------------------------------|
| 286B                 | T0                   | B         | Single                             | 250 Min.                      | 350 Max. | 0.25                                 |
| 286C                 | T2                   | C         | Series Pair <sup>[1,2]</sup>       |                               |          |                                      |
| 286E                 | T3                   | E         | Common Anode <sup>[1,2]</sup>      |                               |          |                                      |
| 286F                 | T4                   | F         | Common Cathode <sup>[1,2]</sup>    |                               |          |                                      |
| 286K                 | TK                   | K         | High Isolation<br>Unconnected Pair |                               |          |                                      |
| 286L                 | TL                   | L         | Unconnected Trio                   |                               |          |                                      |
| 286P                 | TP                   | P         | Bridge Quad                        |                               |          |                                      |
| 286R                 | ZZ                   | R         | Ring Quad                          |                               |          |                                      |
| Test Conditions      |                      |           |                                    | $I_F = 1.0\text{ mA}$         |          | $V_R = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ |

Notes:

1.  $\Delta V_F$  for diodes in pairs is 15.0 mV maximum at 1.0 mA.2.  $\Delta C_T$  for diodes in pairs is 0.05 pF maximum at  $-0.5\text{ V}$ .

## RF Electrical Specifications, $T_C = +25^\circ\text{C}$ , Single Diode

| Part Number     | Typical Tangential Sensitivity<br>TSS (dBm) @ f = |          |         | Typical Voltage Sensitivity g<br>(mV/ $\mu\text{W}$ ) @ f =               |          |         | Typical Video Resistance<br>RV (K $\Omega$ ) |
|-----------------|---------------------------------------------------|----------|---------|---------------------------------------------------------------------------|----------|---------|----------------------------------------------|
|                 | 915 MHz                                           | 2.45 GHz | 5.8 GHz | 915 MHz                                                                   | 2.45 GHz | 5.8 GHz |                                              |
| 2860            | -57                                               | -56      | -55     | 50                                                                        | 35       | 25      | 5.0                                          |
| 2862            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 2863            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 2864            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 2865            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 286B            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 286C            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 286E            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 286F            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 286K            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 286L            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 286P            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| 286R            |                                                   |          |         |                                                                           |          |         |                                              |
| Test Conditions | Video Bandwidth = 2 MHz<br>$I_b = 5 \mu\text{A}$  |          |         | Power in = -40 dBm<br>$R_L = 100 \text{ K}\Omega$ , $I_b = 5 \mu\text{A}$ |          |         | $I_b = 5 \mu\text{A}$                        |

## Absolute Maximum Ratings, $T_C = +25^\circ\text{C}$ , Single Diode

| Symbol        | Parameter                         | Unit                      | Absolute Maximum <sup>[1]</sup> |             |
|---------------|-----------------------------------|---------------------------|---------------------------------|-------------|
|               |                                   |                           | SOT-23/143                      | SOT-323/363 |
| $P_{IV}$      | Peak Inverse Voltage              | V                         | 4.0                             | 4.0         |
| $T_J$         | Junction Temperature              | $^\circ\text{C}$          | 150                             | 150         |
| $T_{STG}$     | Storage Temperature               | $^\circ\text{C}$          | -65 to 150                      | -65 to 150  |
| $T_{OP}$      | Operating Temperature             | $^\circ\text{C}$          | -65 to 150                      | -65 to 150  |
| $\theta_{jc}$ | Thermal Resistance <sup>[2]</sup> | $^\circ\text{C}/\text{W}$ | 500                             | 150         |

Notes:

- Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
- $T_C = +25^\circ\text{C}$ , where  $T_C$  is defined to be the temperature at the package pins where contact is made to the circuit board.



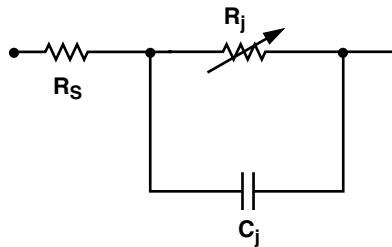
**Attention:**  
Observe precautions for  
handling electrostatic  
sensitive devices.

ESD Machine Model (Class A)

ESD Human Body Model (Class 0)

Refer to Avago Application Note A004R: Electrostatic Discharge Damage and Control.

**Equivalent Linear Circuit Model, Diode chip**



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

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

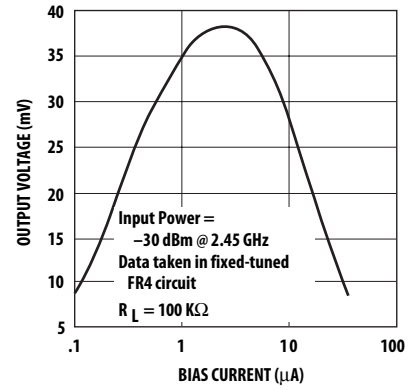
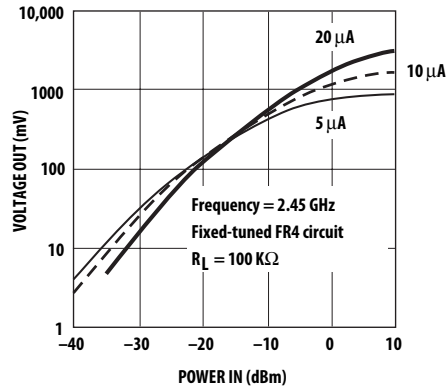
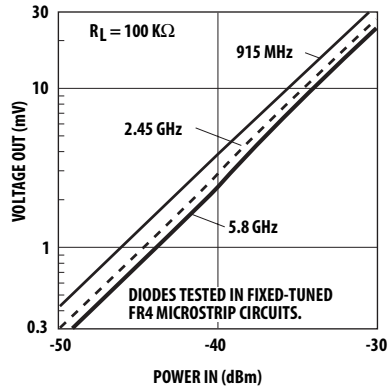
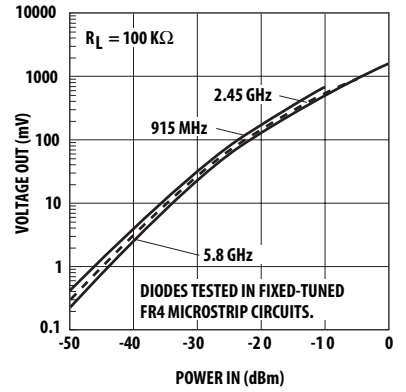
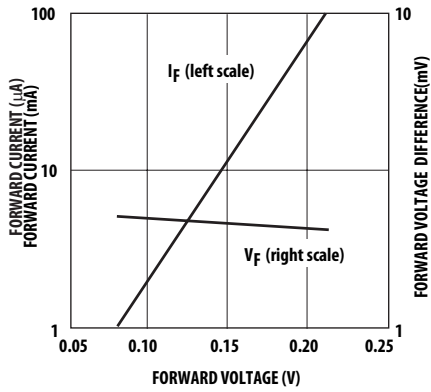
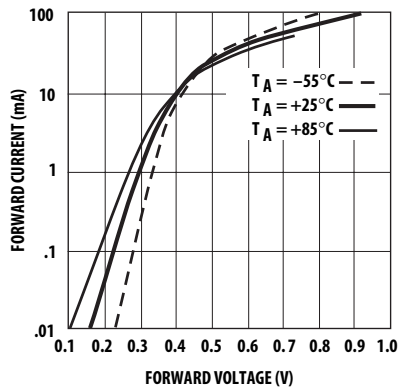
where  
 $I_b$  = externally applied bias current in amps  
 $I_s$  = saturation current (see table of SPICE parameters)  
 $T$  = temperature, °K  
 $n$  = ideality factor (see table of SPICE parameters)

Note:  
To effectively model the packaged HSMS-286x product,  
please refer to Application Note AN1124.

**SPICE Parameters**

| Parameter   | Units    | Value   |
|-------------|----------|---------|
| $B_V$       | V        | 7.0     |
| $C_{J0}$    | pF       | 0.18    |
| $E_G$       | eV       | 0.69    |
| $I_{BV}$    | A        | 1 E - 5 |
| $I_S$       | A        | 5 E - 8 |
| $N$         |          | 1.08    |
| $R_S$       | $\Omega$ | 6.0     |
| $P_B$ (VJ)  | V        | 0.65    |
| $P_T$ (XTI) |          | 2       |
| $M$         |          | 0.5     |

## Typical Parameters, Single Diode



## Applications Information

### Introduction

Avago's HSMS-286x family of Schottky detector diodes has been developed specifically for low cost, high volume designs in two kinds of applications. In small signal detector applications ( $P_{in} < -20$  dBm), this diode is used with DC bias at frequencies above 1.5 GHz. At lower frequencies, the zero bias HSMS-285x family should be considered.

In large signal power or gain control applications ( $P_{in} > -20$  dBm), this family is used without bias at frequencies above 4 GHz. At lower frequencies, the HSMS-282x family is preferred.

### Schottky Barrier Diode Characteristics

Stripped of its package, a Schottky barrier diode chip consists of a metal-semiconductor barrier formed by deposition of a metal layer on a semiconductor. The most common of several different types, the passivated diode, is shown in Figure 7, along with its equivalent circuit.

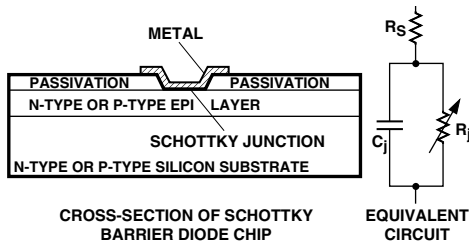


Figure 7. Schottky Diode Chip.

$R_s$  is the parasitic series resistance of the diode, the sum of the bondwire and leadframe resistance, the resistance of the bulk layer of silicon, etc. RF energy coupled into  $R_s$  is lost as heat—it does not contribute to the rectified output of the diode.  $C_j$  is parasitic junction capacitance of the diode, controlled by the thickness of the epitaxial layer and the diameter of the Schottky contact.  $R_j$  is the junction resistance of the diode, a function of the total current flowing through it.

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} n T}{I_s + I_b} = R_v - R_s$$
$$= \frac{0.026}{I_s + I_b} \text{ at } 25^\circ\text{C}$$

where

- $n$  = ideality factor (see table of SPICE parameters)
- $T$  = temperature in  $^\circ\text{K}$
- $I_s$  = saturation current (see table of SPICE parameters)
- $I_b$  = externally applied bias current in amps

$I_s$  is a function of diode barrier height, and can range from picoamps for high barrier diodes to as much as 5  $\mu\text{A}$  for very low barrier diodes.

