

# **ANTENAS PARA APLICACIONES DE CAPTACIÓN DE ENERGÍA EN LA BANDA UHF**

Alonso Martínez Castillo

Tutor: Marta Cabedo Fabrés

Cotutor: Eva Antonino Daviu

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación.

Curso 2013-14

Valencia, 4 de julio de 2014

# Resumen

En este trabajo se hace un recorrido por el concepto de Energy Harvesting aplicado a RF y la alimentación remota de dispositivos (Wireless Power Transmission).

En primer lugar se ha hecho un desarrollo teórico sobre el estado del arte de esta materia y su nivel de madurez hoy en día, con ejemplos de patentes y proyectos de investigación en esta materia.

El principal objeto ha sido la realización de distintos diseños de antenas existentes para este fin y se han realizado algunas medidas para hacer comprobaciones de la viabilidad de esta tecnología. Se han investigado distintas antenas ya existentes, modificando sus parámetros con el fin de ajustarlos a nuestros objetivos. Para ello nos hemos servido de un software de simulación electromagnética para hacer los diseños lo más realista posibles.

También se ha diseñado un multiplicador de tensión, utilizando para ello diodos Schottky y condensadores comerciales, con el objetivo de rectificar la señal de RF que se extrae de dichas antenas. El fin es medir los niveles de tensión continua que se pueden extraer del medio ambiente.

## **Palabras clave:**

rectena, microstrip, antena, multiplicador de tensión, rectificador, WiFi, radiofrecuencia, energy harvesting.

# Resum

En aquest treball es fa un recorregut pel concepte d'Energy Harvesting aplicat a RF i a l'alimentació remota de dispositius (Wireless Power Transmission) .

En primer lloc, s'ha fet un desenvolupament teòric sobre l'estat de l'art d'aquesta matèria i el seu nivell de maduresa hui en dia, amb exemples de patents i projectes d'investigació en aquesta matèria.

El principal objecte ha sigut la realització de diversos dissenys d'antenes existents per a aquest fi i s'han realitzat algunes mesures per a fer comprovacions de la viabilitat d'aquesta tecnologia. S'han investigat distintes antenes ja existents, modificant els seus paràmetres amb el fi d'ajustar-los als nostres objectius. Per a aconseguir açò ens hem servit d'un software de simulació electromagnètica per a fer els dissenys el més realista possible.

També s'ha dissenyat un multiplicador de tensió, utilitzant per açò díodes Schottky i condensadors comercials, amb l'objectiu de rectificar el senyal de RF que s'extrau de les anomenades antenes. El fi és mesurar els nivells de tensió contínua que es poden extraure del medi ambient.

## **Paraules clau:**

rectena, microstrip, antena, multiplicador de tensió, rectificador, WiFi, radiofreqüència, energy harvesting.

# Abstract

In this work, a tour around the concept of Energy Harvesting applied to RF power and remote devices (Wireless Power Transmission) is made.

In first place, a theoretical analysis of the state of the art on this area and its maturity level today has been made, with examples of patents and research projects in this area.

The main object has been to implement different designs of existing antennas for this purpose, making then some measures to check the feasibility of this technology. We have investigated various existing antennas and their parameters have been modified in order to fit our objectives. To do this, we have used electromagnetic simulation software to make our designs as realistic as possible.

The design of a voltage multiplier is also included, using commercial Schottky diodes and capacitors, with the aim of rectifying the RF signal extracted from the antennas. Pursuing to measure the DC voltage levels that may be drawn from the environment.

## **Key words:**

microstrip, antenna, voltage multiplier, rectifier, WiFi, RF, energy harvesting.

# Índice:

<b>Capítulo 1. Introducción y objetivos.....</b>	<b>1</b>
<b>Capítulo 2. Metodología de trabajo del TFG.....</b>	<b>3</b>
2.1 Gestión del proyecto .....	3
2.2 Distribución de tareas .....	3
2.3 Diagrama temporal .....	4
<b>Capítulo 3. Energy Harvesting aplicado a RF .....</b>	<b>5</b>
3.1 Concepto y funcionamiento .....	5
3.2 Historia.....	5
3.3 Primeros experimentos y evolución.....	7
3.4 Patentes .....	8
<b>Capítulo 4. Fundamentos teóricos de las antenas.....</b>	<b>11</b>
4.1 Densidad de potencia radiada .....	12
4.2 Intensidad de radiación .....	12
4.3 Directividad .....	13
4.4 Ganancia .....	14
4.5 Eficiencia .....	14
4.6 Área efectiva .....	15
4.7 Longitud efectiva .....	15
4.8 Impedancia.....	15
4.9 Polarización .....	16
4.10 Ecuación de transmisión .....	17
<b>Capítulo 5. Estructura de una rectena .....</b>	<b>18</b>
5.1 Antena.....	18
5.1.1 Monopolos.....	19
5.1.2 Antenas helicoidales.....	20
5.1.3 Antenas tipo parche y microstrip .....	22
5.2 Adaptación .....	24
5.3 Multiplicador de tensión .....	25
5.3.1 Diodo Schottky.....	26

5.3.2	<i>Esquema básico de un rectificador</i>	27
5.3.3	<i>Esquema de un fijador de tensión</i>	27
5.3.4	<i>Esquema de multiplicador de voltaje</i>	28
5.4	Eficiencia	29
<b>Capítulo 6. Diseño de un multiplicador de tensión</b>		<b>30</b>
6.1	Diodo SMS-7630	31
6.2	Simulación del multiplicador de tensión	33
<b>Capítulo 7. Diseño de antenas para captación de energía</b>		<b>39</b>
7.1	Monopolo circular en tecnología impresa	40
7.2	Monopolo plano de banda ancha	44
7.3	Antena tipo parche en la banda de 2.45 GHz	47
<b>Capítulo 8. Configuraciones para captación de energía y resultados</b>		<b>53</b>
8.1	Medidas utilizadas	53
8.2	Configuración sin alimentador	54
8.3	Configuración con alimentador	56
<b>Capítulo 9. Conclusiones y propuesta de trabajo futuro</b>		<b>58</b>
9.1	Conclusiones	58
9.2	Propuesta de trabajo futuro	59
<b>BIBLIOGRAFIA</b>		<b>60</b>
<b>ANEXOS</b>		<b>62</b>
	Anexo I	62
	Anexo II	62
	Anexo III	63

# Capítulo 1

## Introducción y objetivos

---

En la actualidad, el utilizar energía ambiente para generar energía eléctrica ha disparado las aplicaciones en las que *energy harvesting* da servicio debido a que es una energía ecológica y autónoma que podemos utilizar en infinidad de aplicaciones, como por ejemplo la alimentación de pequeños sensores o microprocesadores que no requieran grandes cantidades de energía para su funcionamiento.

Esta forma de energía, en combinación con las nuevas tecnologías surgidas durante los últimos años, hace que se replanteen las nuevas formas de alimentar los dispositivos inalámbricos que tanto han aflorado en los últimos años.

La transmisión de potencia sin cables (WPT) es una tecnología emergente que está ganando terreno a día de hoy. La capacidad de tener sensores sin baterías, o baterías que no requieran de una carga tan constante, hacen que el interés por la alimentación de dispositivos mediante alimentación remota sea cada día más significativo.

La continua proliferación de dispositivos conectados a la red (*Internet of Things*) hace que el número de dispositivos que necesitan de una pequeña corriente eléctrica para enviar datos, por muy pequeña que sea, impulsa a que este tipo de sistemas se hagan más necesarios día a día, pues en unas pocas décadas nos resultará muy difícil estar pendientes de cargar la batería de todos nuestros aparatos y sensores.

Aunque hoy en día, esta forma de suministro de energía está todavía poco o nada explotada, se prevé que en los próximos años sea una de las formas más comunes de alimentar los dispositivos del futuro.

Esta tecnología no es nueva para nosotros, pues existen tecnologías consolidadas que están presentes en nuestros días y las utilizamos a diario, como por ejemplo las conocidas tarjetas de RFID (bonometro, bonobus, etc), donde un pequeño campo excita una antena dentro de una tarjeta y esta responde utilizando la energía recibida.

También conviene mencionar, que no podemos hablar sobre transmisión de potencia inalámbrica sin antes mencionar el concepto de rectena, que no es ni más ni menos que el conjunto de un rectificador y una antena que hacen posible la captación y conversión de la energía de radiofrecuencia disponible en el ambiente a corriente continua, con la finalidad de alimentar los dispositivos (principalmente sensores y microprocesadores de bajo consumo) necesarios para una aplicación final.

En este trabajo se va a realizar una revisión de la situación actual en que se encuentra este tipo de sistemas y su factibilidad hoy en día.

Los objetivos a desarrollar en este trabajo serán:

- Estudio del estado del arte de las aplicaciones de *energy harvesting* aplicado a la radiofrecuencia.
- Conocer la metodología utilizada en la captación de energía en la banda UHF en experimentos anteriores.
- Realizar la simulación de un multiplicador de voltaje con el fin de poder realizar medidas teóricas para comprobar la eficiencia de este tipo de sistemas.
- Se realizarán varios diseños y simulaciones de antenas comunes modificando sus parámetros para adaptarlos a este tipo de aplicaciones.
- Se hará un análisis teórico de resultados con medidas de campo de estudios anteriores para comprobar los niveles de tensión DC que se consiguen y comprobar a qué tipo de aplicaciones podría dar servicio este sistema.
- Por último se extraerán conclusiones sobre los resultados obtenidos.

# Capítulo 2

## Metodología de trabajo del TFG

---

En este capítulo se detalla la metodología utilizada para llevar a cabo el Trabajo de Final de Grado, cuyos puntos son gestión del proyecto, distribución de tareas y diagrama temporal:

### 2.1 Gestión del proyecto

En primer lugar, para enfocar este proyecto se ha tenido en cuenta que su destino es un fin profesional, por eso toda la información relacionada con el proyecto ha sido extraída de fuentes didácticas con fines aplicativos.

Para la resolución del proyecto se ha hecho acopio de toda la información disponible en libros, web, revistas y publicaciones, con el fin de lograr una idea general de la situación de la materia a tratar a fin de adaptar la información existente a los objetivos del trabajo.

El proceso a seguir durante todo el trabajo se ha basado en la realización de las tareas descritas más abajo (Apartado 2.2) y en la posterior consulta de cada una de ellas con la tutora y cotutora del proyecto para la corroboración y corrección de las mismas, a fin de trabajar en la mejor dirección posible durante todo el proceso.

### 2.2 Distribución de tareas

La distribución de tareas ha seguido el siguiente proceso:

En la primera fase, se ha llevado a cabo un proceso de búsqueda general de información relacionado con el estado del arte de esta materia, adquiriendo bibliografía sobre que es una rectena, para que se usa, los componentes básicos con los que está formada, su historia, investigaciones actuales y patentes que se basen en esta tecnología.

La segunda fase ha consistido en una búsqueda específica de información sobre antenas y multiplicadores de voltaje, recogiendo información sobre su fabricación y diseño para la posterior aplicación.

La tercera fase se ha basado en el diseño de un circuito multiplicador de frecuencia con el software MicroWave Office, contando con los inconvenientes que un diseño puede acarrear y que por lo tanto demoran la resolución del mismo. También en esta fase se ha realizado una búsqueda de diodos Schottky y condensadores comerciales para realizar la simulación lo más realista posible como exige la profesionalidad de este proyecto.

La cuarta fase, y la más compleja, ha sido la simulación de distintos prototipos de antena basados en modelos ya existentes, pero modificando algunos parámetros de estas antenas para adaptarlas a los objetivos que se han buscado en este trabajo.

La quinta fase ha consistido en realizar cálculos teóricos a partir de medidas de campo ya existentes para obtener conclusiones sobre la funcionalidad del sistema ideado, para comprobar la cantidad de energía recolectada y testear todo el dispositivo en su conjunto.

Como fase común a todas las anteriores tenemos la redacción de la memoria, que ha sido redactada durante todo el periodo que han durado las anteriores fases, extendiéndose ésta por un corto periodo a la finalización de la quinta fase.

## 2.3 Diagrama temporal

A continuación se muestra el diagrama temporal (Figura 1) del desarrollo de nuestro trabajo:



Figura 1. Diagrama temporal de Gantt del TFG.

# Capítulo 3

## Energy Harvesting aplicado a RF

---

### 3.1 Concepto y funcionamiento

Energy harvesting o recolección de energía es el proceso por el cuál la energía producida por fuentes externas (energía solar, térmica, eólica, etc) es capturada y aprovechada para alimentar pequeños dispositivos para que posean cierta autonomía.

Estos recolectores de energía proveen de una pequeña cantidad de energía a dispositivos electrónicos de bajo consumo evitando tener que preocuparse por el suministro energético a estos dispositivos. Las fuentes de energía utilizadas son aprovechadas del ambiente donde encontramos cantidades de energía procedentes de distintas fuentes como el Sol o como la energía transportada por las ondas electromagnéticas de los servicios de radiodifusión tan presentes en nuestros días y que prácticamente están omnipresentes en todos los espacios urbanos [1].

En principio, el origen de esta energía ambiente puede ser cualquiera, aunque nosotros en este trabajo nos centraremos en la energía procedente de las ondas de radiofrecuencia en la banda de microondas. Una vez capturada esta energía ambiental de radiofrecuencia y rectificada para convertirla en tensión continua podemos usarla de dos maneras diferentes: la primera consiste en utilizar directamente esta energía para alimentar algún tipo de dispositivo, la segunda consiste en almacenarla en condensadores o baterías para su posterior uso.

### 3.2 Historia

Energy harvesting es un concepto que parece relativamente nuevo, pero su origen se remonta a los antiguos molinos de viento y de agua que ya hacían uso de esta tecnología. La invención de este término no es atribuible a una persona en concreto, pero ya en la antigua Grecia se hacía uso de este tipo de tecnología.

El uso de la energía disponible en el medio ambiente ha sido utilizada a lo largo de la historia para diferentes aplicaciones. El Sol como generador de energía térmica, el viento y las olas

como generador de energía cinética, y así una innumerable lista de fuentes de energía que nos rodean y que apenas nos damos cuenta de que existen. El uso de estas fuentes ha sido casi siempre la generación de energía mecánica o calorífica.

Pero tras el descubrimiento del electromagnetismo y de la electricidad, otras nuevas formas de generación de energía se han desarrollado en dirección a la producción de energía eléctrica durante los últimos 100 años.

En 1891 Nikola Tesla propuso el término de transmisión de energía sin hilos, la cual demostró [2] [3] y patentó. En una de estas patentes relacionadas con esta tecnología, Tesla describe varias maneras de transmitir perturbaciones eléctricas a través de un medio natural: “One of these ways consists of producing by a suitable apparatus rays or radiations that is disturbances which are propagated in straight lines through space, directing them upon a receiving or recording apparatus at a distance, and thereby bringing the latter into action. This method has been brought particularly into prominence in recent years through investigations by Heinrich Hertz.” Aunque en este párrafo Tesla nombra el concepto de perturbaciones eléctricas, es obvio que se refiere a ondas electromagnéticas. En una de las reclamaciones de esta patente, Tesla reclama que el método patentado utiliza los efectos o disturbios transmitidos a través de un medio natural a una distancia de la fuente para almacenar esta energía en un condensador eléctrico y así poder obtener energía para hacer funcionar un dispositivo receptor durante periodos de duración predeterminados.