### The Height of the Schottky Barrier

The current-voltage characteristic of a Schottky barrier diode at room temperature is described by the following equation:

$$I = I_s \left( \exp \left( \frac{V - IR_s}{0.026} \right) - 1 \right)$$

On a semi-log plot (as shown in the Avago catalog) the current graph will be a straight line with inverse slope  $2.3 \times 0.026 = 0.060$  volts per cycle (until the effect of  $R_s$  is seen in a curve that droops at high current). All Schottky diode curves have the same slope, but not necessarily the same value of current for a given voltage. This is determined by the saturation current,  $I_s$ , and is related to the barrier height of the diode.

Through the choice of p-type or n-type silicon, and the selection of metal, one can tailor the characteristics of a Schottky diode. Barrier height will be altered, and at the same time  $C_j$  and  $R_s$  will be changed. In general, very low barrier height diodes (with high values of  $I_s$ , suitable for zero bias applications) are realized on p-type silicon. Such diodes suffer from higher values of  $R_s$  than do the n-type. Thus, p-type diodes are generally reserved for small signal detector applications (where very high values of  $R_v$  swamp out high  $R_s$ ) and n-type diodes are used for mixer applications (where high L.O. drive levels keep  $R_v$  low) and DC biased detectors.

### Measuring Diode Linear Parameters

The measurement of the many elements which make up the equivalent circuit for a packaged Schottky diode is a complex task. Various techniques are used for each element. The task begins with the elements of the diode chip itself. (See Figure 8).

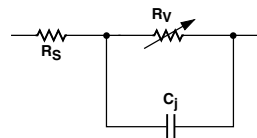


Figure 8. Equivalent Circuit of a Schottky Diode Chip.

$R_s$  is perhaps the easiest to measure accurately. The V-I curve is measured for the diode under forward bias, and the slope of the curve is taken at some relatively high value of current (such as 5 mA). This slope is converted into a resistance  $R_d$ .

$$R_s = R_d - \frac{0.026}{I_f}$$

For n-type diodes with relatively low values of saturation current,  $C_j$  is obtained by measuring the total capacitance (see AN1124).  $R_j$ , the junction resistance, is calculated using the equation given above.

The characterization of the surface mount package is too complex to describe here — linear equivalent circuits can be found in AN1124.

### Detector Circuits (small signal)

When DC bias is available, Schottky diode detector circuits can be used to create low cost RF and microwave receivers with a sensitivity of -55 dBm to -57 dBm.<sup>[1]</sup> Moreover, since external DC bias sets the video impedance of such circuits, they display classic square law response over a wide range of input power levels<sup>[2,3]</sup>. These circuits can take a variety of forms, but in the most simple case they appear as shown in Figure 9. This is the basic detector circuit used with the HSMS-286x family of diodes.

Output voltage can be virtually doubled and input impedance (normally very high) can be halved through the use of the voltage doubler circuit<sup>[4]</sup>.

In the design of such detector circuits, the starting point is the equivalent circuit of the diode. Of interest in the design of the video portion of the circuit is the diode's video impedance—the other elements of the equivalent circuit disappear at all reasonable video frequencies. In general, the lower the diode's video impedance, the better the design.

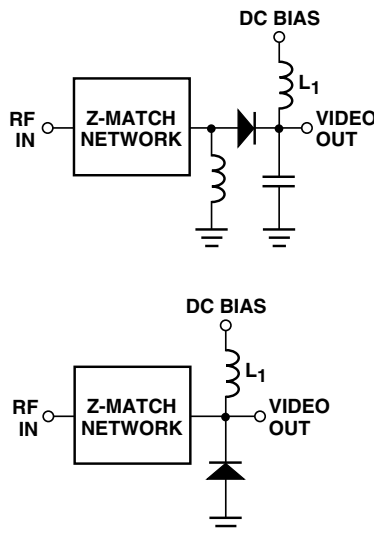


Figure 9. Basic Detector Circuits.

The situation is somewhat more complicated in the design of the RF impedance matching network, which includes the package inductance and capacitance (which can be tuned out), the series resistance, the junction capacitance and the video resistance. Of the elements of the diode's equivalent circuit, the parasitics are constants and the video resistance is a function of the current flowing through the diode.

$$R_V = R_j + R_s$$

The sum of saturation current and bias current sets the detection sensitivity, video resistance and input RF impedance of the Schottky detector diode. Where bias current is used, some tradeoff in sensitivity and square law dynamic range is seen, as shown in Figure 5 and described in reference <sup>[3]</sup>.

The most difficult part of the design of a detector circuit is the input impedance matching network. For very broadband detectors, a shunt 60 Ω resistor will give good input match, but at the expense of detection sensitivity.

When maximum sensitivity is required over a narrow band of frequencies, a reactive matching network is optimum. Such networks can be realized in either lumped or distributed elements, depending upon frequency, size constraints and cost limitations, but certain general design principals exist for all types.<sup>[5]</sup> Design work begins with the RF impedance of the HSMS-286x series when bias current is set to 3 μA. See Figure 10.

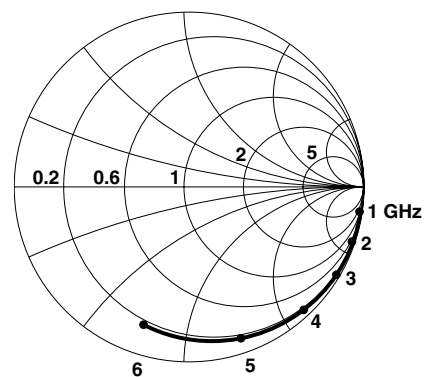


Figure 10. RF Impedance of the Diode.

<sup>[1]</sup> Avago Application Note 923, Schottky Barrier Diode Video Detectors.

<sup>[2]</sup> Avago Application Note 986, Square Law and Linear Detection.

<sup>[3]</sup> Avago Application Note 956-5, Dynamic Range Extension of Schottky Detectors.

<sup>[4]</sup> Avago Application Note 956-4, Schottky Diode Voltage Doubler.

<sup>[5]</sup> Avago Application Note 963, Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors.

## 915 MHz Detector Circuit

Figure 11 illustrates a simple impedance matching network for a 915 MHz detector.

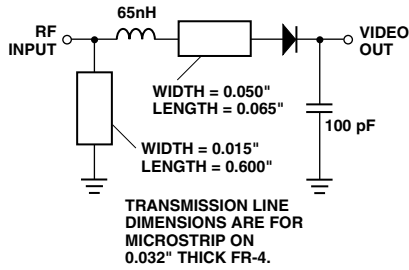
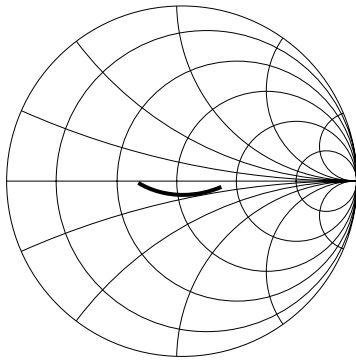


Figure 11. 915 MHz Matching Network for the HSMS-286x Series at 3  $\mu$ A Bias.

A 65 nH inductor rotates the impedance of the diode to a point on the Smith Chart where a shunt inductor can pull it up to the center. The short length of 0.065" wide microstrip line is used to mount the lead of the diode's SOT-323 package. A shorted shunt stub of length  $<\lambda/4$  provides the necessary shunt inductance and simultaneously provides the return circuit for the current generated in the diode. The impedance of this circuit is given in Figure 12.



FREQUENCY (GHz): 0.9-0.93

Figure 12. Input Impedance.

The input match, expressed in terms of return loss, is given in Figure 13.

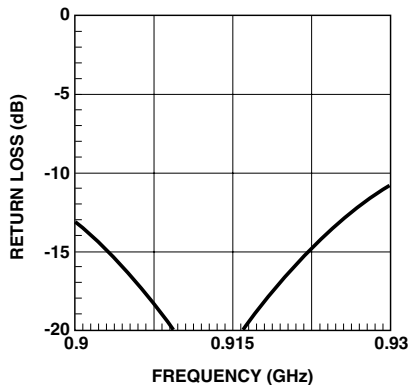


Figure 13. Input Return Loss.

As can be seen, the band over which a good match is achieved is more than adequate for 915 MHz RFID applications.

The HSMS-282x family is a better choice for 915 MHz applications—the foregoing discussion of a design using the HSMS-286B is offered only to illustrate a design approach for technique.

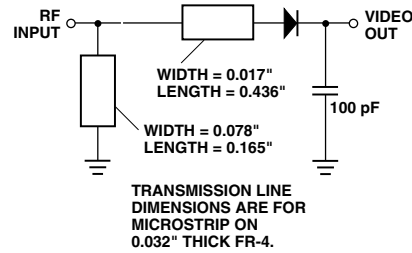


Figure 14. 2.45 GHz Matching Network.

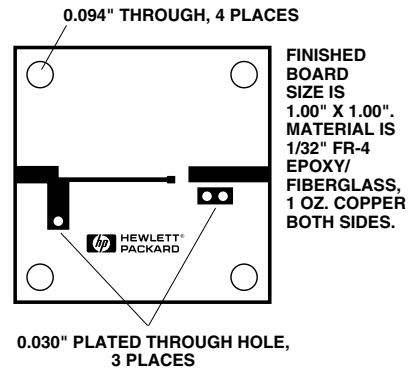


Figure 15. Physical Realization.

## 2.45 GHz Detector Circuit

At 2.45 GHz, the RF impedance is closer to the line of constant susceptance which passes through the center of the chart, resulting in a design which is realized entirely in distributed elements — see Figure 14.

In order to save cost (at the expense of having a larger circuit), an open circuit shunt stub could be substituted for the chip capacitor. On the other hand, if space is at a premium, the long series transmission line at the input to the diode can be replaced with a lumped inductor. A possible physical realization of such a network is shown in Figure 15, a demo board is available from Avago.

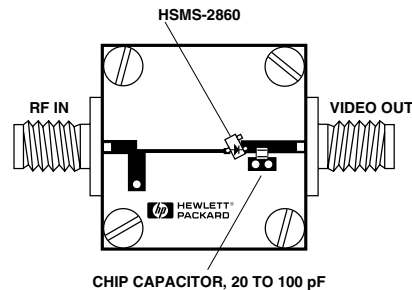
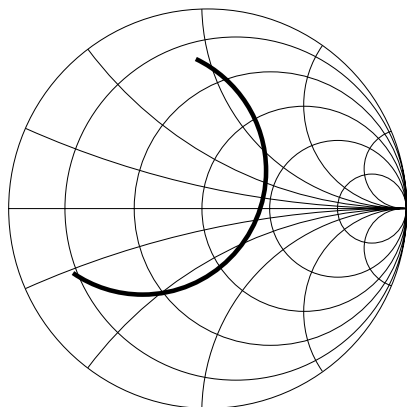


Figure 16. Test Detector.

Two SMA connectors (E.F. Johnson 142-0701-631 or equivalent), a high-Q capacitor (ATC 100A101MCA50 or equivalent), miscellaneous hardware and an HSMS-286B are added to create the test circuit shown in Figure 16.

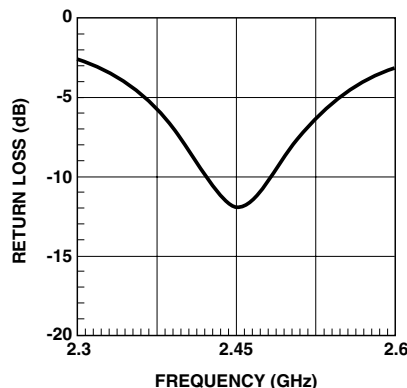
The calculated input impedance for this network is shown in Figure 17.



**FREQUENCY (GHz): 2.3-2.6**

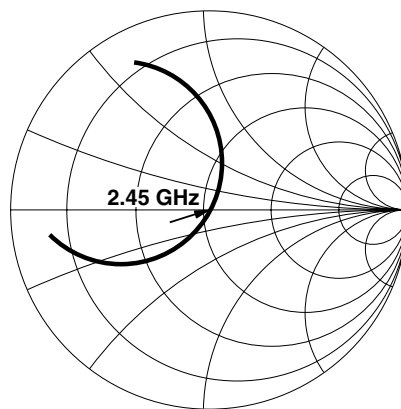
**Figure 17. Input Impedance, 3  $\mu$ A Bias.**

The corresponding input match is shown in Figure 18. As was the case with the lower frequency design, bandwidth is more than adequate for the intended RFID application.



**Figure 18. Input Return Loss, 3  $\mu$ A Bias.**

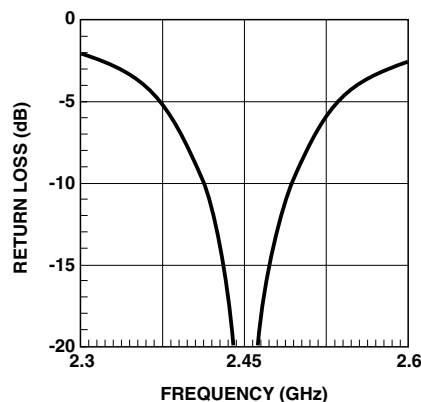
A word of caution to the designer is in order. A glance at Figure 17 will reveal the fact that the circuit does not provide the optimum impedance to the diode at 2.45 GHz. The temptation will be to adjust the circuit elements to achieve an ideal single frequency match, as illustrated in Figure 19.



**FREQUENCY (GHz): 2.3-2.6**

**Figure 19. Input Impedance. Modified 2.45 GHz Circuit.**

This does indeed result in a very good match at midband, as shown in Figure 20.

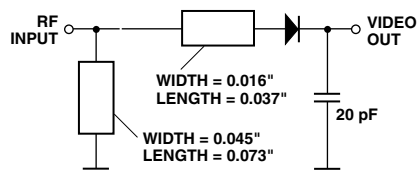


**Figure 20. Input Return Loss. Modified 2.45 GHz Circuit.**

However, bandwidth is narrower and the designer runs the risk of a shift in the midband frequency of his circuit if there is any small deviation in circuit board or diode characteristics due to lot-to-lot variation or change in temperature. The matching technique illustrated in Figure 17 is much less sensitive to changes in diode and circuit board processing.

## 5.8 GHz Detector Circuit

A possible design for a 5.8 GHz detector is given in Figure 21.



**Figure 21. 5.8 GHz Matching Network for the HSMS-286x Series at 3  $\mu$ A Bias.**



As was the case at 2.45 GHz, the circuit is entirely distributed element, both low cost and compact. Input impedance for this network is given in Figure 22.

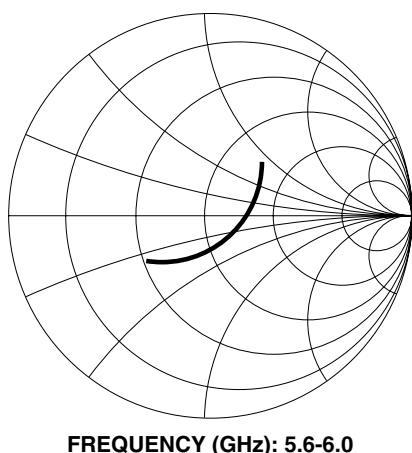


Figure 22. Input Impedance.

Input return loss, shown in Figure 23, exhibits wideband match.

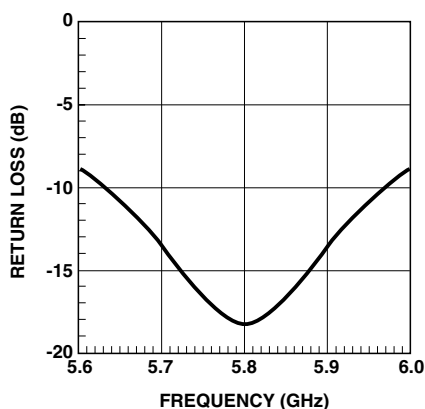


Figure 23. Input Return Loss.

## Voltage Doublers

To this point, we have restricted our discussion to single diode detectors. A glance at Figure 9, however, will lead to the suggestion that the two types of single diode detectors be combined into a two diode voltage doubler<sup>[4]</sup> (known also as a full wave rectifier). Such a detector is shown in Figure 24.

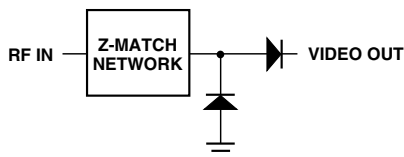


Figure 24. Voltage Doubler Circuit.

Such a circuit offers several advantages. First the voltage outputs of two diodes are added in series, increasing the overall value of voltage sensitivity for the network (compared to a single diode detector). Second, the RF impedances of the two diodes are added in parallel, making the job of reactive matching a bit easier. Such a circuit can easily be realized using the two series diodes in the HSMS-286C.

## The “Virtual Battery”

The voltage doubler can be used as a virtual battery, to provide power for the operation of an I.C. or a transistor oscillator in a tag. Illuminated by the CW signal from a reader or interrogator, the Schottky circuit will produce power sufficient to operate an I.C. or to charge up a capacitor for a burst transmission from an oscillator. Where such virtual batteries are employed, the bulk, cost, and limited lifetime of a battery are eliminated.

## Temperature Compensation

The compression of the detector’s transfer curve is beyond the scope of this data sheet, but some general comments can be made. As was given earlier, the diode’s video resistance is given by

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

where T is the diode’s temperature in °K.

As can be seen, temperature has a strong effect upon  $R_V$ , and this will in turn affect video bandwidth and input RF impedance. A glance at Figure 6 suggests that the proper choice of bias current in the HSMS-286x series can minimize variation over temperature.

The detector circuits described earlier were tested over temperature. The 915 MHz voltage doubler using the HSMS-286C series produced the output voltages as shown in Figure 25. The use of 3  $\mu\text{A}$  of bias resulted in the highest voltage sensitivity, but at the cost of a wide variation over temperature. Dropping the bias to 1  $\mu\text{A}$  produced a detector with much less temperature variation.

A similar experiment was conducted with the HSMS-286B series in the 5.8 GHz detector. Once again, reducing the bias to some level under 3  $\mu\text{A}$  stabilized the output of the detector over a wide temperature range.

It should be noted that curves such as those given in Figures 25 and 26 are highly dependent upon the exact design of the input impedance matching network. The designer will have to experiment with bias current using his specific design.

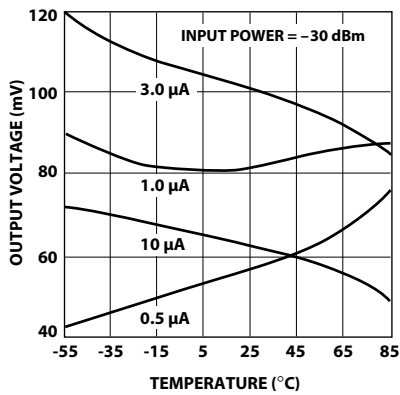


Figure 25. Output Voltage vs. Temperature and Bias Current in the 915 MHz Voltage Doubler using the HSMS-286C.

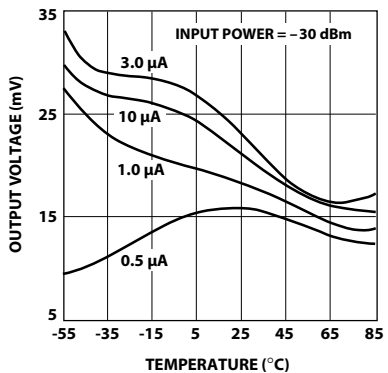


Figure 26. Output Voltage vs. Temperature and Bias Current in the 5.80 GHz Voltage Detector using the HSMS-286B Schottky.

## Six Lead Circuits

The differential detector is often used to provide temperature compensation for a Schottky detector, as shown in Figures 27 and 28.

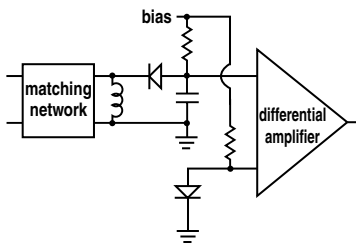


Figure 27. Differential Detector.

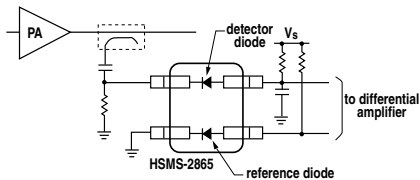


Figure 28. Conventional Differential Detector.

These circuits depend upon the use of two diodes having matched  $V_f$  characteristics over all operating temperatures. This is best achieved by using two diodes

in a single package, such as the SOT-143 HSMS-2865 as shown in Figure 29.

In high power differential detectors, RF coupling from the detector diode to the reference diode produces a rectified voltage in the latter, resulting in errors.

Isolation between the two diodes can be obtained by using the HSMS-286K diode with leads 2 and 5 grounded. The difference between this product and the conventional HSMS-2865 can be seen in Figure 29.

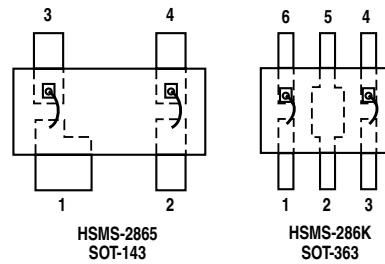


Figure 29. Comparing Two Diodes.

The HSMS-286K, with leads 2 and 5 grounded, offers some isolation from RF coupling between the diodes. This product is used in a differential detector as shown in Figure 30.