Aunque Tesla no obtuvo éxito a la hora de implementar su sistema de transmisión de energía sin hilos para uso comercial, si hizo experimentos como transmitir potencia con un oscilador que operaba a 100MV a 150 KHz. Esto fracasó pues la radiación se produjo de manera omnidireccional, además de que la longitud de onda de 150 KHz es aproximadamente 2 Km.

Más tarde, a raíz de la Segunda Guerra Mundial, se desarrollaron numerosos avances en el campo de las microondas, inventándose el magnetrón y klistrón. Esto permitió que la rectificación de ondas microondas fuera un elemento de estudio. William C. Brown, en la década de los cincuenta, fue pionero en el estudio de esta materia en la era moderna, pero no fue hasta los sesenta cuando se desarrolló el primer dispositivo eficiente para la recepción y rectificación de ondas de microondas.

A partir de ese momento, se han ido desarrollando muchos experimentos para desarrollar dispositivos que fueran capaces de realizar esta empresa, pero los límites tecnológicos de los dispositivos existentes dificultaban su puesta en marcha.

Como dato mencionable, tenemos que el récord mundial de conversión RF-DC con una rectena tuvo una eficiencia del 90% con una potencia de entrada de 8W en la banda de 2.45GHz. Aunque hoy en día, esta forma de suministro de energía está todavía poco o nada explotada, se prevé que en unos años sea una de las formas más comunes de alimentar los dispositivos del futuro [4].

### 3.3 Primeros experimentos y evolución

Tras hacer un repaso general sobre la historia de esta tecnología, pasaremos a analizar más detalladamente los experimentos realizados en el campo de energy harvesting aplicado a RF y los experimentos relacionados con la alimentación remota de dispositivos.

En 1958, un tubo amplificador de campo cruzado con una potencia media de 15 KW se desarrolló en la compañía Raytheon. Este poseía una eficiencia de conversión del 81%.

William C. Brown inventó (1964) y patentó (1969) el término rectena, demostrando su correcto funcionamiento alimentando un helicóptero miniaturizado mediante ondas de microondas.

En 1973, Peter E. Glaser consiguió una patente por su método de transmisión de energía a larga distancia (desde el espacio) usando microondas desde un satélite con una antena de un diámetro estimado de 1Km hacia una antena de tamaño mucho mayor situada en la superficie de la Tierra. El nombre del satélite era SPS (Solar Power Satellite), y está diseñado como una planta de energía eléctrica orbitando en la órbita geoestacionaria (GEO). El satélite estaría formado por tres segmentos: un colector de energía solar que convierte la energía solar a corriente continua, un conversor de continua a microondas y un gran array de antenas para enviar la potencia hacia la tierra. Se espera que este realizado para el año 2030 [5].

Otro experimento es el concepto de Torre solar (Figura 2) que fue propuesto en 1997 por la NASA. Consiste en una estructura lineal de unos 15 Km de longitud a la que se enganchan parejas de módulos fotovoltaicos de 1 MW cada uno. En el extremo inferior de la estructura, que apunta a la Tierra, se sitúa la antena emisora, de unos 250 m de diámetro. La potencia total radiada por el sistema rondaría los 250 MW a una frecuencia de 5.8 GHz. La propuesta preveía una constelación de torres solares que se ubicarían en una órbita heliosíncrona cercana a la Tierra (no geosíncrona). Irían radiando la energía a una red de antenas receptoras repartidas sobre la superficie del planeta, cada una de unos 4 Km de diámetro [6].

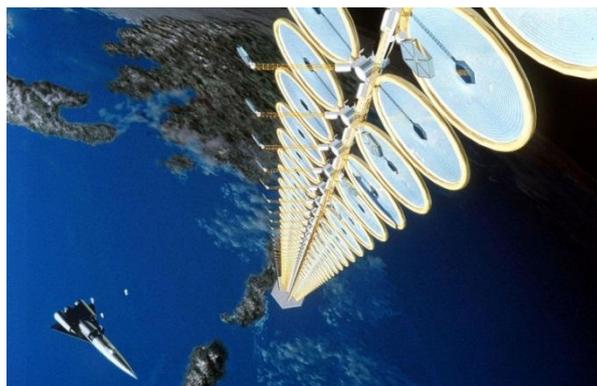


Figura 2. Torre solar ideada por la NASA [6].

Existen otros experimentos llevados a cabo por distintos laboratorios de empresas los cuales han realizado experimentos para la captación de potencia a partir de la energía de RF del ambiente. Por ejemplo, los laboratorios Intel alimentaron una estación meteorológica con una pantalla LCD (Figura 3), y lo hicieron con una antena de televisión en dirección a un repetidor a 4 km de

distancia, centrándose en el canal de radiofrecuencia entre 674 y 680 MHz, con una radiación de potencia efectiva de 960 KW. La antena receptora era de UHF con 5 dBi de ganancia y consiguieron medir  $60\mu\text{W}$  [7].



Figura 3. Estación meteorológica con pantalla LCD alimentada por Energy Harvesting. Fuente: <http://www.ison21.es/wp-content/uploads/2009/01/intel-rf-harvesting.jpg>

Otras investigaciones llevadas a cabo son las realizadas por los ingenieros y científicos del *Georgia Institute of Technology* de Estados Unidos, los cuales han conseguido crear una rectena más eficiente que conseguía unos niveles de potencia de  $70\mu\text{W}$  a una distancia de 6.5 km de un repetidor de televisión y captando esta energía en toda la banda de UHF [8].

## 3.4 Patentes

Toda la información sobre patentes ha sido extraída del siguiente enlace: <http://www.google.com.br/patents/>

- ***Rectena para aplicaciones de alto voltaje*** (Patente nº US 6369759 B1)

En esta patente encontramos un sistema con antenas tipo parches y circuitos adaptadores para acoplar las altas frecuencias y que no se produzcan pérdidas. Esto se logra gracias a unas ranuras que permiten minimizar la rerradiación y obtener el máximo de energía de la señal de radiofrecuencia, como podemos ver en la Figura 4.

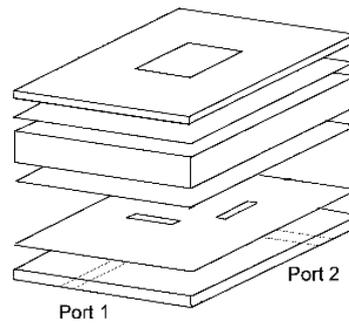


Figura 4. Antena tipo parche alimentada a través de ranuras. Fuente: <http://www.google.com.br/patents/US6369759>

Con este método de fabricación de rectena, se logra separar la energía en dos circuitos y rectificarla por separado (con distintas polarizaciones correspondientes a las dos aperturas) para luego sumar la tensión en continua.

- **Rectena de alta frecuencia** (Patente n° US 5043739 A):

Este dispositivo está formado por un array de antenas con rectificadores que emplea diodos de emisión de campo para rectificar las ondas de microondas y ondas de frecuencias superiores.

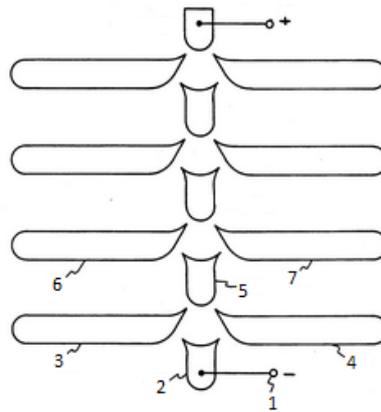


Figura 5. Array de rectenas en serie de onda completa.

(Fuente: <http://www.google.es/patents/US5043739>)

El funcionamiento de este dispositivo es el siguiente. En primer lugar nos encontramos un primer terminal 1 conectado eléctricamente a otro terminal de carga 2. La señal

electromagnética que será rectificadora hará que los electrones fluyan desde el terminal 2 a las dos mitades de antena 3 y 4. A la vez estos dos terminales harán que los electrones fluyan al terminal 5, actuando este como terminal ánodo de la antena que forman 3 y 4. El terminal 5 a su vez provocará la circulación de los electrones a los dos terminales 6 y 7, que juntos forman otra antena, actuando en este caso el terminal 5 como cátodo de esta antena. Así los electrones continúan fluyendo a través de los distintos terminales hasta llegar al ánodo del circuito. Con esta configuración en serie se logra aumentar la tensión entre los dos terminales, el positivo y el negativo.

- **Pequeña rectena para un transpondedor de RFID** (Patente nº US 7268736 B1)

Pequeña rectena con una delgada capa de material conductor formado en una superficie de sustrato dieléctrico y un pequeño patrón de ranuras dibujado en la capa del conductor.

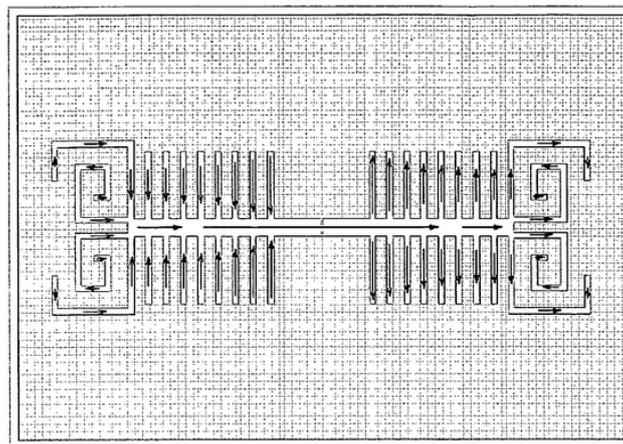


Figura 6. Antena para aplicaciones de RFID compuesta por dos antenas conjugadas eléctricamente. Fuente: <http://www.google.de/patents/US7268736>

Esta antena posee una innovación que consiste en dos pequeñas antenas eléctricamente idénticas y conjugadas, logrando una mejor ganancia para un mayor ancho de banda global, sin afectar fuertemente a las características de polarización y sección recta radar.

# Capítulo 4

## Fundamentos teóricos de las antenas

Las primeras antenas fueron desarrolladas por Hertz, en el año 1887, quien demostró la existencia de ondas electromagnéticas, tal y como había previsto teóricamente Maxwell en 1854. Hertz utilizó como antena transmisora un dipolo y como receptora una espira.

Los sistemas de comunicación o radiodifusión mediante ondas electromagnéticas radian la potencia producida por el generador en una región angular del espacio. Tan sólo se recibe una pequeña fracción de la potencia radiada. En cambio la atenuación de los campos es inversamente proporcional a la distancia, y la densidad de potencia es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia, por lo que duplicar la distancia entre el emisor y el receptor tan solo supone perder 6 dB de señal.

Todas las ondas se caracterizan por su frecuencia y su longitud de onda, estas dos relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, que generalmente tiene las propiedades del vacío ( $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ), con  $c = f\lambda$ .

El espectro de radiofrecuencia disponible para aplicaciones de comunicaciones es el siguiente, dividido en décadas por banda:

	Frecuencia	Long. onda	Denominación
<b>ELF</b>	< 3 KHz	> 100 Km	Extremely Low Frequency
<b>VLf</b>	3 – 30 KHz	100 – 10 Km	Very Low Frequency
<b>LF</b>	30 – 300 KHz	10 – 1 Km	Low Frequency
<b>MF</b>	0.3 – 3 MHz	1000 – 100 m	Medium Frequency
<b>HF</b>	3 – 30 MHz	100 – 10 m	High Frequency
<b>VHF</b>	30 – 300 MHz	10 – 1 m	Very High Frequency
<b>UHF</b>	0.3 – 3 GHz	100 – 10 cm	Ultra High Frequency
<b>SHF</b>	3 – 30 GHz	10 – 1 cm	Super High Frequency
<b>EHF</b>	30 – 300 GHz	10 – 1 mm	Extremely High Frequency

Tabla 1. Bandas de frecuencia por década

Los principales parámetros de las antenas van a ser los factores a tener en cuenta a la hora de diseñar una antena eficiente en la banda que deseamos para la captación de energía. Para lograr que la transferencia de energía desde el ambiente hacia el rectificador sea lo más eficiente posible y que las pérdidas de energía sean mínimas, debemos actuar sobre estos parámetros de manera muy cuidadosa.

## 4.1 Densidad de potencia radiada

La densidad de potencia radiada se define como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección. Las unidades son vatios por metro cuadrado. Se puede calcular a partir de los valores eficaces de los campos como:

$$\vec{P}(\theta, \phi) = \text{Re} (\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (4.1)$$

La relación entre el módulo del campo eléctrico y el módulo del campo magnético es la impedancia característica del medio:

$$\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \eta \quad (4.2)$$

Por lo tanto la densidad de potencia radiada también se puede calcular a partir de las dos componentes del campo eléctrico:

$$P(\theta, \phi) = \frac{E_\theta^2 + E_\phi^2}{2\eta} \quad (4.3)$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una esfera que encierre a la antena [9]:

$$P_r = \iint \vec{P}(\theta, \phi) * d\vec{s} \quad (4.4)$$

## 4.2 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección. Las unidades son vatios por estereorradián. Dicho parámetro es independiente de la distancia a la que se encuentra la antena.

La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es

$$K(\theta, \phi) = \vec{P}(\theta, \phi)r^2 \quad (4.5)$$

La potencia total radiada se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio:

$$P_r = \iint K(\theta, \phi) * d\Omega \quad (4.6)$$

El diferencial de ángulo sólido se puede calcular en coordenadas esféricas como [9]:

$$d\Omega = \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (4.7)$$

### 4.3 Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia, y la densidad de potencia que radiaría a la misma distancia una antena isotrópica con la misma potencia radiada. Se obtiene mediante la fórmula:

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (4.8)$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación.

$$D = \frac{P_{max}}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (4.9)$$

La directividad se puede obtener en general a partir del diagrama de radiación de la antena.

$$D = \frac{P_{max}}{\frac{\iint P(\theta, \phi) r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi}{4\pi r^2}} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (4.10)$$

Donde  $\Omega_e$  se define como el ángulo sólido equivalente.

Para antenas directivas, con un solo lóbulo principal, y lóbulos secundarios de nivel despreciable, se puede obtener una directividad aproximada considerando que se produce radiación uniforme en un ángulo sólido obtenido a partir de los anchos de haz a -3 dB en los dos planos principales del diagrama de radiación [9].

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_e} = \frac{4\pi}{\theta_1 \theta_2} \quad (4.11)$$

## 4.4 Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia, y la densidad de potencia que radiaría a la misma distancia una antena isotrópica con la misma potencia entregada.

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{P_e}{4\pi r^2}} \quad (4.12)$$

Si no se especifica la dirección angular se sobreentiende que la ganancia se refiere a la dirección de máxima radiación [9].

$$G = \frac{P_{max}}{\frac{P_e}{4\pi r^2}} \quad (4.13)$$

Para estimar la medida de la ganancia existen dos métodos de medida: absoluto y por comparación. La medida absoluta se hace con antenas que después se van a utilizar como referencia en otras medidas. Las dos antenas usadas generalmente como patrones en la medida de otras son el dipolo resonante en  $\lambda/2$  (con una ganancia de 2.1 dB) y las bocinas piramidales (con ganancias entre 10 y 25 dB).

Hay varias técnicas para determinar la ganancia absoluta de una antena, todas ellas basadas en la fórmula de la transmisión:

$$PIRE = P_r D = P_e G \quad (4.14)$$

En la medida se supone que las antenas se encuentran en campo lejano, están adaptadas, alineadas en la máxima radiación, que existe adaptación de polarización y que la distancia entre ellas y la frecuencia de trabajo son datos conocidos.

## 4.5 Eficiencia

La eficiencia se define como la relación entre la potencia radiada por una antena y la potencia entregada. La eficiencia es un número comprendido entre cero y la unidad.

$$\eta = \frac{P_t}{P_e} \quad (4.15)$$

La relación entre la ganancia y la directividad es la eficiencia.

$$G = D\eta \quad (4.16)$$

Si una antena no tiene pérdidas la directividad y la ganancia son iguales [9].

## 4.6 Área efectiva

El área efectiva se define como la relación entre la potencia recibida y la densidad de potencia incidente en una antena. La antena debe estar adaptada a la carga, de forma que la potencia transferida sea la máxima. La onda recibida debe estar adaptada en polarización a la antena [9]:

$$A_{ef} = \frac{P_r}{P_i} \quad (4.17)$$

## 4.7 Longitud efectiva

La longitud efectiva de una antena linealmente polarizada se define como la relación entre la tensión inducida en una antena en un circuito abierto y el campo incidente [9]:

$$l_{ef} = \frac{V_a}{E_i} \quad (4.18)$$

## 4.8 Impedancia

La impedancia de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada. Dicha impedancia es en general compleja. La parte real se denomina resistencia de antena y la parte imaginaria, reactancia de antena:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_a + jX_a \quad (4.19)$$

Se define la resistencia de radiación como la relación entre la potencia total radiada por una antena y el valor eficaz de la corriente en sus terminales de entrada, elevada al cuadrado.

Se define la resistencia óhmica de una antena como la relación entre la potencia disipada por efecto de pérdidas resistivas y la corriente en sus terminales al cuadrado. Por lo tanto la resistencia de antena la podemos considerar como la suma de la resistencia de radiación y la resistencia óhmica.

$$R_a = R_r + R_\Omega \quad (4.20)$$

También se puede definir una resistencia de radiación referida a la corriente en un punto arbitrario de la antena. La resistencia de radiación referida al máximo es la relación entre la potencia total radiada por una antena y la corriente eficaz en el punto de la antena en el que la distribución espacial de corrientes toma un valor máximo. Dicho valor máximo no se refiere a la variación en el dominio del tiempo, sino al valor de la corriente en distintos puntos de la antena.

$$P_t = I_i^2 R_r = I_m^2 R_{rm} \quad (4.21)$$

La eficiencia de una antena se puede obtener a partir de las resistencias de radiación y óhmica, teniendo en cuenta que es la relación entre la potencia total radiada y la potencia entregada a la antena [9].

$$\eta_t = \frac{P_t}{P_t + P_\Omega} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (4.22)$$

## 4.9 Polarización

La polarización de una antena es la polarización de la onda radiada por la antena en una dirección dada.

La polarización de una onda es la figura geométrica determinada por el extremo del vector que representa al campo eléctrico en función del tiempo, en una posición dada. Para ondas con variación sinusoidal dicha figura es en general una elipse. Hay una serie de casos particulares. Si la figura trazada es una recta, la onda se denomina linealmente polarizada, si es un círculo circularmente polarizada.

El sentido de giro del campo eléctrico, para una onda que se aleja del observador, determina si la onda está polarizada circularmente a derechas o a izquierdas. Si el sentido de giro coincide con el de las agujas del reloj, la polarización es circular a derechas. Si el sentido de giro es el contrario a las agujas del reloj, la polarización es circular a izquierdas. El mismo convenio aplica a las ondas con polarización elíptica.

Se define la relación axial de una onda polarizada elípticamente, como la relación entre los ejes mayor y menor de la elipse de polarización. Para una onda polarizada elípticamente, su relación axial siempre es mayor que 1 (> 0 dB). Para las ondas polarizadas circularmente tenemos que su relación axial equivale a 1 (0 dB) y para las ondas linealmente polarizadas su relación axial tiende a infinito. Estos son valores teóricos. En la práctica, una onda cuya relación axial está por debajo de 3 dB, se puede considerar que tiene una polarización circular a efectos prácticos [10].

Los campos, representados en notación compleja o fasorial, permiten determinar la variación temporal a partir de cada una de las componentes ortogonales a la dirección de propagación [9].

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\vec{E}(\vec{r}) e^{j\omega t}\} \quad (4.23)$$

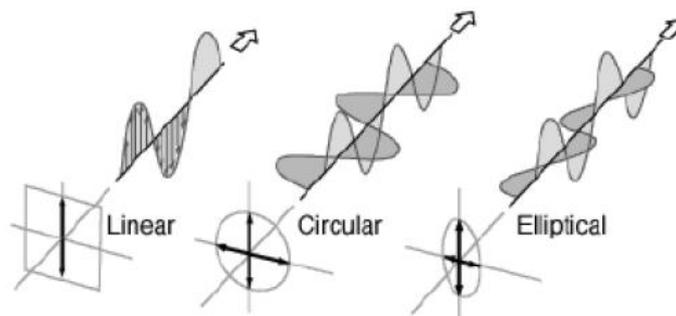


Figura 7. Polarización lineal, circular y elíptica [11].

## 4.10 Ecuación de transmisión

Si consideramos un enlace de comunicaciones entre dos puntos, con dos antenas separadas una distancia  $r$  y la antena transmisora es isotrópica (potencia transmitida se reparte por igual en todas las direcciones del espacio) la densidad de potencia en cualquier punto se distribuiría equitativamente en una esfera, siendo la potencia en cualquier punto:

$$P_i(\theta, \phi) = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (4.24)$$

Pero esto solo sucede idealmente. En un caso real, la antena transmisora es directiva, por lo que para calcular la densidad de potencia hay que tener en cuenta la definición de directividad:

$$P_i(\theta, \phi) = \frac{P_t}{4\pi r^2} D(\theta, \phi) \quad (4.25)$$

La potencia recibida en una antena, en el caso de que haya adaptación será:

$$P_r = P(\theta, \phi) A_{ef}(\theta', \phi') \quad (4.26)$$

En el caso de que las antenas transmisora y receptora estén orientadas en la dirección del máximo del diagrama de radiación, la expresión final es:

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} D_t A_{ef} \quad (4.27)$$

La relación entre la ganancia y el área efectiva de cualquier antena es:

$$A_{ef}(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_r(\theta, \phi) \quad (4.28)$$

Teniendo en cuenta dicha relación la ecuación de transmisión se puede escribir también a partir de las directividades de las antenas transmisora y receptora. En el caso particular en que no haya pérdidas:

$$P_r = \frac{P_t D_t}{4\pi r^2} A_{ef} = \frac{P_t D_t}{4\pi r^2} D_r \frac{\lambda^2}{4\pi} = P_t D_t D_r \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (4.29)$$

En la práctica, las antenas transmisora y receptora poseen pérdidas óhmicas, por lo que tendremos que tener en cuenta las eficiencias en transmisión y recepción. Además habrá que tener en cuenta los coeficientes de adaptación de impedancias, tanto en transmisión como en recepción y las pérdidas de transmisión en el medio y el desacoplo de polarización, que se añadirían a nuestra ecuación en el denominador haciendo que la potencia recibida sea menor. Estas pérdidas deben ser tenidas en cuenta a la hora de realizar la antena de nuestro sistema pues se trata de conseguir la mayor adaptación posible y la mayor recolección de energía [9].

# Capítulo 5

## Estructura de una rectena

---

Una rectena (Figura 8) es un conjunto de dispositivos que se utiliza para convertir directamente ondas de radiofrecuencia en corriente continua. Se compone básicamente de dos componentes: una antena y un rectificador. La antena es la encargada de capturar la energía de RF del medio mientras que el rectificador se encarga de convertir la energía de RF a corriente continua. Además, debido a que la tensión captada del ambiente normalmente es demasiado baja, se utiliza en vez de un rectificador solamente, una configuración llamada multiplicador de tensión, formada por fijadores de tensión y rectificadores, y que nos permite aumentar la tensión en los bornes de salida de nuestro dispositivo. Todo ello debe estar adaptado para la banda en la que estemos trabajando para evitar reflexiones que se puedan producir en los cambios de impedancia, y que por consiguiente disminuirían la eficiencia de nuestra rectena.

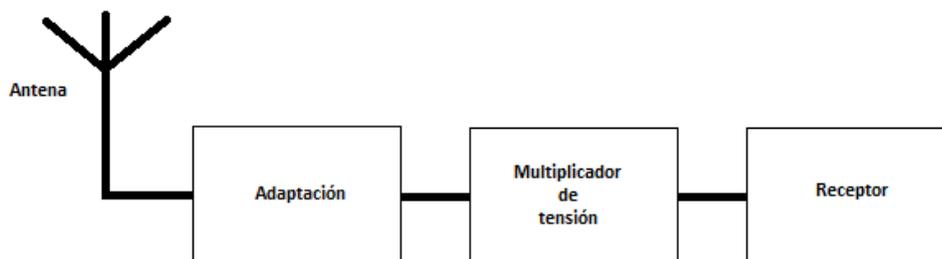


Figura 8. Esquema de una rectena.

### 5.1 Antena

La antena de la rectena puede ser cualquier tipo de antena, por ejemplo un dipolo, un monopolo, una antena Yagi-Uda, antena microstrip, parche coplanar, antena espiral o una antena parabólica. Pero la elección final de esta la va a determinar la configuración que vayamos a utilizar en nuestro dispositivo de captación (ver Apartado 8). La antena es uno de los elementos de la cadena más importante pues de ella dependerá el correcto funcionamiento de todo el sistema y la eficiencia máxima que vayamos a lograr. Debido a la enorme cantidad de antenas existentes, en este apartado haremos un repaso teórico de las que mejor se adaptan a

este tipo de aplicaciones, tanto por su bajo coste y sencillez de fabricación como por sus propiedades. Analizaremos los monopolos, las antenas helicoidales y las antenas tipo parche.

### 5.1.1 Monopolos

Los monopolos son antenas formadas por hilos y planos de masa, alimentados por una línea de transmisión. Utilizando la teoría de imágenes se pueden obtener sus características de radiación a partir de las del dipolo.

Los monopolos tienen la misma corriente que los dipolos y los campos radiados son los mismos en el semiplano superior, mientras que el campo es cero en el semiplano inferior del monopolo. El único cambio que hay que tener en cuenta es que la impedancia de un monopolo es la mitad de la de un dipolo completo. Por ejemplo, en un monopolo de un cuarto de onda, la impedancia es la mitad que la de dipolo de media onda ( $Z_{in} = 36.5 + j21.25 \Omega$ ). Esto es entendible ya que sólo la mitad de la tensión se requiere para conducir un monopolo a la misma corriente.

El monopolo plano tiene ciertas ventajas frente al monopolo de hilo, pues posee un mayor ancho de banda gracias a la geometría que este posee.



(a)



(b)

Figura 9. Antena monopolo plano (a) e impreso (b).

Para fabricar este tipo de antenas, tenemos las Antenas Monopolo Impresas (AMIs), basadas en el monopolo común. Estas son planas y tienen el plano de tierra impreso junto con el parche en el mismo dieléctrico. Estas antenas tienen un patrón de radiación similar al de una antena de dipolo y pueden ser integradas con otros componentes sobre una tarjeta de circuito impreso (PCB), tienen un tamaño reducido sobre un dieléctrico y son de fácil fabricación (Figura 9.b).

Las AMIs pueden ser vistas como un caso especial de la configuración de las antenas de microcintas, con un plano de tierra parcial que está localizado en la superficie inferior del dieléctrico. El parche de estas antenas es fabricado sobre un sustrato de dieléctrico.

Otro diseño muy sencillo y fácil de realizar es un monopolo plano en tres dimensiones, es decir, un plano de masa y el monopolo perpendicular a él.

Otra forma de realizar un monopolo es basándose en tecnología microstrip, cuyo diseño se basa en el diseño de antenas tipo parche explicado más adelante [11].

### 5.1.2 Antenas helicoidales

La hélice [12] es un radiador sencillo que se consigue arrollando un hilo conductor a modo de bobina. La hélice suele ir acompañada de un plano conductor en su base. La configuración geométrica consiste en N vueltas de hilo, cada vuelta tiene un diámetro D y están separadas un espaciado S entre sí (Figura 10).

La longitud total de la antena es  $L = NS$ , mientras que la longitud del hilo es  $L_n = NL_0$ , siendo  $L_0 = \sqrt{S^2 + C^2}$  la longitud de una vuelta y  $C = \pi D$  el perímetro de la circunferencia de un corte transversal al eje de la hélice. Otro parámetro es el ángulo  $\alpha$  de avance de la hélice, que indica cómo progresa la hélice axialmente. Se define como el ángulo que forman una tangente a la hélice y un plano perpendicular al eje de la misma. Así, si  $\alpha = 0^\circ$  la hélice queda reducida a una simple espira de N vueltas. El ángulo de avance se calcula mediante:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{S}{C}\right) \tag{5.1}$$

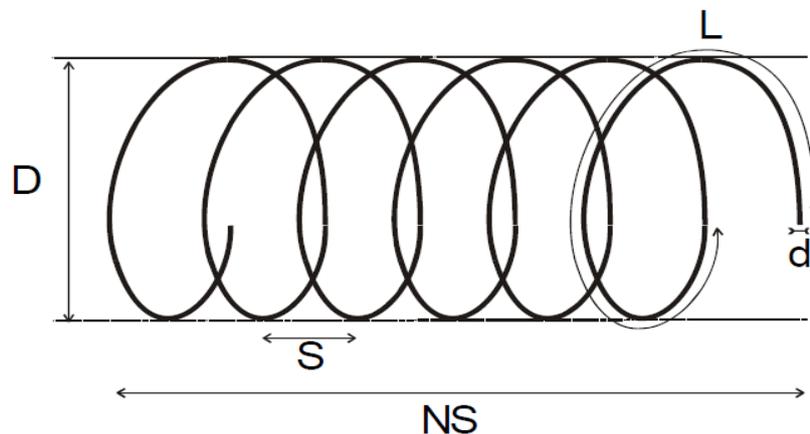


Figura 10. Geometría de la hélice.

La impedancia depende sobre todo del grosor del hilo empleado y del ángulo  $\alpha$  de avance. La polarización es elíptica en general, aunque pueden conseguirse polarizaciones circulares e incluso lineales. La espira puede funcionar en dos modos: el modo normal (cuando las dimensiones de la hélice son eléctricamente pequeñas) y el modo axial, que es el que consideraremos en nuestro trabajo. En este modo la radiación se produce en dirección axial (endfire) con polarización circular en un amplio margen de frecuencias (2:1).

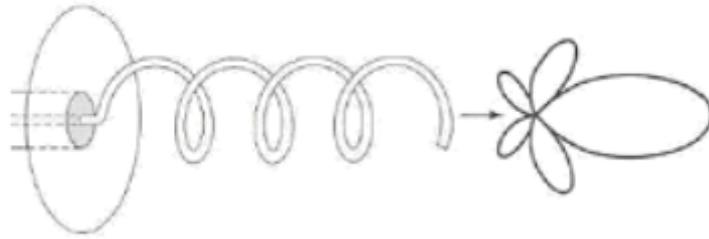


Figura 11. Diagrama de radiación de hélice en modo axial [13].