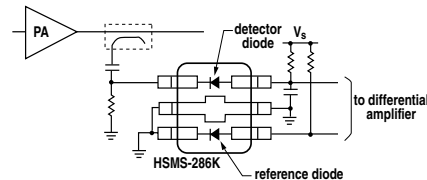


Figure 30. High Isolation Differential Detector.

In order to achieve the maximum isolation, the designer must take care to minimize the distance from leads 2 and 5 and their respective ground via holes.

Tests were run on the HSMS-282K and the conventional HSMS-2825 pair, which compare with each other in the same way as the HSMS-2865 and HSMS-286K, with the results shown in Figure 31.

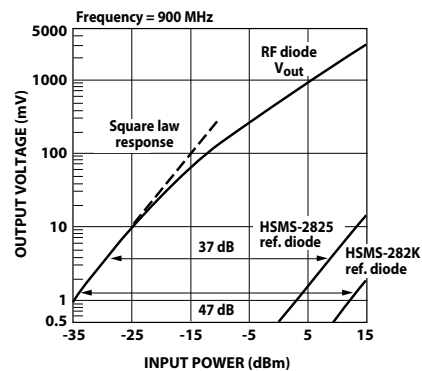
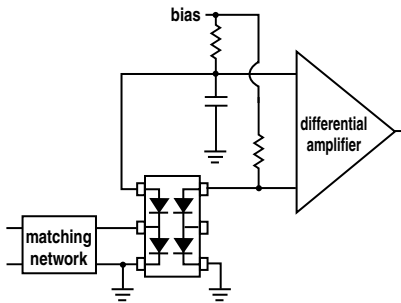


Figure 31. Comparing HSMS-282K with HSMS-2825.

The line marked “RF diode,  $V_{out}$ ” is the transfer curve for the detector diode — both the HSMS-2825 and the HSMS-282K exhibited the same output voltage. The data were taken over the 50 dB dynamic range shown. To the right is the output voltage (transfer) curve for the reference diode of the HSMS-2825, showing 37 dB of isolation. To the right of that is the output voltage due to RF leakage for the reference diode of the HSMS-282K, demonstrating 10 dB higher isolation than the conventional part.

Such differential detector circuits generally use single diode detectors, either series or shunt mounted diodes. The voltage doubler offers the advantage of twice the output voltage for a given input power. The two concepts can be combined into the differential voltage doubler, as shown in Figure 32.



**Figure 32. Differential Voltage Doubler, HSMS-286P.**

Here, all four diodes of the HSMS-286P are matched in their  $V_f$  characteristics, because they came from adjacent sites on the wafer. A similar circuit can be realized using the HSMS-286R ring quad.

Other configurations of six lead Schottky products can be used to solve circuit design problems while saving space and cost.

## Thermal Considerations

The obvious advantage of the SOT-363 over the SOT-143 is combination of smaller size and two extra leads. However, the copper leadframe in the SOT-323 and SOT-363 has a thermal conductivity four times higher than the Alloy 42 leadframe of the SOT-23 and SOT-143, which enables it to dissipate more power.

The maximum junction temperature for these three families of Schottky diodes is 150°C under all operating conditions. The following equation, equation 1, applies to the thermal analysis of diodes:

$$T_j = (V_f I_f + P_{RF}) \theta_{jc} + T_a \quad \text{Equation (1).}$$

where

- $T_j$  = junction temperature
- $T_a$  = diode case temperature
- $\theta_{jc}$  = thermal resistance
- $V_f I_f$  = DC power dissipated

$P_{RF}$  = RF power dissipated

Note that  $\theta_{jc}$ , the thermal resistance from diode junction to the foot of the leads, is the sum of two component resistances,

$$\theta_{jc} = \theta_{pkg} + \theta_{chip} \quad \text{Equation (2).}$$

Package thermal resistance for the SOT-323 and SOT-363 package is approximately 100°C/W, and the chip thermal resistance for these three families of diodes is approximately 40°C/W. The designer will have to add in the thermal resistance from diode case to ambient — a poor choice of circuit board material or heat sink design can make this number very high.

Equation (1) would be straightforward to solve but for the fact that diode forward voltage is a function of temperature as well as forward current. The equation, equation 3, for  $V_f$  is:

$$I_f = I_s \left[ e^{\frac{11600 (V_f - I_f R_s)}{nT}} - 1 \right] \quad \text{Equation (3).}$$

where

- $n$  = ideality factor
- $T$  = temperature in °K
- $R_s$  = diode series resistance

and  $I_s$  (diode saturation current) is given by

$$I_s = I_0 \left( \frac{T}{298} \right)^{\frac{2}{n}} e^{-4060 \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{298} \right)} \quad \text{Equation (4).}$$

Equations (1) and (3) are solved simultaneously to obtain the value of junction temperature for given values of diode case temperature, DC power dissipation and RF power dissipation.

## Diode Burnout

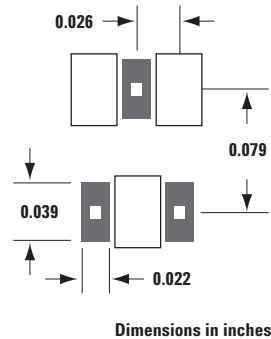
Any Schottky junction, be it an RF diode or the gate of a MESFET, is relatively delicate and can be burned out with excessive RF power. Many crystal video receivers used in RFID (tag) applications find themselves in poorly controlled environments where high power sources may be present. Examples are the areas around airport and FAA radars, nearby ham radio operators, the vicinity of a broadcast band transmitter, etc. In such environments, the Schottky diodes of the receiver can be protected by a device known as a limiter diode.<sup>[6]</sup> Formerly available only in radar warning receivers and other high cost electronic warfare applications, these diodes have been adapted to commercial and consumer circuits.

Avago offers a complete line of surface mountable PIN limiter diodes. Most notably, our HSMP-4820 (SOT-23) or HSMP-482B (SOT-323) can act as a very fast (nano-second) power-sensitive switch when placed between the antenna and the Schottky diode, shorting out the RF circuit temporarily and reflecting the excessive RF energy back out the antenna.

## Assembly Instructions

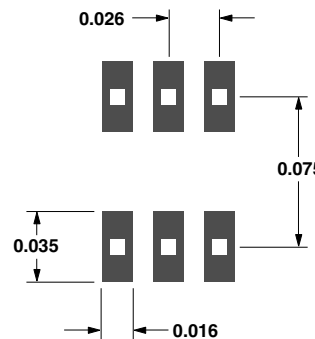
### SOT-323 PCB Footprint

A recommended PCB pad layout for the miniature SOT-323 (SC-70) package is shown in Figure 33 (dimensions are in inches).



**Figure 33. Recommended PCB Pad Layout for Avago's SC70 3L/SOT-323 Products.**

A recommended PCB pad layout for the miniature SOT-363 (SC-70 6 lead) package is shown in Figure 34 (dimensions are in inches). This layout provides ample allowance for package placement by automated assembly equipment without adding parasitics that could impair the performance.



**Figure 34. Recommended PCB Pad Layout for Avago's SC70 6L/SOT-363 Products.**

<sup>[6]</sup> Avago Application Note 1050, Low Cost, Surface Mount Power Limiters.

## SMT Assembly

Reliable assembly of surface mount components is a complex process that involves many material, process, and equipment factors, including: method of heating (e.g., IR or vapor phase reflow, wave soldering, etc.) circuit board material, conductor thickness and pattern, type of solder alloy, and the thermal conductivity and thermal mass of components. Components with a low mass, such as the SOT packages, will reach solder reflow temperatures faster than those with a greater mass.

Avago's diodes have been qualified to the time-temperature profile shown in Figure 35. This profile is representative of an IR reflow type of surface mount assembly process.

After ramping up from room temperature, the circuit board with components attached to it (held in place with solder paste) passes through one or more preheat

zones. The preheat zones increase the temperature of the board and components to prevent thermal shock and begin evaporating solvents from the solder paste. The reflow zone briefly elevates the temperature sufficiently to produce a reflow of the solder.

The rates of change of temperature for the ramp-up and cool-down zones are chosen to be low enough to not cause deformation of the board or damage to components due to thermal shock. The maximum temperature in the reflow zone ( $T_{MAX}$ ) should not exceed 260°C.

These parameters are typical for a surface mount assembly process for Avago diodes. As a general guideline, the circuit board and components should be exposed only to the minimum temperatures and times necessary to achieve a uniform reflow of solder.

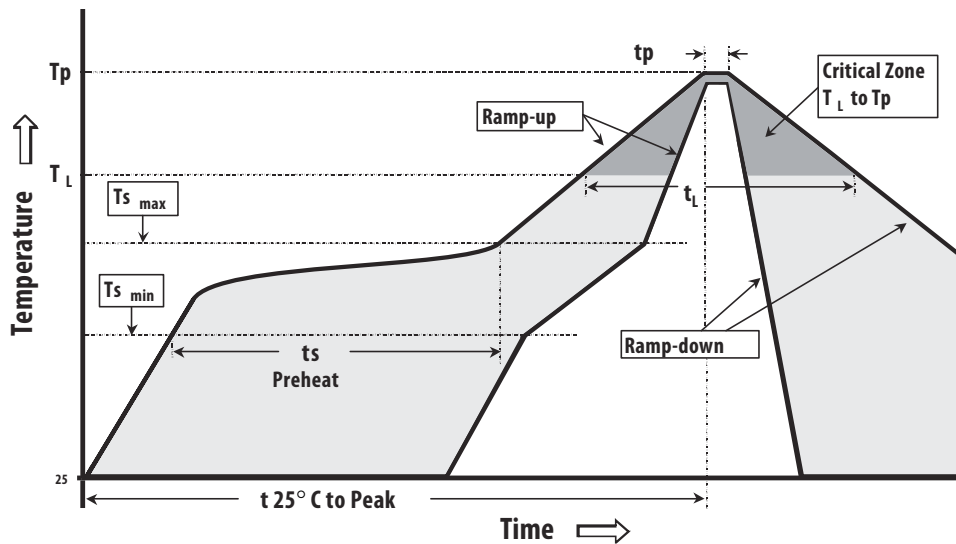


Figure 35. Surface Mount Assembly Profile.