La polarización circular es útil cuando se desconoce la polarización de la señal que se va a recibir, muy útil en nuestro caso ya que normalmente desconoceremos el origen de las ondas. Para lograr que la hélice trabaje en modo axial, es necesario que su circunferencia  $C$  se encuentre en el rango

$$\frac{3}{4} < \frac{C}{\lambda} < \frac{4}{3} \quad (5.2)$$

Mientras que el espaciado entre vueltas debe ser  $S \cong \lambda/4$  y el ángulo de avance  $12^\circ < \alpha < 14^\circ$ .

Los parámetros eléctricos de la hélice en modo axial se conocen a partir de fórmulas semiempíricas. Así, la impedancia de entrada es puramente resistiva y se obtiene a partir de la expresión

$$R_{in} \cong 140 \left( \frac{C}{\lambda} \right) \quad (5.3)$$

y la directividad es

$$D_0 \cong 15N \frac{C^2 S}{\lambda^3} \quad (5.4)$$

Su ancho de haz es

$$\Delta\theta_{-3dB} = \frac{52}{(C/\lambda)\sqrt{NS/\lambda}} \quad [^\circ] \quad (5.5)$$

Y su relación axial

$$RA = \frac{2N + 1}{2N} \quad (5.6)$$

### 5.1.3 Antenas tipo parche y microstrip

El uso cada vez más extendido de circuitos impresos como líneas de transmisión debido a sus ventajas de coste, su peso y su facilidad de producción, son enormemente atractivos hoy en día. Dichas antenas tienen sus inicios en los años cincuenta, cuando se realizaron los primeros circuitos impresos y se conocían como “striplines”.

Las antenas tipo parche poseen una tira conductora de largo  $L$ , ancho  $W$  y grosor  $t$ . El parche rectangular resuena en el largo y radia en el ancho. La tira conductora se encuentra situada en la parte superior de un sustrato dieléctrico el cual tiene una altura  $h$ . En la parte inferior del sustrato dieléctrico se tiene un plano referenciado a tierra (Figura 12).

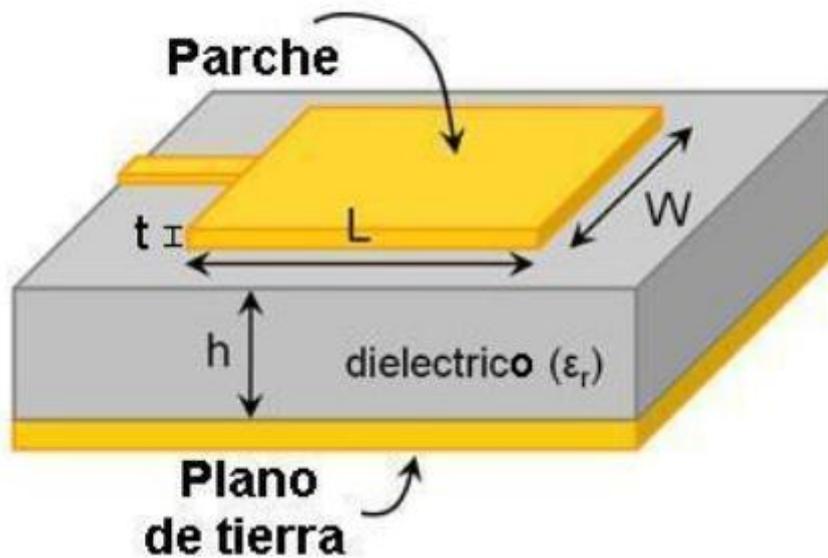


Figura 12. Estructura de una antena tipo parche [14].

El diseño de antena microstrip se resume en los siguientes puntos. Primero elegimos la frecuencia de operación ( $f_r$ ), la permitividad eléctrica del sustrato ( $\epsilon_r$ ) y la altura del sustrato ( $h$ ). Después elegimos el ancho efectivo de la antena de parche rectangular mediante:

$$W = \frac{c}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5.7)$$

siendo  $c$  la velocidad de la luz en el espacio libre. En tercer lugar debemos obtener la permitividad eléctrica efectiva mediante la ecuación:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (5.8)$$

Ahora obtenemos la extensión  $\Delta L$  que nos ayudará a calcular la longitud real de la antena:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{ref} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (5.9)$$

Por último, obtenemos la longitud real de la antena de parche rectangular:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (5.10)$$

La alimentación de este tipo de antenas puede llevarse a cabo con distintas tecnologías: alimentación por microstrip (posee una impedancia característica deseada, pero posee baja eficiencia en cuanto al ancho de banda y acoplamiento), alimentación con sonda coaxial (es el método más común de alimentación, aunque también presenta un grado mayor de complejidad) [15].

Típicamente, un parche suele presentar un ancho de haz a -3 dB de entre 70° y 90° y una ganancia alrededor de 3 a 7 dB, además de la capacidad de trabajar con cualquier polarización que deseemos [14].

El ancho de banda del que podemos disponer con este tipo de configuraciones es relativamente bajo respecto al que podemos conseguir con otras configuraciones. Viene fuertemente relacionado con la permitividad del sustrato utilizado y de la altura, ambas relacionadas en la siguiente fórmula:

$$B \propto \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \frac{W}{L} h \quad (5.11)$$

La constante dieléctrica,  $\epsilon_r$ , debe estar comprendida entre  $1 < \epsilon_r < 12$ . Los sustratos gruesos de constante dieléctrica cercana a la parte baja de este rango son los más aconsejables para lograr un apropiado funcionamiento de la antena, ya que proporcionan mejor eficiencia y mayor ancho de banda, con el inconveniente de tener circuitos de mayor tamaño y aumentar de la misma manera la formación de ondas de superficie que restarán potencia al diagrama de radiación. De este modo, se deberá buscar un compromiso entre un funcionamiento óptimo de la antena y el diseño de los circuitos que la acompañen. En la siguiente tabla (Tabla 2) se puede observar de forma orientativa como obtener el sustrato que vayamos a utilizar [16].

<b>Si el espesor del sustrato disminuye</b>	Ancho de banda disminuye
	Longitud resonante del parche disminuye
	Frecuencia de resonancia aumenta
<b>Para aumentar el ancho de banda</b>	Aumentar la longitud resonante del parche
	Aumentar el espesor del sustrato
	Frecuencia de resonancia disminuye
	Dimensiones pequeñas del plano de masa

Tabla 2. Elección del sustrato.

Estos parámetros siguen la regla general de que una antena que ocupa un mayor volumen esférico tendrá un ancho de banda más amplio [17].

## 5.2 Adaptación

Adaptar consiste en hacer que la impedancia de salida de un origen de señal como puede ser una fuente de alimentación o una antena, sea igual a la impedancia de entrada de la carga a la cual se conecta con el fin de conseguir la máxima transferencia de potencia y aminorar las pérdidas de potencia por reflexiones desde la carga [18]. En la Figura 13 se muestra el esquema básico de una antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión.

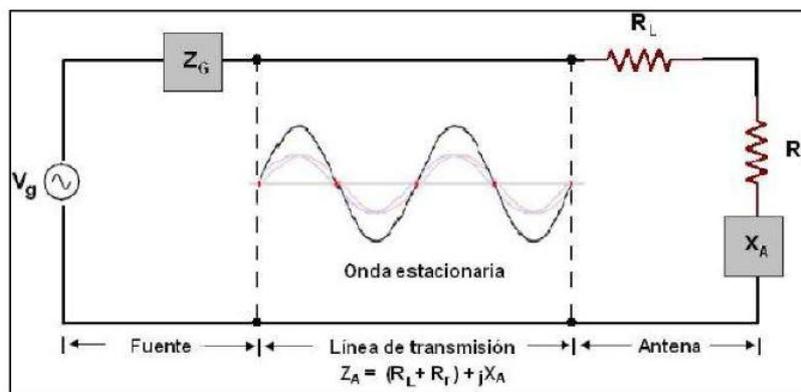


Figura 13. Esquema de generador, línea de transmisión y antena.

El parámetro  $S_{11}$  da información acerca de la transferencia de potencia desde el generador a la antena. En la práctica interesa que la impedancia de la antena sea lo más parecida a la del generador y la línea de transmisión. Esto implica que la onda reflejada es muy pequeña y por lo tanto no se pierde potencia. Por lo tanto el parámetro  $S_{11}$ , también llamado coeficiente de reflexión, indica la relación entre la onda incidente en la antena y la onda reflejada por la misma. Se puede calcular el coeficiente de reflexión de la antena como:

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (5.12)$$

donde  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea de transmisión y suponiendo que la impedancia del generador,  $Z_G$ , es la misma que la de la línea de transmisión.

En nuestro trabajo, la adaptación eficiente se deberá realizar entre la antena y la línea de transmisión coaxial que se debería utilizar para unir la antena con el rectificador, pues en el rectificador la tensión convertida a continua no tendrá el problema de la desadaptación ya que no es una onda oscilante.

## 5.3 Multiplicador de tensión

El multiplicador de tensión es otro de los elementos que nos encontramos en la cadena. Un multiplicador de voltaje es un circuito que convierte tensión desde una fuente de corriente alterna a otra de corriente continua de mayor voltaje mediante etapas de diodos y condensadores. Su función es la de convertir la tensión sinusoidal de las ondas de RF captadas por la antena a corriente continua y aumentar el nivel de tensión de ésta [19].

Uno de los elementos que acabamos de nombrar son los diodos, dispositivo que solo deja pasar la corriente en un sentido, actuando como un circuito abierto en el otro sentido. Existe gran variedad de diodos, aunque nosotros solo analizaremos el diodo Schottky, ya que por sus propiedades lo hace idóneo para la aplicación que estamos estudiando.

La eficiencia de la conversión RF-DC de la rectena dependerá de dos factores claves. Uno será la intensidad de la potencia de entrada que la antena reciba y el otro factor dependerá de lo óptimo que sea la conexión con la carga. Cuando la carga no está perfectamente adaptada la eficiencia comenzará a disminuir. La calidad de la adaptación viene dada por las características del diodo. Por un lado tenemos la tensión umbral y por otro la tensión de ruptura del diodo. Si la tensión de entrada en el diodo es menor que la tensión umbral o mayor que la tensión de ruptura, el diodo no tendrá características rectificadoras. Como resultado, la eficiencia de la conversión RF-DC se separará del valor óptimo.

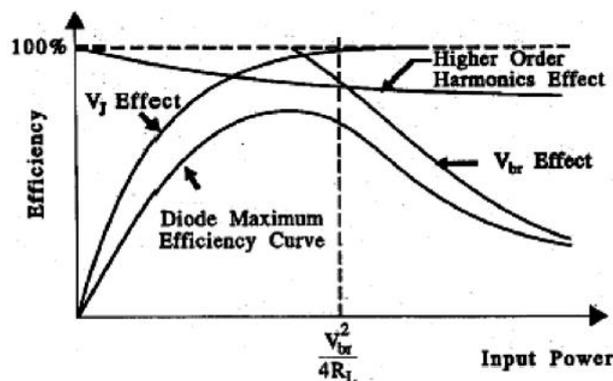


Figura 14. Curva de eficiencia en la conversión RF-DC de una rectena [4].

Como podemos comprobar en la Figura 14, el valor de la eficiencia de conversión se hace máximo cuando la potencia de entrada equivalente es algo menor que la potencia que nos proporcionaría la tensión de ruptura del diodo. Por lo tanto para mantener valores en los que la eficiencia del rectificador sean altos tendremos que tener en cuenta que una tensión alta de ruptura (o al menos una tensión que sepamos que nunca se supere) nos proporcionará un rango mayor de potencias de entrada donde la eficiencia de conversión se mantendrá en unos valores adecuados.

### 5.3.1 Diodo Schottky

El principal problema de un diodo común se manifiesta cuando la frecuencia de trabajo aumenta y por ende, el tiempo de conmutación se reduce haciendo que el dispositivo no trabaje correctamente.

Un diodo Schottky está constituido por una unión metal-semiconductor, en lugar de la unión convencional p-n utilizada por los diodos comunes. Es un dispositivo semiconductor dopado con impurezas tipo N (electrones móviles) que, al no tener portadores tipo p, no produce la recombinación aleatoria y lenta que se produce en los diodos comunes, por lo tanto su frecuencia de operación es mucho más rápida. Debido a esta alta velocidad permite rectificar señales de muy altas frecuencias.

Las dos principales desventajas del diodo Schottky son que tiene poca capacidad de conducción de corriente en directo y que no acepta grandes voltajes que lo polaricen inversamente. Su tensión umbral es menor que la del diodo común, siendo aproximadamente entre 0.2V y 0.4V. En la Figura 15 podemos observar estas características negativas en comparación con las de un diodo común. [20].

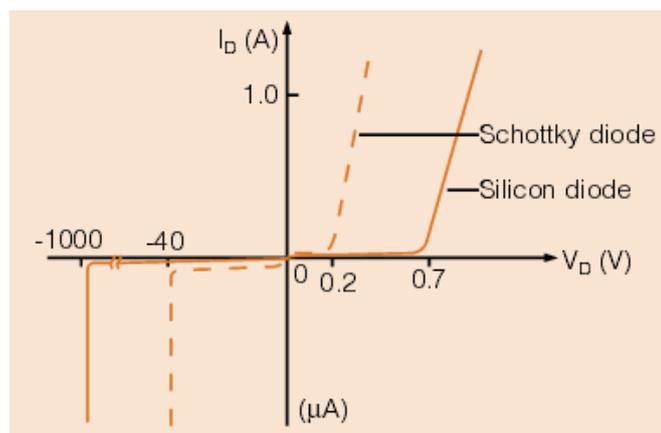


Figura 15. Curva característica Schottky [27].

De todas estas características, la que es crítica a la hora de elegir el diodo es su capacidad de unión, que debe ser minimizada para lograr altos voltajes de salida. Esta capacidad también determina la impedancia de entrada del rectificador, que se hace más pequeña cuantos más diodos coloquemos en serie.

Por otro lado tenemos que el diodo va a formar parte de un multiplicador de tensión, dispositivo que se asemeja a un transformador, de tal manera que cuanto mayor sea la tensión de salida que busquemos la corriente será menor.

### 5.3.2 Esquema básico de un rectificador

El esquema del rectificador se basa en la conexión de un diodo con un condensador como comprobamos en la Figura 16:

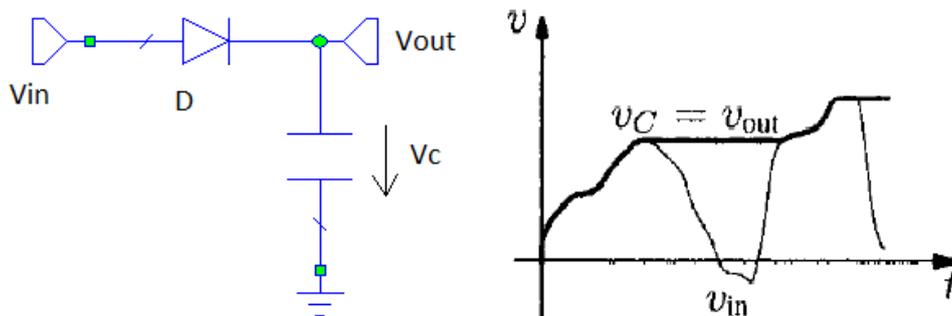


Figura 16. Circuito rectificador básico y su forma de onda.

Cuando aplicamos un voltaje  $V_{in}$  a la entrada del circuito, el condensador se carga hasta que el voltaje  $V_c$  es idéntico al máximo de  $V_{in}$ . Si no existe una resistencia en paralelo con el condensador este no se descarga y el voltaje  $V_{out}$  nunca se reduce. En la práctica, las pequeñas fugas de corriente en el condensador inducen a una pequeña caída de tensión a la salida [19].

### 5.3.3 Esquema de un fijador de tensión

El siguiente circuito se conoce como fijador de nivel de señal continua. El objetivo de este circuito es establecer una referencia en DC para el voltaje de salida. El esquema de un fijador de tensión lo podemos observar en la Figura 17:

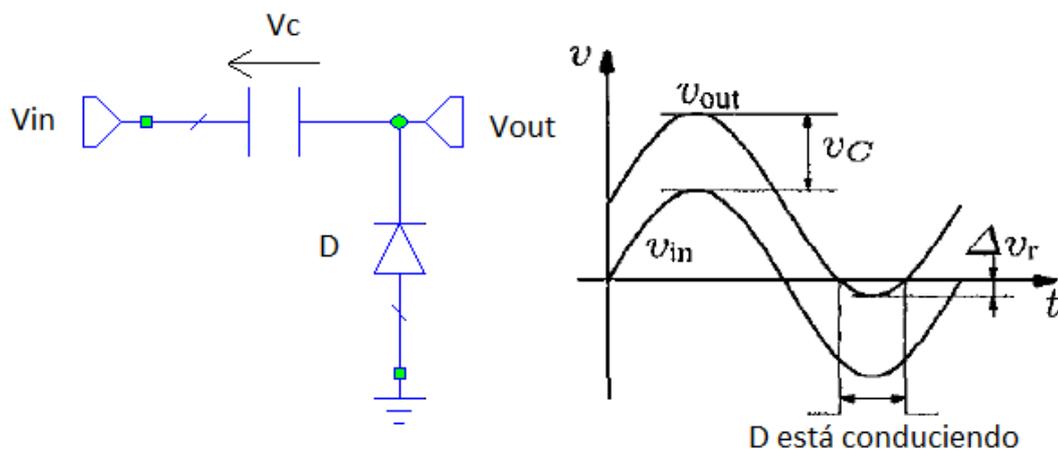


Figura 17. Dispositivo fijador de tensión y su forma de onda.

Cuando está conduciendo, la tensión a la salida ( $V_{out}$ ) se vuelve negativa. Este circuito consigue crear una carga media en el terminal que es suficiente para prevenir que la salida se vuelva negativa. Si todos los elementos son ideales, el voltaje residual negativo  $\Delta v_r$  es cero y  $V_{out}$  es exactamente igual a  $V_{in}$  pico más la señal  $V_{in}$  [19].

### 5.3.4 Esquema de multiplicador de voltaje

Si unimos el rectificador con un fijador de tensión logramos crear un multiplicador de tensión que podrá doblar o triplicar la tensión de salida dependiendo de las etapas que pongamos. A continuación, en la Figura 18, podemos comprobar una configuración de multiplicador de tensión para una aplicación de rectena, llevada a cabo por el Instituto de Tecnología de Atlanta, en EE.UU.

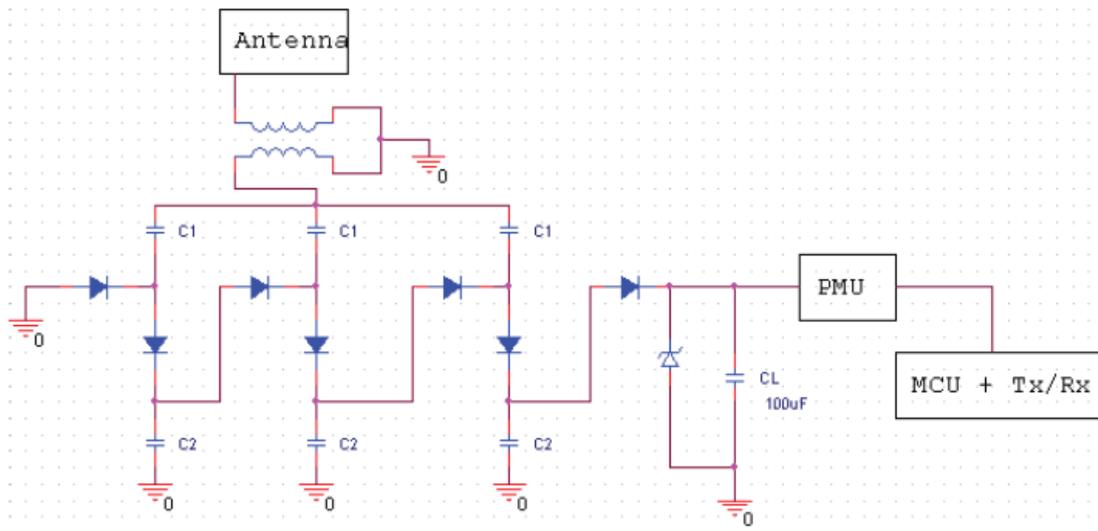


Figura 18. Multiplicador de tensión. Fuente: <http://users.ece.gatech.edu/~etentze/public.html>

En este prototipo se comprobó que con este diseño (diodos Schottky) se lograba obtener una tensión de aproximadamente 1.8V en la banda de 470-570 MHz, cuando se captaban tensiones en la antena entre 100 y 400 mV produciendo corrientes entre 0.1-100mA. El problema se produce cuando las tensiones están por debajo de estos valores, que el circuito actúa como si fuera un circuito abierto. La solución es poner un pequeño transformador a la entrada para aumentar la tensión que se entrega al circuito [22].

En este dispositivo también podemos comprobar como después de la última etapa del multiplicador hay colocado un diodo zener en paralelo con el condensador. Se trata de un regulador de tensión para que a la salida del dispositivo la tensión nunca supere un valor determinado.

Uno de los inconvenientes que nos encontraremos con este sistema será que aunque la tensión de salida sea muchas veces mayor que la de la entrada, si una carga está conectada a la salida del multiplicador de tensión, el valor de la tensión de salida disminuirá. También es cierto que al producirse una pequeña fluctuación en la impedancia de carga, la tensión de salida también se verá afectada por grandes fluctuaciones. Por esta razón, los multiplicadores de tensión se utilizan en casos muy precisos en los que la carga debe ser constante y tener una alta impedancia o casos donde la tensión de entrada sea estable y no produzca grandes variaciones.

## 5.4 Eficiencia

Para calcular la eficiencia del conjunto de la rectena, se deberá calcular el ratio de conversión entre la de potencia recibida por la antena y la potencia que obtenemos a la salida del multiplicador de voltaje y que va a parar al receptor que pretendemos alimentar. Para calcular este rendimiento, bastará con aplicar la Ecuación 5.13:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_r} \quad (5.13)$$

donde

$$P_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad (5.14)$$

En estas dos ecuaciones tenemos que  $V_{DC}$  es la tensión en continua que logramos a la salida del multiplicador. Esta tensión vendrá relacionada con la resistencia del receptor ( $R_L$ ) mediante la intensidad ( $I_L$ ). El receptor será el sensor al que alimentará la rectena.  $P_{DC}$  es la potencia de continua que logramos a la salida del multiplicador y que viene dada por la Ecuación 5.14. Si relacionamos esta potencia de continua ( $P_{DC}$ ) con la potencia recibida en la antena ( $P_r$ ) tenemos la eficiencia (Ecuación 5.13) de nuestra rectena.

# Capítulo 6

## Diseño de un multiplicador de tensión

---

En este capítulo nos vamos a centrar en el diseño de la parte del rectificador. Como hemos mencionado anteriormente optaremos por una configuración de multiplicador de tensión. El objetivo principal es obtener una tensión superior a la de la entrada además de tensión continua a la salida. Para ello vamos a utilizar el software MicroWave Office para simular este circuito.

En primer lugar, seleccionaremos los componentes que utilizaremos para nuestra simulación. Entre ellos, los más importantes serán diodos y condensadores que seleccionaremos según sus características.

Para el diodo, necesitamos que entre sus características se encuentre una baja tensión umbral y una alta frecuencia de operación ya que se va a utilizar para frecuencias de microondas. Para modelar este diodo con nuestro programa de simulación utilizaremos el diodo SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) del programa MicroWave Office, que permite introducir los valores de los componentes del circuito equivalente para simular cualquier tipo de diodo. Estos datos son proporcionados por los fabricantes para hacer posibles las simulaciones con esos diodos.

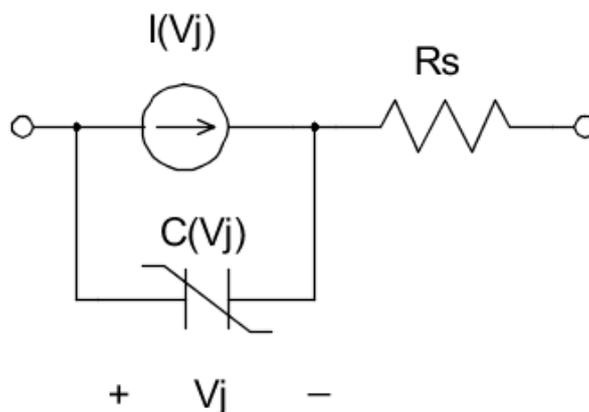


Figura 19. Circuito equivalente de diodo SPICE [24].

El modelo de circuito equivalente del diodo SPICE es el que podemos ver en la Figura 19, donde el valor  $V_j$  hace referencia al voltaje a través de la unión,  $R_s$  representa la resistencia parásita del diodo,  $I(V_j)$  es la corriente del diodo y  $C(V_j)$  es la capacidad de la unión que sirve para representar el comportamiento dinámico del diodo [24].

Si analizamos los elementos en función de la frecuencia de utilización, tenemos que a medida que disminuye el valor de la capacidad total del circuito, aumenta la frecuencia de trabajo, o lo que es lo mismo, la frecuencia de conmutación del dispositivo. La variación de la  $R_s$  nos permite aumentar el rango de frecuencias de trabajo de manera directamente proporcional. Si aumentáramos la frecuencia de trabajo lo suficiente (no es nuestro caso pues hablamos de frecuencias superiores a 10 GHz) también deberíamos tener en cuenta el efecto de una inductancia, pues la inercia de los electrones en el circuito no sería despreciable.

Otra parte fundamental del multiplicador de tensión es la elección de los condensadores. El criterio para la elección de los condensadores debe basarse en su capacidad y en la tensión que deberán mantener en sus bornes para que se produzca una correcta rectificación. Si la capacidad es demasiado baja, en el cambio de ciclo de la onda se produciría un decaimiento de la tensión hasta que el ciclo de tensión volviera a ser positivo, con lo que la tensión DC que obtendríamos a la salida de nuestro multiplicador variaría entre dos valores. Por eso, un criterio de elección de la capacidad será el tiempo máximo de descarga del condensador. Para ello, no deberíamos permitir que el tiempo de descarga fuera menor que el periodo de media onda. De esa manera debemos tener en cuenta la ecuación del tiempo máximo de descarga del condensador, este es:

$$t_{des} \geq 5RC \quad (6.1)$$

De donde obtenemos que el tiempo es proporcional a la capacidad del condensador. Así el tiempo de descarga será del mismo orden de magnitud que el condensador por lo que si queremos que rectifique a partir de una frecuencia aproximada de 500 MHz, cuyo periodo es de 2 ns, el orden de los condensadores deberá ser de nF. Para asegurarnos de que este criterio se cumple, utilizaremos condensadores de 100nF.

## 6.1 Diodo SMS-7630

El diodo SMS-7630 de la empresa SKYWORKS SOLUTIONS Inc. se convierte en candidato perfecto para la aplicación que se está intentado desarrollar en este trabajo. Entre sus características más importantes nos encontramos:

- Baja capacitancia.
- Buena respuesta a altas frecuencias.
- Baja tensión de *built-in*.
- Diseño para integración en circuitos.

Para su simulación utilizaremos el modelo no lineal tipo SPICE, cuyos parámetros son los proporcionados por el fabricante y que podemos observar en la Tabla 3:

Parameter	Units	SMS7630 Series
IS	A	5E-6
RS	$\Omega$	20
N	–	1.05
TT	sec	1E-11
CJO	pF	0.14
M	–	0.40
EG	eV	0.69
XTI	–	2
Fc	–	0.5
Bv	V	2
IBV	A	1E-4
VJ	V	0.34

Tabla 3. Parámetros del fabricante para modelar el diodo SPICE.

Estos parámetros los introduciremos en el modelo no lineal SDIODE del programa de simulación MicroWave Office (Figura 20), para la simulación del circuito multiplicador de tensión.

Podemos comprobar que la baja capacidad de la unión a 0V ( $C_{j0}$ ) proporciona una velocidad de conmutación del diodo superior a la de 2.45 GHz, además, la alta resistencia serie proporciona el ancho de banda que necesitamos para una mayor rectificación de señal.

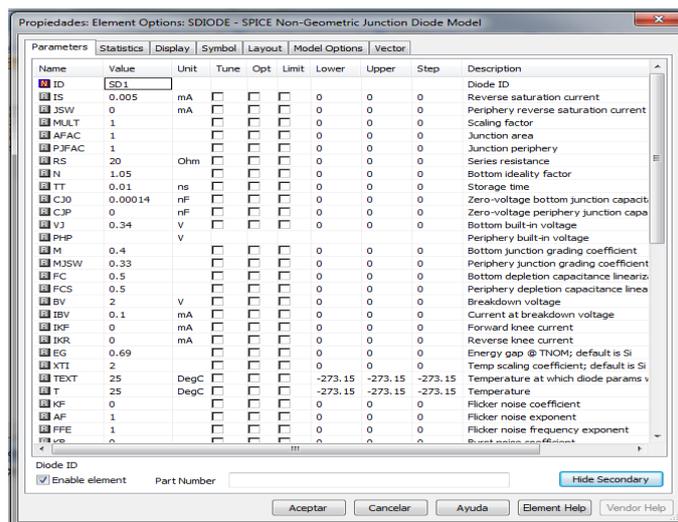


Figura 20. Propiedades del elemento SDIODE.

## 6.2 Simulación del multiplicador de tensión

Siguiendo los ejemplos tomados de teoría del Apartado 5.3, diseñamos el dispositivo multiplicador de tensión con el software de simulación MicroWave Office, obteniendo como resultado la Figura 21.