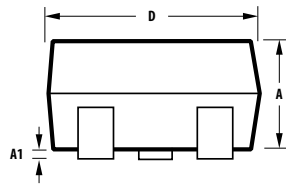
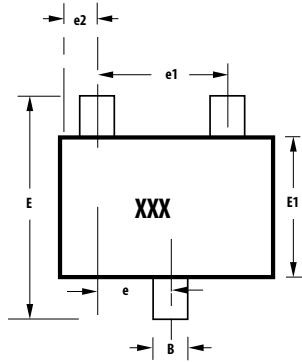
### Lead-Free Reflow Profile Recommendation (IPC/JEDEC J-STD-020C)

| Reflow Parameter                                                     |                                  | Lead-Free Assembly |
|----------------------------------------------------------------------|----------------------------------|--------------------|
| Average ramp-up rate (Liquidus Temperature ( $T_{S(max)}$ ) to Peak) |                                  | 3°C/ second max    |
| Preheat                                                              | Temperature Min ( $T_{S(min)}$ ) | 150°C              |
|                                                                      | Temperature Max ( $T_{S(max)}$ ) | 200°C              |
|                                                                      | Time (min to max) ( $t_s$ )      | 60-180 seconds     |
| $T_{S(max)}$ to $T_L$ Ramp-up Rate                                   |                                  | 3°C/second max     |
| Time maintained above:                                               | Temperature ( $T_L$ )            | 217°C              |
|                                                                      | Time ( $t_L$ )                   | 60-150 seconds     |
| Peak Temperature ( $T_p$ )                                           |                                  | 260 +0/-5°C        |
| Time within 5 °C of actual Peak temperature ( $t_p$ )                |                                  | 20-40 seconds      |
| Ramp-down Rate                                                       |                                  | 6°C/second max     |
| Time 25 °C to Peak Temperature                                       |                                  | 8 minutes max      |

Note 1: All temperatures refer to topside of the package, measured on the package body surface

## Package Dimensions

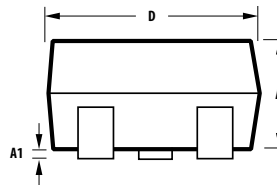
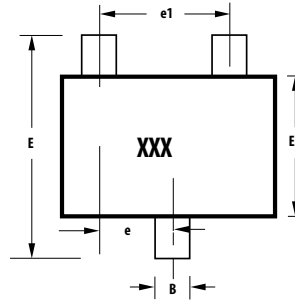
### Outline 23 (SOT-23)



Notes:  
XXX-package marking  
Drawings are not to scale

| SYMBOL | DIMENSIONS (mm) |       |
|--------|-----------------|-------|
|        | MIN.            | MAX.  |
| A      | 0.79            | 1.20  |
| A1     | 0.000           | 0.100 |
| B      | 0.30            | 0.54  |
| C      | 0.08            | 0.20  |
| D      | 2.73            | 3.13  |
| E1     | 1.15            | 1.50  |
| e      | 0.89            | 1.02  |
| e1     | 1.78            | 2.04  |
| e2     | 0.45            | 0.60  |
| E      | 2.10            | 2.70  |
| L      | 0.45            | 0.69  |

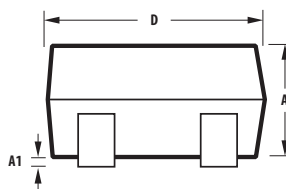
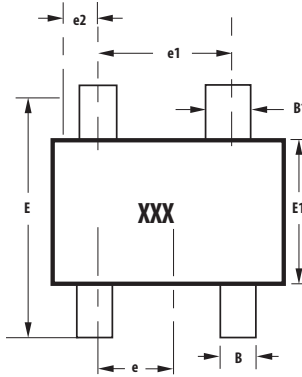
### Outline SOT-323 (SC-70 3 Lead)



Notes:  
XXX-package marking  
Drawings are not to scale

| SYMBOL | DIMENSIONS (mm) |      |
|--------|-----------------|------|
|        | MIN.            | MAX. |
| A      | 0.80            | 1.00 |
| A1     | 0.00            | 0.10 |
| B      | 0.15            | 0.40 |
| C      | 0.08            | 0.25 |
| D      | 1.80            | 2.25 |
| E1     | 1.10            | 1.40 |
| e      | 0.65 typical    |      |
| e1     | 1.30 typical    |      |
| E      | 1.80            | 2.40 |
| L      | 0.26            | 0.46 |

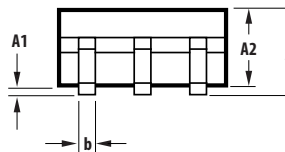
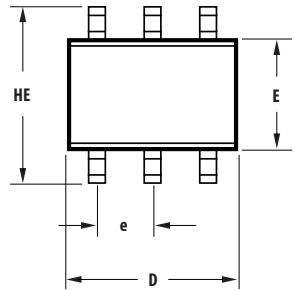
### Outline 143 (SOT-143)



Notes:  
XXX-package marking  
Drawings are not to scale

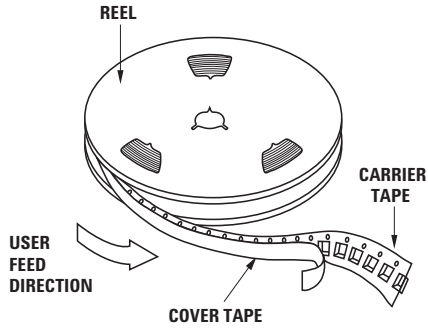
| SYMBOL | DIMENSIONS (mm) |       |
|--------|-----------------|-------|
|        | MIN.            | MAX.  |
| A      | 0.79            | 1.097 |
| A1     | 0.013           | 0.10  |
| B      | 0.36            | 0.54  |
| B1     | 0.76            | 0.92  |
| C      | 0.086           | 0.152 |
| D      | 2.80            | 3.06  |
| E1     | 1.20            | 1.40  |
| e      | 0.89            | 1.02  |
| e1     | 1.78            | 2.04  |
| e2     | 0.45            | 0.60  |
| E      | 2.10            | 2.65  |
| L      | 0.45            | 0.69  |

### Outline SOT-363 (SC-70 6 Lead)

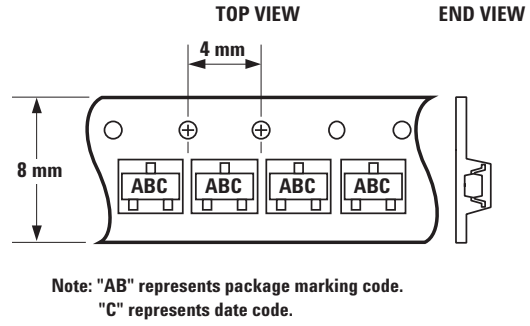


| SYMBOL | DIMENSIONS (mm) |      |
|--------|-----------------|------|
|        | MIN.            | MAX. |
| E      | 1.15            | 1.35 |
| D      | 1.80            | 2.25 |
| HE     | 1.80            | 2.40 |
| A      | 0.80            | 1.10 |
| A2     | 0.80            | 1.00 |
| A1     | 0.00            | 0.10 |
| e      | 0.650 BCS       |      |
| b      | 0.15            | 0.30 |
| c      | 0.08            | 0.25 |
| L      | 0.10            | 0.46 |

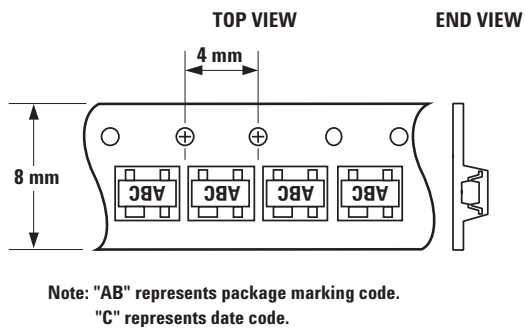
## Device Orientation



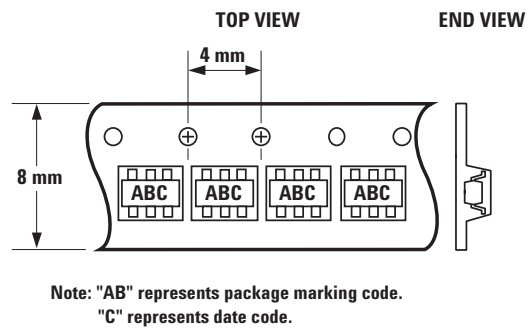
## For Outlines SOT-23, -323



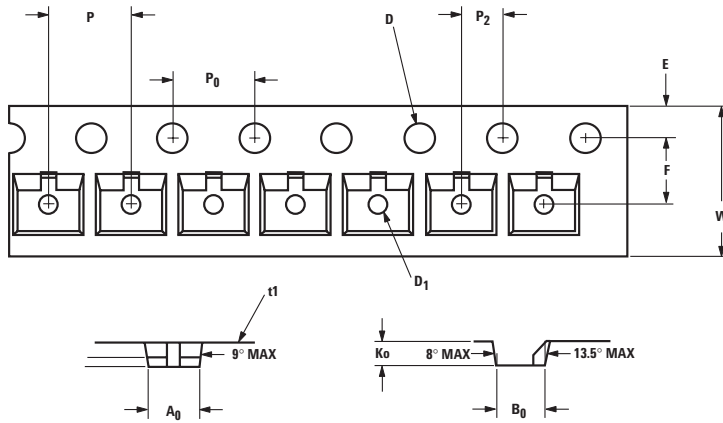
## For Outline SOT-143



## For Outline SOT-363

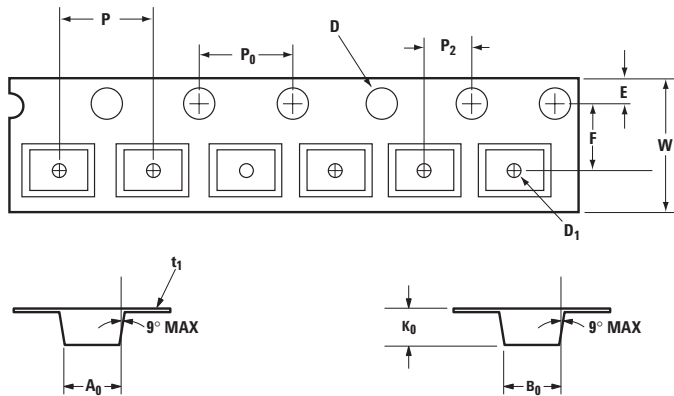


## Tape Dimensions and Product Orientation For Outline SOT-23



| DESCRIPTION                 |                                          | SYMBOL         | SIZE (mm)          | SIZE (INCHES)         |
|-----------------------------|------------------------------------------|----------------|--------------------|-----------------------|
| CAVITY                      | LENGTH                                   | A <sub>0</sub> | 3.15 ± 0.10        | 0.124 ± 0.004         |
|                             | WIDTH                                    | B <sub>0</sub> | 2.77 ± 0.10        | 0.109 ± 0.004         |
|                             | DEPTH                                    | K <sub>0</sub> | 1.22 ± 0.10        | 0.048 ± 0.004         |
|                             | PITCH                                    | P              | 4.00 ± 0.10        | 0.157 ± 0.004         |
|                             | BOTTOM HOLE DIAMETER                     | D <sub>1</sub> | 1.00 ± 0.05        | 0.039 ± 0.002         |
| PERFORATION                 | DIAMETER                                 | D              | 1.50 ± 0.10        | 0.059 ± 0.004         |
|                             | PITCH                                    | P <sub>0</sub> | 4.00 ± 0.10        | 0.157 ± 0.004         |
|                             | POSITION                                 | E              | 1.75 ± 0.10        | 0.069 ± 0.004         |
| CARRIER TAPE                | WIDTH                                    | W              | 8.00 ± 0.30 - 0.10 | 0.315 ± 0.012 - 0.004 |
|                             | THICKNESS                                | t <sub>1</sub> | 0.229 ± 0.013      | 0.009 ± 0.0005        |
| DISTANCE BETWEEN CENTERLINE | CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)  | F              | 3.50 ± 0.05        | 0.138 ± 0.002         |
|                             | CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION) | P <sub>2</sub> | 2.00 ± 0.05        | 0.079 ± 0.002         |