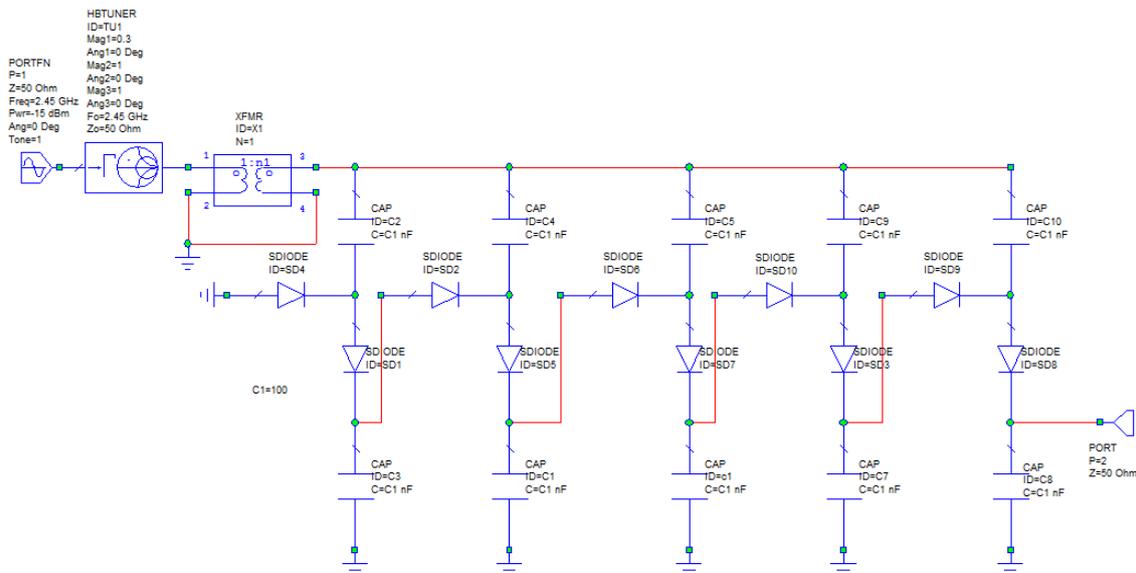


Figura 21. Esquemático del circuito multiplicador de tensión.

Para el esquemático se han utilizado 10 diodos tipo SDIODE y 10 condensadores de tipo CAP con el valor 100 nF. La alimentación se lleva a cabo mediante un puerto PORTFN capaz de generar un tono a una determinada frecuencia con una determinada potencia, con el objetivo de introducir un valor medido y hacer más realista la medida. Al elemento SDIODE le hemos añadido los parámetros proporcionados por el fabricante (ver Figura 20) del diodo analizado anteriormente (SMS-7630). Además, para hacer una simulación más realista, el software de simulación dispone de ciertos elementos que nos van a ayudar en nuestro objetivo. Uno de ellos es el elemento HBTUNER (Figura 22).

Para analizar circuitos no lineales, las dos técnicas más usadas son: análisis en el dominio del tiempo y análisis en el dominio de la frecuencia basado en el análisis balanceado de armónicos. Como en nuestro caso solo usaremos un tono de frecuencia en la simulación del circuito, utilizaremos este último para su realización. Este método también posee la ventaja de evitar constantes de tiempo, las cuales son mayores que la inversa de la frecuencia de excitación del circuito y por lo tanto requiere de la integración de muchos periodos de onda. Este elemento es capaz de simular el coeficiente de reflexión que habrá a la entrada de un circuito para distintos armónicos de una frecuencia, y para ello el análisis se realiza en el dominio de la frecuencia con transformadas de Fourier. Para ello, el circuito se divide en varios subcircuitos lineales y no

lineales conectados por N puertos. Esto se debe a que los subcircuitos no lineales generan armónicos que crean frecuencias múltiplo de la frecuencia fundamental de excitación, y su análisis se hace más complicado [4].

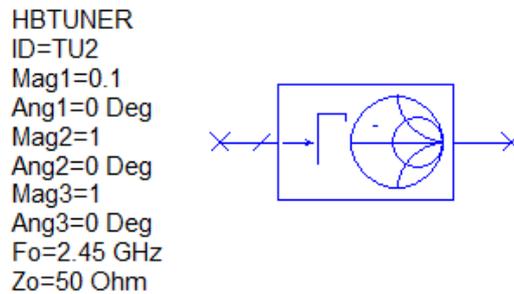
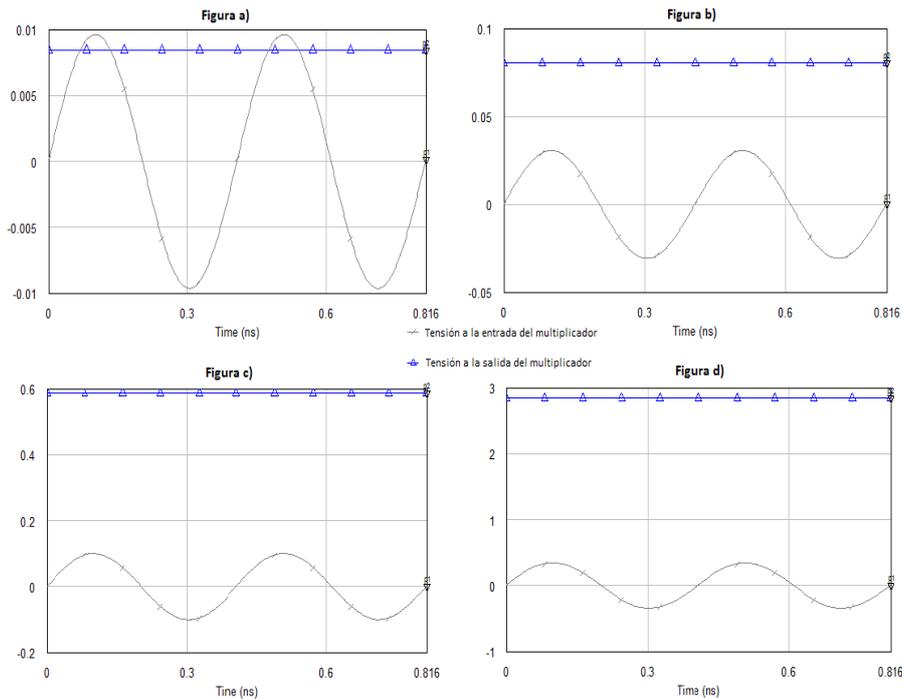


Figura 22. Elemento HBTUNER de MicroWave Office [24].

El elemento HBTUNER también tiene en cuenta un coeficiente de reflexión que simulará la unión del circuito con la antena, que se simulará aparte. Por eso, tras analizar la antena con el software de simulación y medir sus parámetros de reflexión a la entrada, será tan fácil como transportar esos datos al elemento HBTUNER y así lograr una visión más global de todo el sistema.

Otro de los elementos utilizados en el esquemático es un transformador 1:1 (XFMR en MicroWave). Este elemento permite que ante potencias muy bajas, porque nos encontramos lejos de la fuente, la antena no vea el circuito multiplicador de tensión como una impedancia abierta, con lo cual, aunque la potencia sea baja, permitiría al condensador final cargarse lentamente.

Para comprobar el funcionamiento del multiplicador de tensión, utilizaremos los siguientes datos de análisis. Añadiremos a la prueba un factor de reflexión de 0.3 ( $\cong -10$  dB) e introduciremos unas potencias que variarán desde -30 a 0 dBm, con una frecuencia de 2.45 GHz para comprobar cómo responde el circuito cuando variamos la potencia de entrada (ver Figura 23):



**Figura 23. Representación de distintos niveles de potencia de entrada. -30 dBm (a), -20 dBm (b), -10 dBm y 0 dBm (d)**

Si analizamos una a una las representaciones de tensión, observamos que en la Figura 23.a, el bajo nivel de potencia que recibe la antena no llega a ser lo suficientemente alto como para que los diodos entren a conducir de manera estable, ya que el bajo nivel de potencia no consigue crear un diferencial de tensión lo suficientemente grande para superar el valor de tensión umbral. Se debe tener en cuenta que el nivel de potencia que inyectamos en el circuito es el nivel que se captaría en la antena, ya que a ese nivel se le aplicará después el factor de reflexión que el elemento HBTUNER introduce en el circuito. No obstante se logra rectificar una cantidad de tensión alterna gracias al uso de los circuitos fijadores de tensión (ver Apartado 5.3.3) y el transformador utilizado, que permiten crear una referencia de tensión para que el circuito funcione aunque la tensión de entrada sea pequeña.

Si avanzamos en las figuras, nos encontramos las Figuras 23.b y 23.c, en las cuales observamos que ante el aumento de potencia en la entrada obtenemos una mayor tensión de continua a la salida, ya que el circuito empieza a trabajar con tensiones más apropiadas para excitar las uniones de los diodos.

Como podemos comprobar, si unimos todas las simulaciones, la tensión de salida en continua fluctúa según la potencia de entrada. Esto es un hecho que no se puede evitar, ya que la potencia disponible en el medio ambiente nunca se mantendrá constante debido a fluctuaciones del canal. Para solventar este problema, se dispondrá de un circuito al final de nuestro multiplicador (Figura 24) formado por un diodo zener y un condensador de mayor capacidad que los usados para el rectificador, que actuarán como acumulador o batería de nuestro dispositivo para

absorber todos esos cambios de potencia y obtener una tensión fija a la salida que vendrá dada por la tensión del diodo zener que nosotros acoplemos.

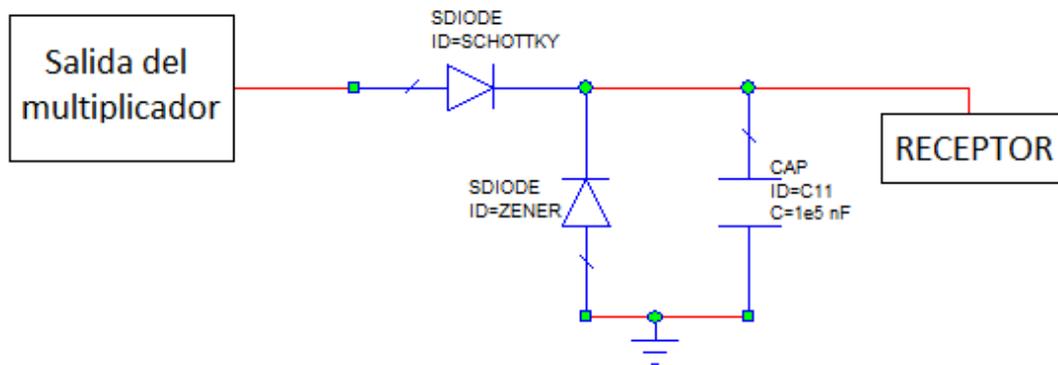


Figura 24. Circuito regulador de tensión.

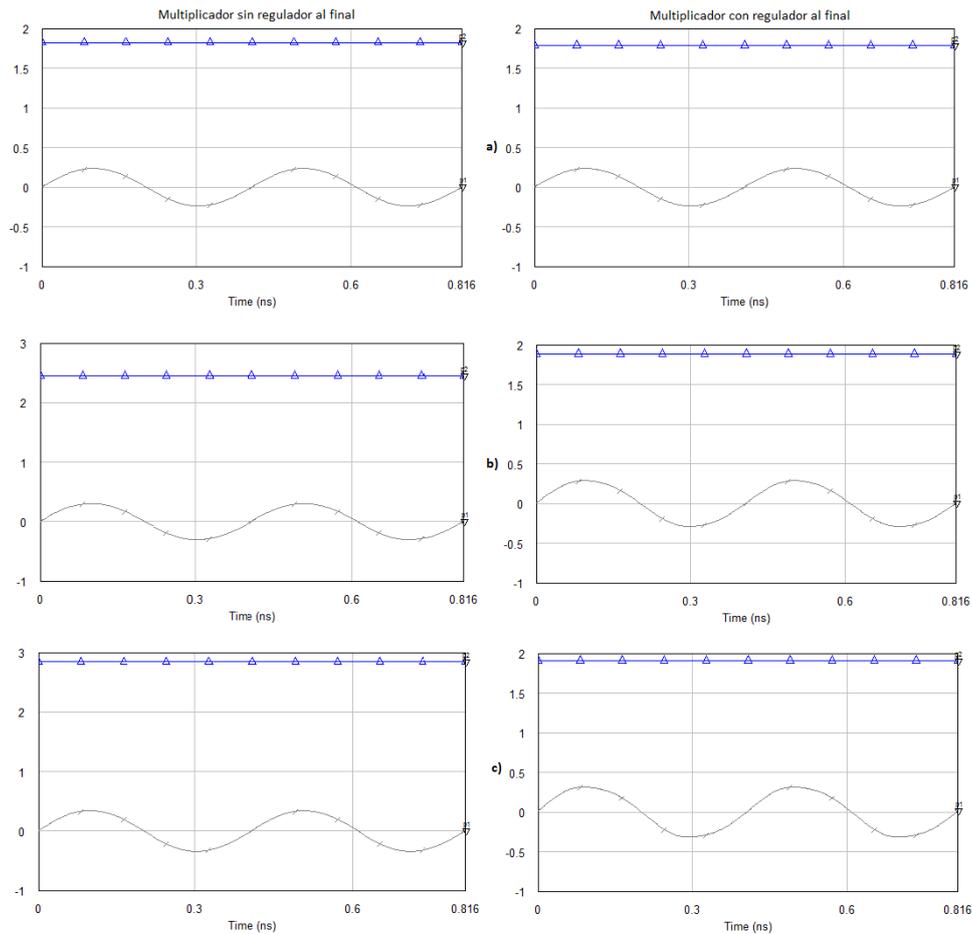
Recordemos que un diodo zener es un dispositivo que al polarizarlo inversamente, una pequeña corriente circula por él, llamada corriente de saturación. Esta corriente permanece relativamente constante mientras aumentamos la tensión inversa hasta que el valor de ésta alcanza la llamada tensión Zener (que no es la tensión de ruptura zener), para la cual el diodo entra en la región de colapso. La corriente empieza a incrementarse rápidamente por el efecto avalancha con pequeñas variaciones de la tensión [21].

Así lograremos que nuestro circuito siempre presente la misma tensión de salida, aunque dependiendo de la potencia de entrada y captada por la antena, la corriente que proporcionará será mayor o menor.

Para este cometido hemos seleccionado el diodo zener BZT52C2V0S de la empresa Diodes Incorporated ®. Este diodo presenta una tensión nominal zener de 2 V, lo que lo hace perfecto para esta aplicación, ya que el sistema está pensado para receptores de bajo voltaje y bajo consumo (para conocer más a fondo los parámetros de este componente mirar Anexo III).

El condensador que utilizaremos será de una capacidad mayor que los utilizados en el multiplicador debido a que debe ser capaz de acumular una mayor cantidad de energía que liberará poco a poco. Esta capacidad será suficiente con 100  $\mu$ F.

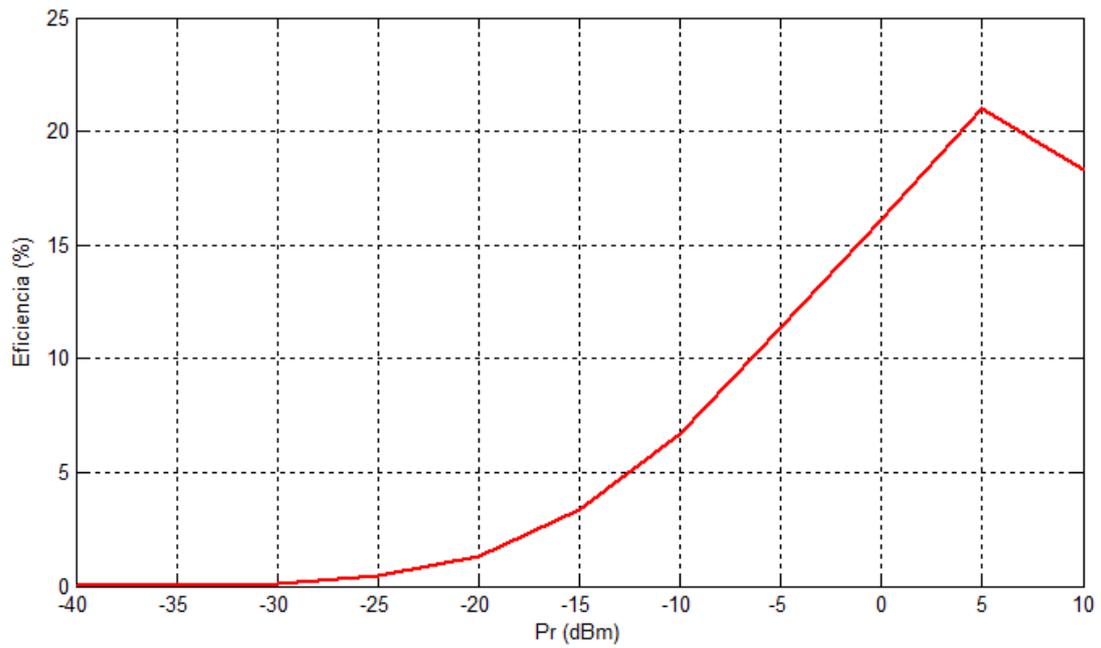
Tras instalar el regulador, si volvemos a analizar el circuito obtenemos que a partir de cierto valor de potencia podremos mantener la tensión constante en nuestro receptor.



**Figura 25. Comparación entre usar o no regulador de tensión. a) -3dBm, b) -1 dBm, c) 0dBm.**

Podemos comprobar en la Figura 25 que a partir de -3dBm ya se alcanzan los 2V máximos establecidos en nuestro circuito y a partir de ahí la tensión se mantiene constante para cualquier valor superior de potencia.

Por último, calcularemos la eficiencia de nuestra rectena siguiendo las Ecuaciones 5.13 y 5.14. Recordemos que la impedancia para la cual hemos intentado adaptar el circuito era  $50\Omega$ . Por ello calcularemos la potencia de continua que obtenemos a la salida a través de la Ecuación 5.14 usando los valores de tensión que obtenemos al introducir una potencia de entrada en el multiplicador. Una vez tengamos los valores de  $P_{DC}$  y los de  $P_R$  los usaremos para realizar una representación de eficiencia frente a la potencia recibida ( $P_R$ ). Para ello usaremos MatLab (Figura 26).



**Figura 26. Eficiencia teórica del multiplicador de tensión diseñado asumiendo un rendimiento del 100% en la antena.**

# Capítulo 7

## Diseño de antenas para captación de energía

---

Dentro del trabajo que se está realizando, la antena es uno de los elementos más importantes del dispositivo, por lo que habrá que poner especial interés en su diseño y desarrollo. Para ello vamos a hacer un recorrido por los distintos tipos de antenas que son más apropiados para el trabajo que estamos desarrollando.

Los principales objetivos que deberemos tener en cuenta a la hora de desarrollar una antena para la captación de energía serán su eficiencia, pues se trata de captar la mayor cantidad de energía posible y su factor de reflexión en la banda en la cual deseemos captar energía.

Otro de los factores que también deberemos tener en cuenta será la polarización que caracterizará a nuestra antena, pues si nos centramos en polarizaciones únicamente lineales estaremos desaprovechando una gran cantidad de energía que captaríamos con polarizaciones circulares o elípticas. La ganancia también será un punto a tener en cuenta.

Para llevar a cabo esta tarea, utilizaremos el software FEKO para el diseño y simulación de las distintas antenas. Con él podremos modificar los parámetros más importantes de las antenas que vayamos a diseñar y nos dará una idea aproximada de cómo se va a comportar en la realidad.

La manera de trabajar de este simulador es dividir la antena en segmentos para calcular las corrientes que existen en esos segmentos. A partir de ahí se puede crear una matriz numérica donde se agrupan un conjunto de vectores que representan cada uno de esos segmentos con su magnitud y la dirección de la corriente en ese lugar.

En el caso más simple, las funciones base son aproximaciones rectangulares de la función delta de Dirac. A causa de esto, el ancho de estas funciones rectangulares ya no son cero, y con un número finito de estas se puede cubrir toda la estructura de la antena. Para encontrar las componentes eléctricas y magnéticas del circuito a través de las corrientes, la herramienta FEKO utiliza la función de Green en el dominio espectral, con lo que los n-momentos de la estructura se obtienen integrando los productos de la función de Green [29] con las n-funciones básicas obtenidas al dividir la antena en segmentos.

Así, cuando la distribución de corrientes ha sido calculada a través de la antena, es fácil predecir las características de esta.

## 7.1 Monopolo circular en tecnología impresa

Este diseño está basado en un parche circular alimentado mediante una línea microstrip. Se trata de una antena de UWB que nos proporcionará unas características deseadas para nuestro sistema. Para su diseño tendremos en cuenta que la principal banda en la que queremos que trabaje será 2.45 GHz, por lo que será de nuestro empeño adaptar una de las resonancias de esta antena a esta banda. Además también buscaremos que lo haga a otras bandas donde el espectro este bastante utilizado, con el fin de captar la mayor energía posible.

Para ello se ha utilizado un substrato de constante dieléctrica  $\epsilon_r=5.5$  y espesor  $h=1.5$  mm. La línea de transmisión tiene una impedancia de  $50 \Omega$ , mientras que el radio del parche se ha calculado para que el diámetro tenga una longitud de  $\lambda/4$  a una frecuencia de 2.45 GHz.

En este tipo de montajes, la distancia entre el parche y la línea microstrip es muy importante, pues de ello va a depender la adaptación que queramos conseguir. La línea de alimentación se ha calculado mediante el software de simulación TXLine (Anexo I).

La Figura 27 muestra las dimensiones de la antena y sus valores vienen determinados en la Tabla 4:

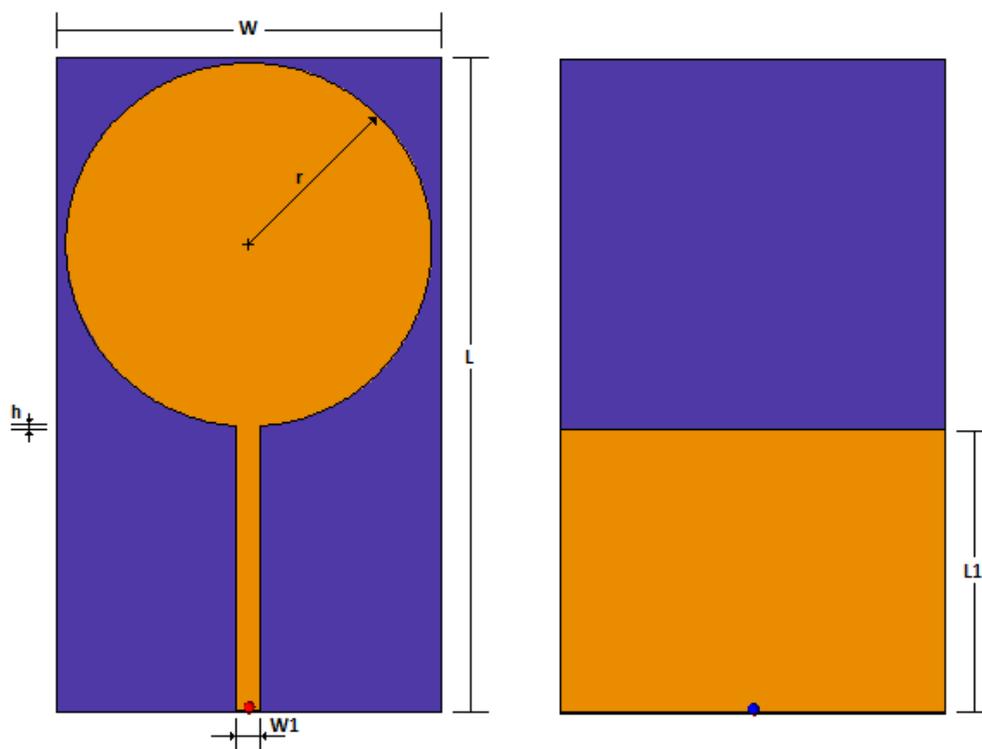


Figura 27. Configuración de antena circular.

Dimensión	Valor (mm)
<b>W</b>	<b>42</b>
<b>L</b>	<b>70</b>
<b>W1</b>	<b>2.4</b>
<b>L1</b>	<b>30</b>
<b>h</b>	<b>0.3</b>
<b>r</b>	<b>15</b>

Tabla 4. Valores antena circular.

Tras simular el coeficiente de reflexión de nuestra antena para comprobar su valor, obtenemos los valores mostrados en la Figura 28:

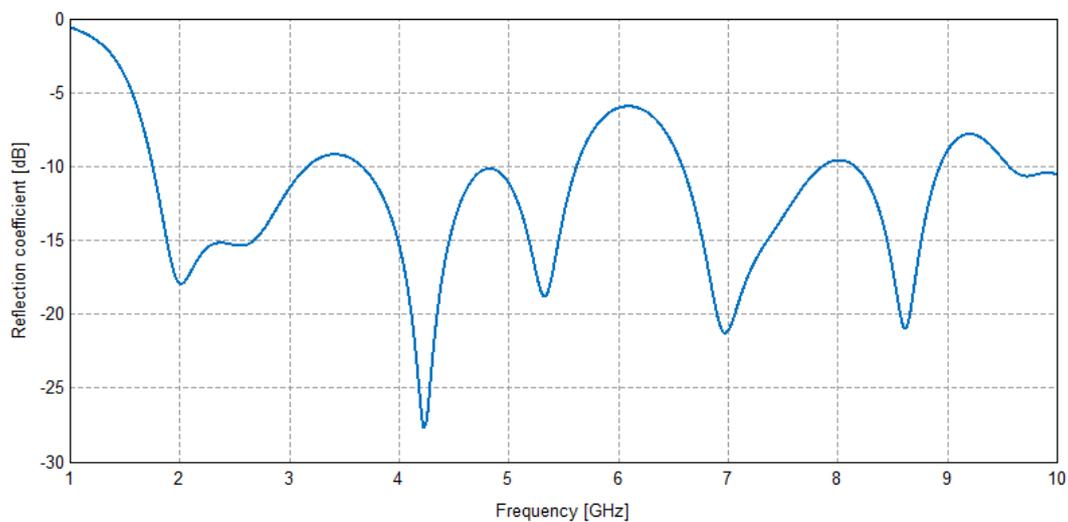


Figura 28. Coeficiente de reflexión de antena circular.

Como puede verse en la simulación, la banda de trabajo a -10 dB es bastante amplia. Abarca desde aproximadamente 1.75 GHz hasta algo más de 10 GHz, exceptuando una banda de 1GHz alrededor de 6 GHz donde la reflexión posee peores características. Las frecuencias superiores a 10 GHz no nos interesarán pues nuestro multiplicador de tensión no es capaz de trabajar en ese régimen.

La ganancia que obtenemos en el plano perpendicular a la antena es la representada en la Figura 29. Esta es la ganancia que nos interesa pues se trata de diseñar una antena capaz de recibir potencia en cualquier dirección. La ganancia que obtenemos no es muy alta, pero es el precio que debemos pagar por tener una antena omnidireccional.

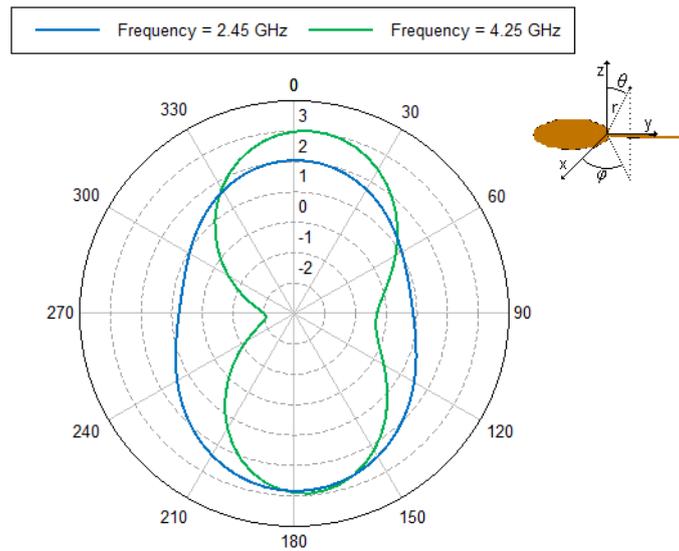


Figura 29. Ganancia de antena circular para  $\phi=0$ .

Las siguientes resonancias a partir de 4.25 GHz tienen diagramas de directividad distorsionados, pues la longitud de onda de esas frecuencias ya no es comparable al tamaño de la antena y no van a ser objeto de estudio, pero como la misión es captar energía no nos van a suponer ningún problema sino que contribuirán a la captación pero en menor medida.

En cuanto a la impedancia de entrada, factor muy a tener en cuenta sobre todo para las bandas que queremos captar, debemos asegurarnos de que esta sea de  $50 \Omega$  o que esté muy próximo a este valor. A través de la siguiente figura (Figura 30) podemos observar la simulación de impedancia de la antena circular y su coeficiente de reflexión en la carta de Smith (Figura 31). Podemos comprobar cómo en torno a la banda de 2.45 GHz y 4.25 GHz la parte real de la impedancia está próxima a  $50 \Omega$  mientras que la parte imaginaria se aproxima a 0.

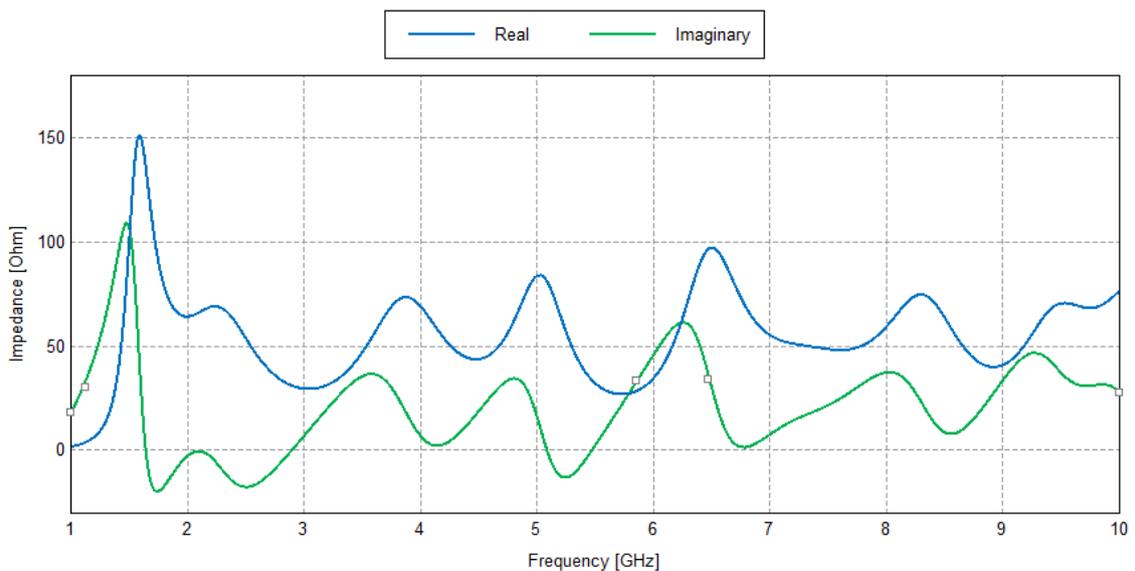


Figura 30. Impedancia de antena circular.