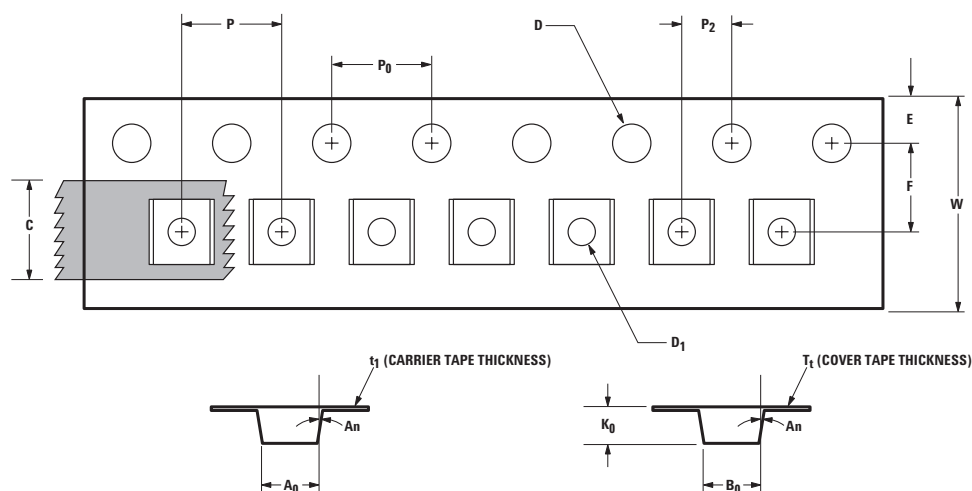
## For Outline SOT-143



| DESCRIPTION  |                                          | SYMBOL         | SIZE (mm)          | SIZE (INCHES)         |
|--------------|------------------------------------------|----------------|--------------------|-----------------------|
| CAVITY       | LENGTH                                   | A <sub>0</sub> | 3.19 ± 0.10        | 0.126 ± 0.004         |
|              | WIDTH                                    | B <sub>0</sub> | 2.80 ± 0.10        | 0.110 ± 0.004         |
|              | DEPTH                                    | K <sub>0</sub> | 1.31 ± 0.10        | 0.052 ± 0.004         |
|              | PITCH                                    | P              | 4.00 ± 0.10        | 0.157 ± 0.004         |
|              | BOTTOM HOLE DIAMETER                     | D <sub>1</sub> | 1.00 ± 0.25        | 0.039 ± 0.010         |
| PERFORATION  | DIAMETER                                 | D              | 1.50 ± 0.10        | 0.059 ± 0.004         |
|              | PITCH                                    | P <sub>0</sub> | 4.00 ± 0.10        | 0.157 ± 0.004         |
|              | POSITION                                 | E              | 1.75 ± 0.10        | 0.069 ± 0.004         |
| CARRIER TAPE | WIDTH                                    | W              | 8.00 ± 0.30 - 0.10 | 0.315 ± 0.012 - 0.004 |
|              | THICKNESS                                | t <sub>1</sub> | 0.254 ± 0.013      | 0.0100 ± 0.0005       |
| DISTANCE     | CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)  | F              | 3.50 ± 0.05        | 0.138 ± 0.002         |
|              | CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION) | P <sub>2</sub> | 2.00 ± 0.05        | 0.079 ± 0.002         |



## Tape Dimensions and Product Orientation For Outlines SOT-323, -363



|              | DESCRIPTION                                            | SYMBOL         | SIZE (mm)           | SIZE (INCHES)    |
|--------------|--------------------------------------------------------|----------------|---------------------|------------------|
| CAVITY       | LENGTH                                                 | A <sub>0</sub> | 2.40 ± 0.10         | 0.094 ± 0.004    |
|              | WIDTH                                                  | B <sub>0</sub> | 2.40 ± 0.10         | 0.094 ± 0.004    |
|              | DEPTH                                                  | K <sub>0</sub> | 1.20 ± 0.10         | 0.047 ± 0.004    |
|              | PITCH                                                  | P              | 4.00 ± 0.10         | 0.157 ± 0.004    |
|              | BOTTOM HOLE DIAMETER                                   | D <sub>1</sub> | 1.00 ± 0.25         | 0.039 ± 0.010    |
| PERFORATION  | DIAMETER                                               | D              | 1.55 ± 0.05         | 0.061 ± 0.002    |
|              | PITCH                                                  | P <sub>0</sub> | 4.00 ± 0.10         | 0.157 ± 0.004    |
|              | POSITION                                               | E              | 1.75 ± 0.10         | 0.069 ± 0.004    |
| CARRIER TAPE | WIDTH                                                  | W              | 8.00 ± 0.30         | 0.315 ± 0.012    |
|              | THICKNESS                                              | t <sub>1</sub> | 0.254 ± 0.02        | 0.0100 ± 0.0008  |
| COVER TAPE   | WIDTH                                                  | C              | 5.4 ± 0.10          | 0.205 ± 0.004    |
|              | TAPE THICKNESS                                         | T <sub>1</sub> | 0.062 ± 0.001       | 0.0025 ± 0.00004 |
| DISTANCE     | CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)                | F              | 3.50 ± 0.05         | 0.138 ± 0.002    |
|              | CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)               | P <sub>2</sub> | 2.00 ± 0.05         | 0.079 ± 0.002    |
| ANGLE        | FOR SOT-323 (SC70-3 LEAD)<br>FOR SOT-363 (SC70-6 LEAD) | A <sub>n</sub> | 8°C MAX<br>10°C MAX |                  |

## Part Number Ordering Information

| Part Number    | No. of Devices | Container      |
|----------------|----------------|----------------|
| HSMS-286x-TR2G | 10000          | 13" Reel       |
| HSMS-286x-TR1G | 3000           | 7" Reel        |
| HSMS-286x-BLKG | 100            | antistatic bag |

where x = 0, 2, 3, 4, 5, B, C, E, F, K, L, P or R for HSMS-286x.

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site: [www.avagotech.com](http://www.avagotech.com)

Avago, Avago Technologies, and the A logo are trademarks of Avago Technologies in the United States and other countries. Data subject to change. Copyright © 2005-2009 Avago Technologies. All rights reserved. Obsoletes 5989-4023EN  
AV02-1388EN - August 26, 2009

**Avago**  
TECHNOLOGIES

### .3. Capacitores

Diseñados por American Technic Ceramics, la serie 600F fue la utilizada, ésta serie cuenta con un ultra bajo ESR y una alto factor de calidad. Estos capacitores pueden ser utilizado en aplicaciones tales como: Estaciones base de celular, comunicaciones inalámbricas, servicios de banda ancha inalámbricos, comunicaciones de satélite y WiMAX. Algunas de sus aplicaciones para circuitos son en redes de filtros, fuentes de frecuencia con alto Q, redes de acoplamiento, sintonizado, acoplamiento, Bypass y bloqueo de DC.

Sus características principales son las siguientes:

- ◆ Cuentan con el ESR más bajo en toda la clase.
- ◆ Pueden trabajar con el voltaje más alto posible, 250V.
- ◆ Su propia frecuencia de resonancia es bastante alta.



**Figura .3.** Interfaz de usuario de ADS.

# ATC 600F Series

## Ultra-Low ESR, High Q, NPO RF & Microwave Capacitors

### Features:

- **Lowest ESR in Class**
- Highest Working Voltage in class – 250V
- Standard EIA Size: 0805
- Laser Marking (Optional)
- High Self Resonance Frequencies

### Applications:

- Cellular Base Stations
- Wireless Communications
- Broadband Wireless Services
- Satellite Communications
- WiMAX (802.16)

### Circuit Applications:

- Filter Networks
- High Q Frequency Sources
- Matching Networks
- Tuning, Coupling, Bypass and DC Blocking



### ATC 600 SERIES OVERVIEW

| ATC Series | ATC Case Size | EIA Case Size |
|------------|---------------|---------------|
| 600        | L             | 0402          |
| 600        | S             | 0603          |
| <b>600</b> | <b>F</b>      | <b>0805</b>   |

### Electrical Specifications

|                                                      |                                                                                                         |
|------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Capacitance:</b>                                  | 0.1 to 240 pF                                                                                           |
| <b>Tolerances:</b>                                   | See Cap Value Chart                                                                                     |
| <b>Working Voltage (WVDC):</b>                       | 250 V                                                                                                   |
| <b>Quality Factor (Q):</b>                           | > 2000 @ 1 MHz                                                                                          |
| <b>Operating Temperature Range:</b>                  | -55°C to +125°C<br>(no derating of working voltage)                                                     |
| <b>Temperature coefficient of Capacitance (TCC):</b> | 0 ± 30 ppm/°C, -55°C to +125°C                                                                          |
| <b>Insulation Resistance:</b>                        | 10 <sup>5</sup> MΩ min. at +25°C<br>at rated WVDC<br>10 <sup>4</sup> MΩ min. at +125°C<br>at rated WVDC |
| <b>Dielectric Withstanding Voltage (DWV):</b>        | 2.5 x WVDC for 5 seconds                                                                                |
| <b>Aging:</b>                                        | None                                                                                                    |
| <b>Piezo Effects:</b>                                | None                                                                                                    |

### Mechanical Specifications

|                           |                                                                                                                                                |
|---------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Terminations:</b>      | T = Tin Plated over Nickel Barrier* (Standard)<br>TN = Tin Plated over Non-Magnetic Barrier*<br>W = Tin/Lead Solder Plated over Nickel Barrier |
| <b>Solderability:</b>     | Solder coverage > 90% of end termination                                                                                                       |
| <b>Terminal Strength:</b> | 4 lbs. Typ., 2 lbs. min.                                                                                                                       |

### Environmental Specifications

|                             |                               |
|-----------------------------|-------------------------------|
| <b>Life Test:</b>           | 2000 hours, +125°C at 2X WVDC |
| <b>Thermal Shock:</b>       | 5 cycles, -55°C to +125°C     |
| <b>Moisture Resistance:</b> | MIL-STD-202, Method 106       |

### Military Approval

DSCC Drawing Number 05001



ATC 600 Series Capacitors are designed and manufactured to meet and exceed the requirements of EIA-198, MIL-PRF-55681 and MIL-PRF-123.



**AMERICAN**

ATC North America  
sales@atceramics.com

**TECHNICAL**

ATC Europe  
saleseur@atceramics.com

**CERAMICS**

ATC Asia  
sales@atceramics-asia.com



THE  
ENGINEERS'  
CHOICE®  
ISO 9001 REGISTERED  
COMPANY

**THE ENGINEERS' CHOICE™**

**www.atceramics.com**

ATC # 001-956  
Rev. N; 1/15

# ATC 600F Series Ultra-Low ESR, High Q NPO RF & Microwave Capacitors

## Capacitance Values\*

| Value (pF) | Cap Code | Marking | Tolerances | Value (pF) | Cap Code | Marking | Tolerances    | Value (pF) | Cap Code | Marking | Tolerances    |
|------------|----------|---------|------------|------------|----------|---------|---------------|------------|----------|---------|---------------|
| 0.1        | 0R1      | A9      | A, B       | 3.3        | 3R3      | N0      | A, B, C, D    | 30         | 300      | M1      | F, G, J, K, M |
| 0.2        | 0R2      | H9      | A, B       | 3.6        | 3R6      | P0      | A, B, C, D    | 33         | 330      | N1      | F, G, J, K, M |
| 0.3        | 0R3      | M9      | A, B, C    | 3.9        | 3R9      | Q0      | A, B, C, D    | 36         | 360      | P1      | F, G, J, K, M |
| 0.4        | 0R4      | d9      | A, B, C    | 4.3        | 4R3      | R0      | A, B, C, D    | 39         | 390      | Q1      | F, G, J, K, M |
| 0.5        | 0R5      | f9      | A, B, C    | 4.7        | 4R7      | S0      | A, B, C, D    | 43         | 430      | R1      | F, G, J, K, M |
| 0.6        | 0R6      | m9      | A, B, C    | 5.1        | 5R1      | T0      | A, B, C, D    | 47         | 470      | S1      | F, G, J, K, M |
| 0.7        | 0R7      | n9      | A, B, C    | 5.6        | 5R6      | U0      | A, B, C, D    | 51         | 510      | T1      | F, G, J, K, M |
| 0.8        | 0R8      | t9      | A, B, C    | 6.2        | 6R2      | V0      | A, B, C, D    | 56         | 560      | U1      | F, G, J, K, M |
| 0.9        | 0R9      | y9      | A, B, C    | 6.8        | 6R8      | W0      | B, C, J, K    | 62         | 620      | V1      | F, G, J, K, M |
| 1.0        | 1R0      | A0      | A, B, C, D | 7.5        | 7R5      | X0      | B, C, J, K    | 68         | 680      | W1      | F, G, J, K, M |
| 1.1        | 1R1      | B0      | A, B, C, D | 8.2        | 8R2      | Y0      | B, C, J, K    | 75         | 750      | X1      | F, G, J, K, M |
| 1.2        | 1R2      | C0      | A, B, C, D | 9.1        | 9R1      | Z0      | B, C, J, K    | 82         | 820      | Y1      | F, G, J, K, M |
| 1.3        | 1R3      | D0      | A, B, C, D | 10         | 100      | A1      | F, G, J, K, M | 91         | 910      | Z1      | F, G, J, K, M |
| 1.5        | 1R5      | E0      | A, B, C, D | 11         | 110      | B1      | F, G, J, K, M | 100        | 101      | A2      | F, G, J, K, M |
| 1.6        | 1R6      | F0      | A, B, C, D | 12         | 120      | C1      | F, G, J, K, M | 110        | 111      | B2      | F, G, J, K, M |
| 1.8        | 1R8      | G0      | A, B, C, D | 15         | 150      | E1      | F, G, J, K, M | 120        | 121      | C2      | F, G, J, K, M |
| 2.0        | 2R0      | H0      | A, B, C, D | 18         | 180      | G1      | F, G, J, K, M | 150        | 151      | E2      | F, G, J, K, M |
| 2.2        | 2R2      | J0      | A, B, C, D | 20         | 200      | H1      | F, G, J, K, M | 180        | 181      | G2      | F, G, J, K, M |
| 2.4        | 2R4      | K0      | A, B, C, D | 22         | 220      | J1      | F, G, J, K, M | 200        | 201      | H2      | F, G, J, K, M |
| 2.7        | 2R7      | L0      | A, B, C, D | 24         | 240      | K1      | F, G, J, K, M | 220        | 221      | J2      | F, G, J, K, M |
| 3.0        | 3R0      | M0      | A, B, C, D | 27         | 270      | L1      | F, G, J, K, M | 240        | 241      | K2      | F, G, J, K, M |

\*Non-standard values and custom tolerances are available upon request.

## ATC Part Number Code

ATC Series 600 Case Size (0805) F Capacitance Code: 10 0 Indicates number of zeros following digits of capacitance in picofarads except for decimal values. Capacitance Tolerance J T 250 X T

First 2 significant digits for capacitance. R=Decimal Point

Indicates number of zeros following digits of capacitance in picofarads except for decimal values.

Capacitance Tolerance

Termination Code

WVDC

TV - Vertical Tape and Reel (Optional)

Laser Marked \*\*

Packaging

T - Tape and Reel (Standard)\*

TN = Tin Plated over Nickel Barrier (Standard) RoHS Compliant

W = Tin/Lead Solder Plated over Nickel Barrier

| Code | A        | B       | C        | D       | F   | G   | J   | K    | M    |
|------|----------|---------|----------|---------|-----|-----|-----|------|------|
| Tol. | ±0.05 pF | ±0.1 pF | ±0.25 pF | ±0.5 pF | ±1% | ±2% | ±5% | ±10% | ±20% |

\*4,000 pieces on 7" reel and 500 pieces on prototype reel. Consult ATC for other options.

The above part number refers to a 600F Series (case size F) 10 pF capacitor, J tolerance (±5%), 250 WVDC, with T termination (Tin Plated over Nickel Barrier, RoHS Compliant), Laser Marking and Tape and Reel packaging.

\*\* Marking is optional.

ATC accepts orders for our parts using designations **with** or **without** the "ATC" prefix. Both methods of defining the part number are equivalent, i.e., part numbers referenced with the "ATC" prefix are interchangeable to parts referenced without the "ATC" prefix. Customers are free to use either in specifying or procuring parts from American Technical Ceramics.

For additional information and catalogs contact your ATC representative or call direct at (+1-631) 622-4700.

Consult factory for 500 piece reels for prototyping.

Consult factory for additional performance data.

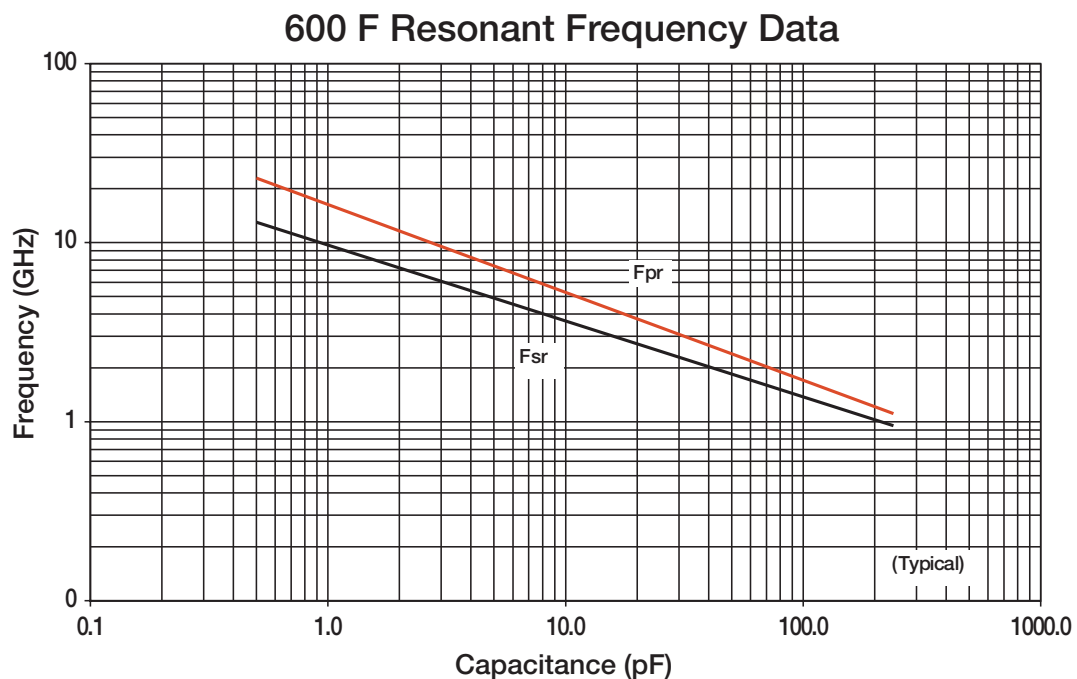
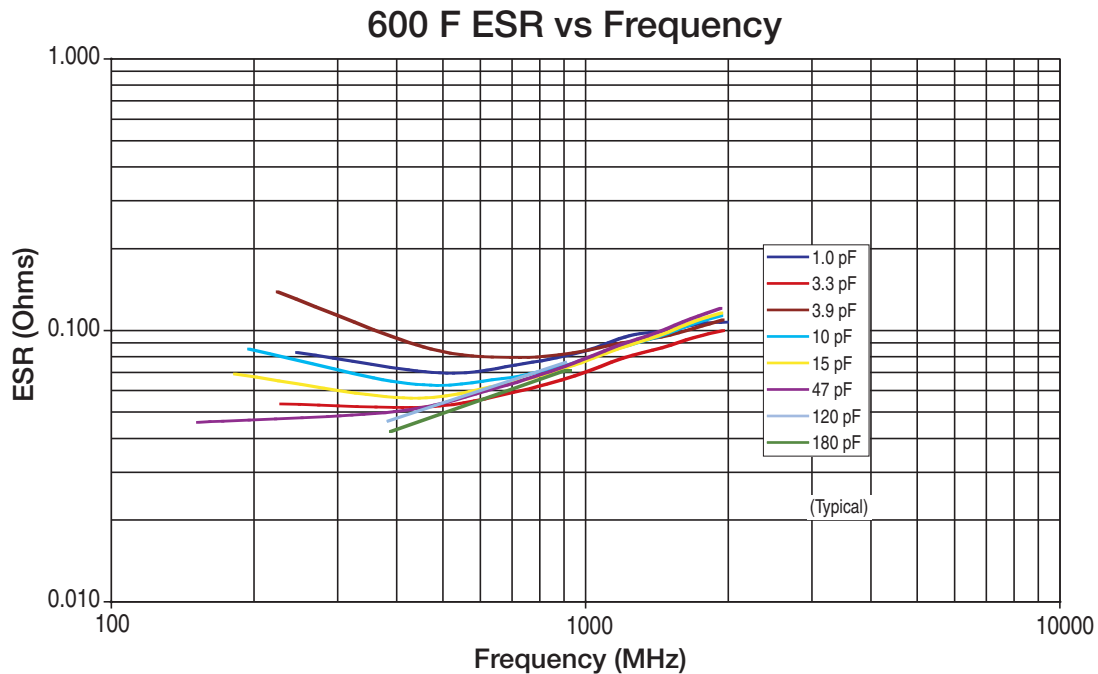
A M E R I C A N T E C H N I C A L C E R A M I C S

ATC North America  
sales@atceramics.com

ATC Europe  
sales@atceramics.com

ATC Asia  
sales@atceramics-asia.com

# ATC 600F Series Ultra-Low ESR, High Q NPO RF & Microwave Capacitors



## ATC 600F Series Data Sheet Test Condition Description

Capacitors horizontally mounted on 23.3-mil thick Rogers RO4350® softboard, 52-mil wide, 1/2 oz. Cu traces.

**FSR** = lowest frequency at which S11 response, referenced at capacitor edge, crosses real axis on Smith Chart.

**FPR** = lowest frequency at which there is a notch in S21 magnitude response.

**A M E R I C A N   T E C H N I C A L   C E R A M I C S**

ATC North America  
sales@atceramics.com

ATC Europe  
saleseur@atceramics.com

ATC Asia  
sales@atceramics-asia.com

[www.atceramics.com](http://www.atceramics.com)

# ATC 600F Series Ultra-Low ESR, High Q NPO RF & Microwave Capacitors

## Outline Dimensions

|             |                                                                                 |                                                          |
|-------------|---------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------|
|             | <b>F (0805)</b><br>L: .079 ± .008 (2.01 ± 0.20)<br>W: .049 ± .008 (1.24 ± 0.20) | T: .051 max. (1.30 max.)<br>Y: .020 ± 0.01 (0.51 ± 0.25) |
| Inches (mm) |                                                                                 |                                                          |

## Suggested Mounting Pad Dimensions

| <p>Horizontal Electrode Orientation</p> <p>Vertical Electrode Orientation</p> |  | Case Sizes L, S and F |                 |                 |                 |             |
|-------------------------------------------------------------------------------|--|-----------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-------------|
| Case Size                                                                     |  | A Min.                | B Min.          | C Min.          | D Min.          |             |
| 0402 (1005)                                                                   |  | .0275<br>(0.70)       | .0354<br>(0.90) | .0157<br>(0.40) | .0866<br>(2.20) |             |
| 0603 (1608)                                                                   |  | .0393<br>(1.00)       | .0433<br>(1.10) | .0236<br>(0.60) | .110<br>(2.80)  |             |
| 0805 (2012)                                                                   |  | .0590<br>(1.50)       | .0512<br>(1.30) | .0236<br>(0.60) | .1259<br>(3.20) |             |
|                                                                               |  |                       |                 |                 |                 | Inches (mm) |

## Design Kits Each Kit contains a selection of standard capacitor values for circuit prototyping.

| Kit #   | Item #      | Description                                                                                           | Cap. Value Range (pF) | Cap. Values (pF)                                                | Tol. (pF) | Price   |
|---------|-------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------|-----------------------------------------------------------------|-----------|---------|
| Kit 32T | DK0032T<br> | 600F Series Ultra-low ESR, High Q Microwave Capacitors<br>16 different values, 15 pcs. min. per value | 0.1 to 2.0            | 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1.0, 1.1, 1.2, 1.5 | ±0.1      | \$90.00 |
|         |             |                                                                                                       |                       | 1.6, 1.8, 2.0                                                   | ±0.25     |         |
| Kit 33T | DK0033T<br> | 600F Series Ultra-low ESR, High Q Microwave Capacitors<br>16 different values, 15 pcs. min. per value | 1.0 to 10             | 1.0, 1.2, 1.5, 1.8, 2.0, 2.2, 2.4, 2.7, 3.0, 3.3                | ±0.1      | \$90.00 |
|         |             |                                                                                                       |                       | 3.9, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2                                         | ±0.25     |         |
|         |             |                                                                                                       |                       | 10                                                              | ±5%       |         |
| Kit 34T | DK0034T<br> | 600F Series Ultra-low ESR, High Q Microwave Capacitors<br>16 different values, 15 pcs. min. per value | 10 to 100             | 10, 12, 15, 18, 20, 22, 24, 27, 30, 33, 39, 47, 56, 68, 82, 100 | ±5%       | \$90.00 |
| Kit 35T | DK0035T<br> | 600F Series Ultra-low ESR, High Q Microwave Capacitors<br>7 different values, 15 pcs. min. per value  | 100 to 240            | 100, 120, 150, 180, 200, 220, 240                               | ±5%       | \$50.00 |

For Online Kit Orders, Catalog & Application Notes, Visit: [www.atceramics.com](http://www.atceramics.com)

Sales of ATC products are subject to the terms and conditions contained in American Technical Ceramics Corp. Terms and Conditions of Sale(ATC document #001-992 Rev. B 12/05). Copies of these terms and conditions will be provided upon request. They may also be viewed on ATC's website at [www.atceramics.com/productfinder/default.asp](http://www.atceramics.com/productfinder/default.asp). Click on the link for Terms and Conditions of Sale.

ATC has made every effort to have this information as accurate as possible. However, no responsibility is assumed by ATC for its use, nor for any infringements of rights of third parties which may result from its use. ATC reserves the right to revise the content or modify its product without prior notice.

© 2002 American Technical Ceramics Corp. All Rights Reserved.

ATC 001-956 Rev. N; 1/15

**A M E R I C A N   T E C H N I C A L   C E R A M I C S**

ATC North America  
sales@atceramics.com

ATC Europe  
sales@atceramics.com

ATC Asia  
sales@atceramics-asia.com

## Anexo C

Aquí mostraremos cuales fueron los instrumentos que fueron utilizados para realizar las a los circuitos desarrollados, todos se encontraban en las instalaciones del laboratorio de altas frecuencias del departamento de electrónica, el cual forma parte de la División de física aplicada de CICESE.

### .1. Analizador de redes de microondas

Se utilizó un analizador de redes marca Agilent Technologies (Keysight) modelo N5245A encontrado en el laboratorio de altas frecuencias. Con la ayuda de este instrumento se pudieron calcular los parámetros S de ambos circuitos (filtro y circuito de rectificación).

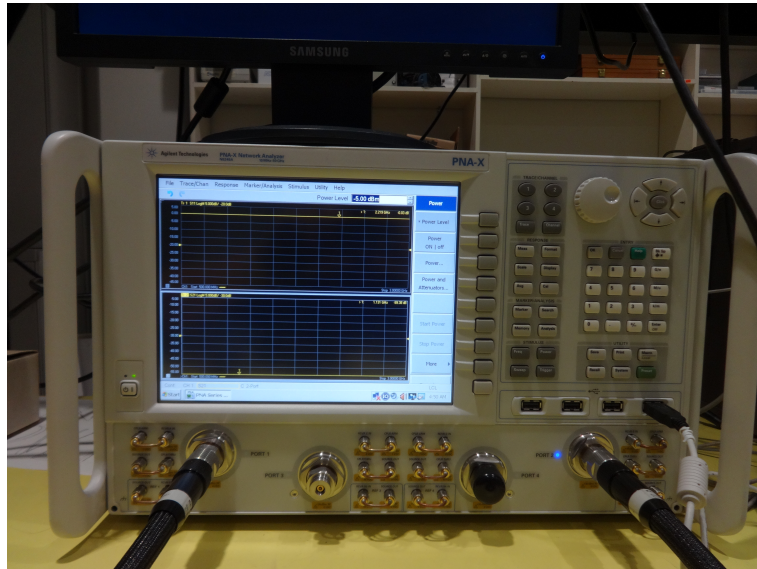
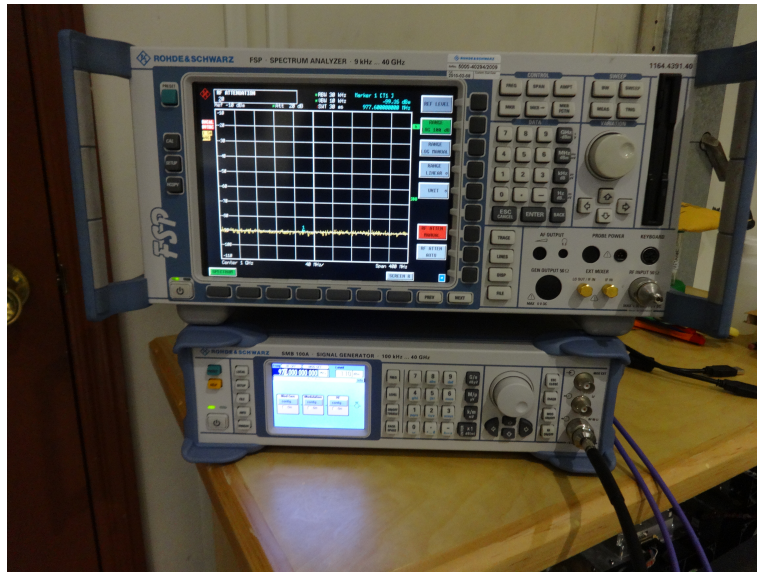


Figura .1. Analizador de redes.

### .2. Generador de señales y analizador de espectros

El generador de señales utilizado fue uno de la marca Rohde & Schwarz SMB 100A, éste instrumento sirvió para inyectar una señal de entrada y poner a prueba la etapa de rectificación, también se utilizó un analizador de espectro marca Rohde & Schwarz, este instrumento ayudó observar el espectro de la señal generada que ingresaba al circuito de rectificación.





**Figura .2.** Generador de señales (abajo), analizador de espectro(arriba).

### **.3. Multímetro**

Se utilizó un multímetro de 6 1/2 dígitos marca Agilent modelo 34401A, el cual sirvió para medir el voltaje de salida de la señal en RF después de ser convertido a DC



**Figura .3.** Multímetro.