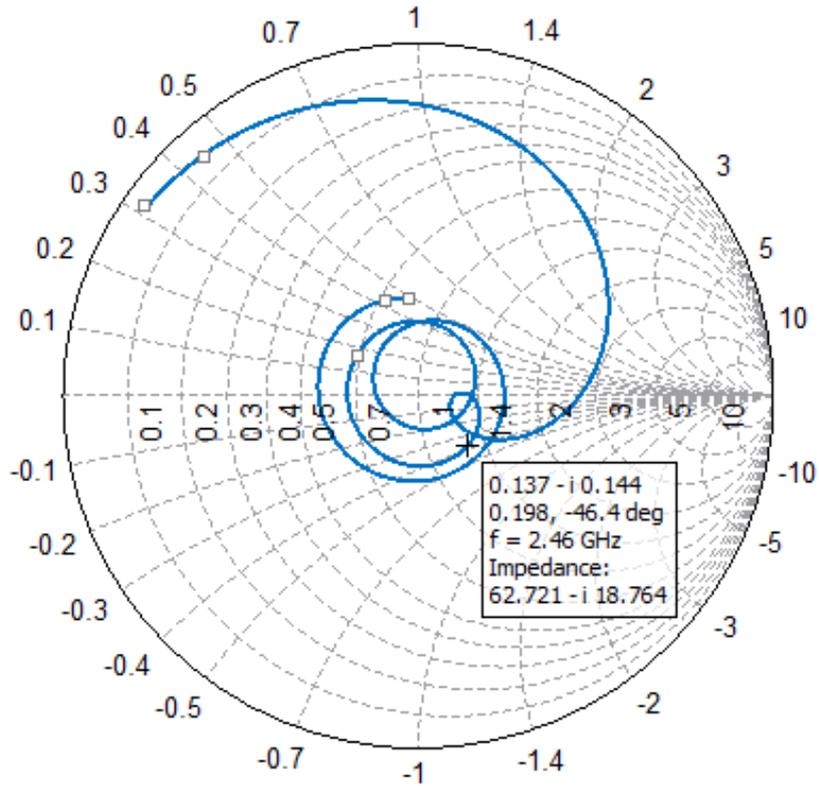


Figura 31. Representación en Carta de Smith de la impedancia de entrada de la antena.

Si nos fijamos en la relación axial (Figura 32) que conseguimos con este tipo de antenas nos damos cuenta de que para la mayoría de las frecuencias la relación axial es mayor de 3 dB, eso significa que la polarización obtenida es lineal. Este tipo de polarización no es el más indicado para este tipo de aplicaciones, pues se desperdician la mitad de las componentes de la señal que estamos recibiendo.

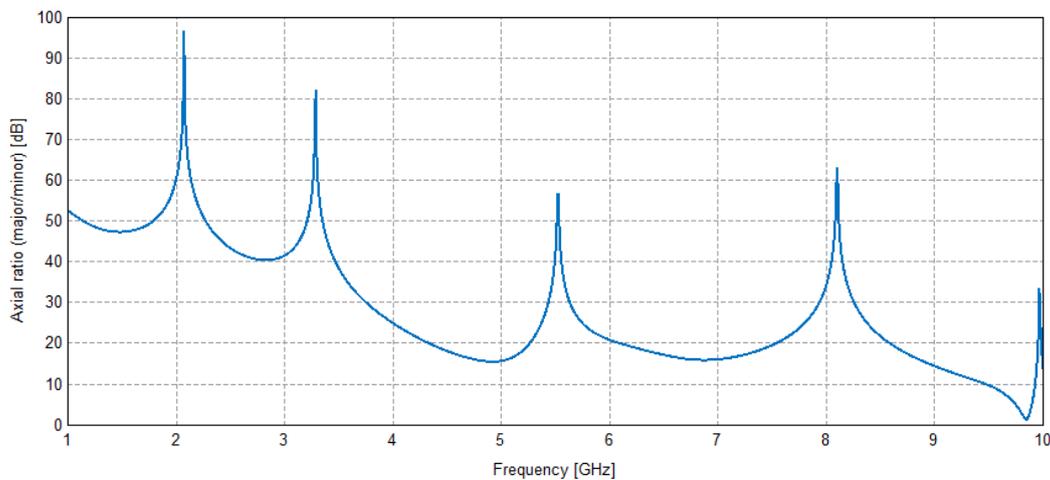


Figura 32. Relación axial antena circular ( $\theta=90^\circ$   $\phi=0^\circ$ ).

## 7.2 Monopolo plano de banda ancha

Un monopolo plano es una configuración que tiene un ancho de banda que cumple con las aplicaciones de UWB, pero no son generalmente las utilizadas para ello porque están montadas generalmente en un plano de tierra de grandes dimensiones, el cual es perpendicular al plano del monopolo, lo cual convierte a la antena en una estructura tridimensional. Otro inconveniente es que el largo del plano de tierra limita el patrón de radiación a sólo la mitad del hemisferio [13].

Las dimensiones que utilizaremos para este monopolo serán las mostradas por la Figura 33, cuyos valores vienen dados por la Tabla 5:

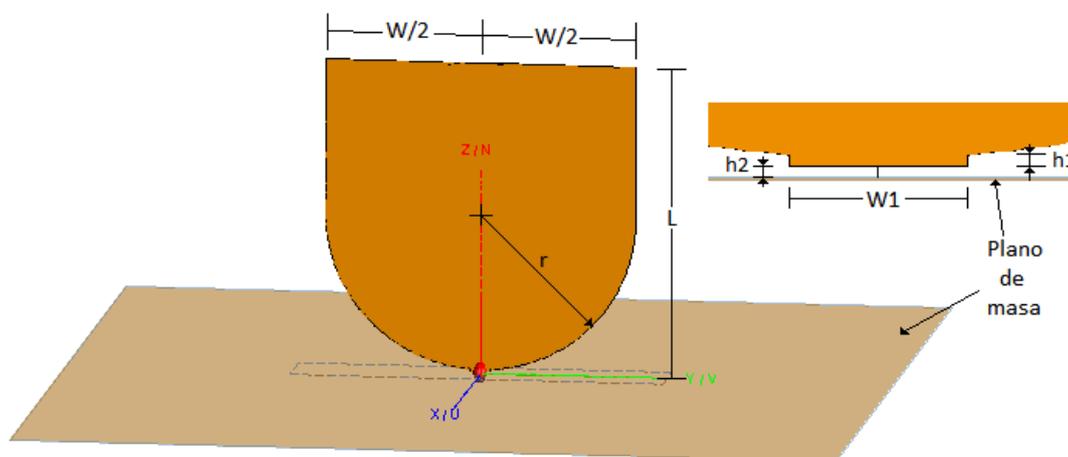


Figura 33. Estructura de monopolo plano.

Dimensiones	Valores (mm)
<b>W</b>	150
<b>W1</b>	20
<b>L</b>	152.2
<b>h1</b>	1.2
<b>h2</b>	1
<b>r</b>	75

Tabla 5. Dimensiones monopolo plano.

Si realizamos una simulación del coeficiente de reflexión de este monopolo obtenemos como resultado el mostrado en la Figura 34:

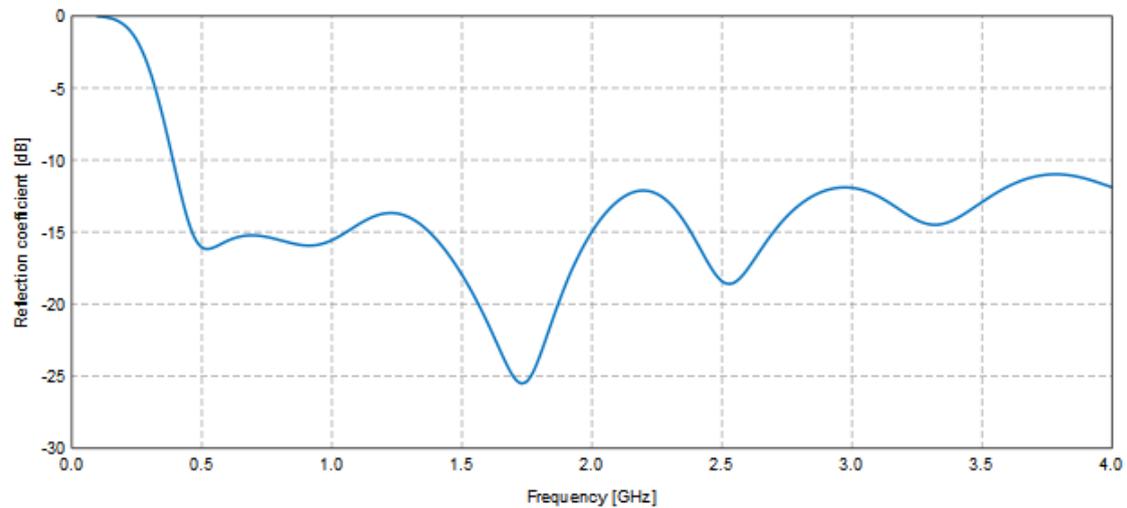


Figura 34. Coeficiente de reflexión monopolo plano.

Como podemos observar, obtenemos una antena con un coeficiente de reflexión que se adapta a una amplia banda por debajo de 10 dB. En esta banda podremos obtener energía de la banda superior de televisión digital terrestre, la banda GSM900, la banda WIFI, y la banda de 1 a 2 GHz, utilizada por satélites GNSS y aplicaciones de radiodeterminación.

Ahora pasaremos a analizar la impedancia de la antena (Figura 35) y su coeficiente de reflexión en la carta de Smith (Figura 36):

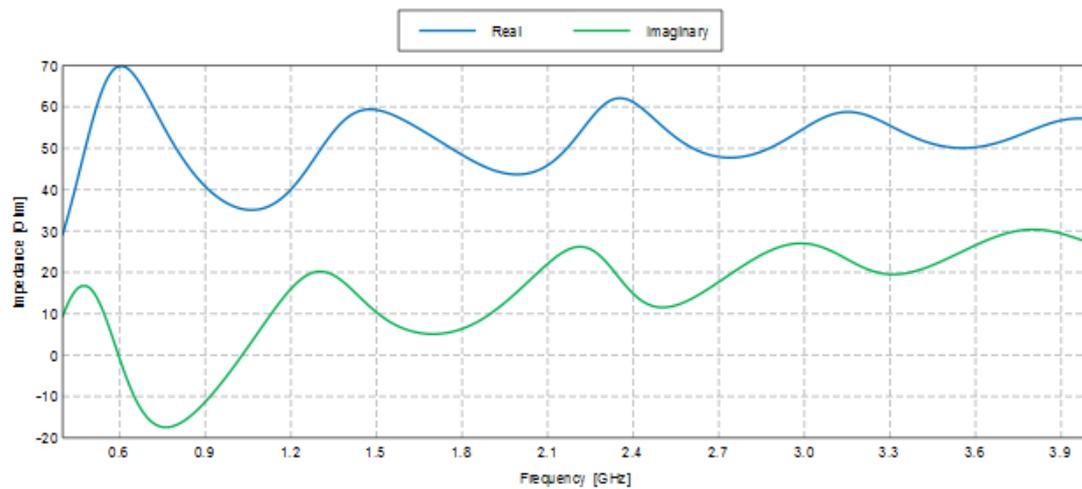
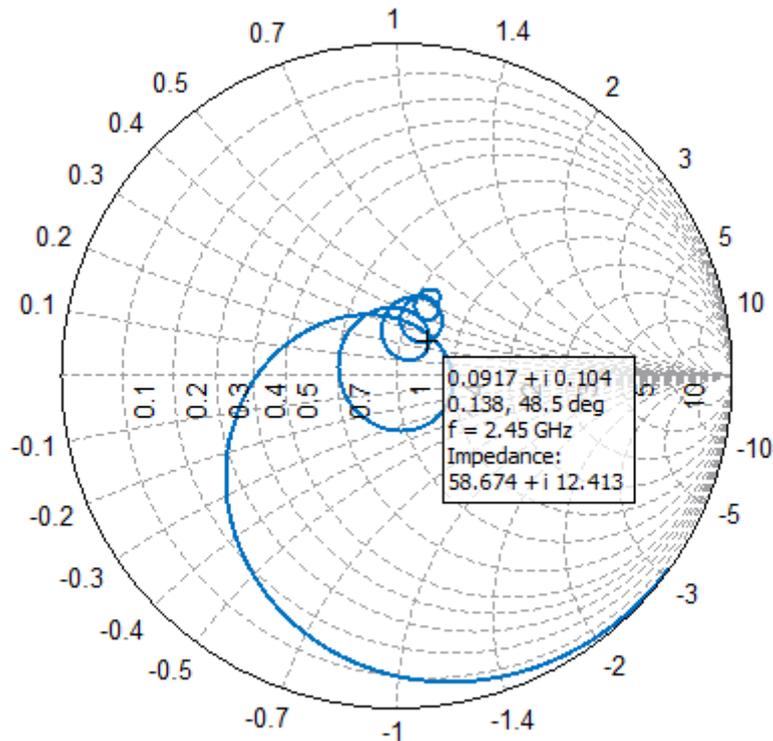


Figura 35. Impedancia Real e Imaginaria de la antena monopolo.



**Figura 36.** Representación de la impedancia de entrada de la antena monopolo plano.

Podemos observar que la adaptación que se consigue a  $50 \Omega$  es bastante buena, pues el valor de la parte real de la impedancia oscila entre  $60$  y  $40 \Omega$  a lo largo de la banda de trabajo. También podemos observar que la parte imaginaria de la impedancia es cercana  $0$  en toda la banda de trabajo, característica muy positiva de nuestro dispositivo y que nos proporcionará una buena adaptación al circuito multiplicador al que después irá conectada nuestra antena.

Si analizamos la polarización del monopolo plano, obtendremos una polarización altamente lineal, debido al modo de excitación que posee este. Las corrientes que atravesarán el monopolo serán lineales desde abajo a arriba, debido a la configuración geométrica del mismo. Esto supone el mismo problema que hemos visto en la antena circular impresa, pues solo recibiremos energía en esta polarización reduciéndose la captación al  $50 \%$  para polarizaciones circulares y no recibiendo apenas energía con polarizaciones ortogonales a estas. La ganancia que obtenemos tiene variaciones muy abruptas en torno al ancho de banda, por ser este tan amplio. Si observamos la siguiente figura (Figura 37) podemos comprobar que la amplitud de la ganancia no es muy alta por ser esta una antena omnidireccional. Además la dirección de apuntamiento en la banda más baja para la cual hemos diseñado la antena tiene su máximo entorno al eje donde  $\varphi=0^\circ$ , y conforme la frecuencia aumenta, esta ganancia se va desplazando hacia la dirección  $\varphi=90^\circ$ . Este tipo de efectos es difícilmente solventables pues al ser una antena de banda ancha, la ganancia para las frecuencias de fabricación será la deseada por nosotros, pero a medida que aumenta la frecuencia tenemos que la antena es de 3 o 4 veces la longitud de onda de la frecuencia recibida, haciendo que la cantidad de lóbulos secundarios que surgen en nuestra antena sea predominante frente al lóbulo principal.

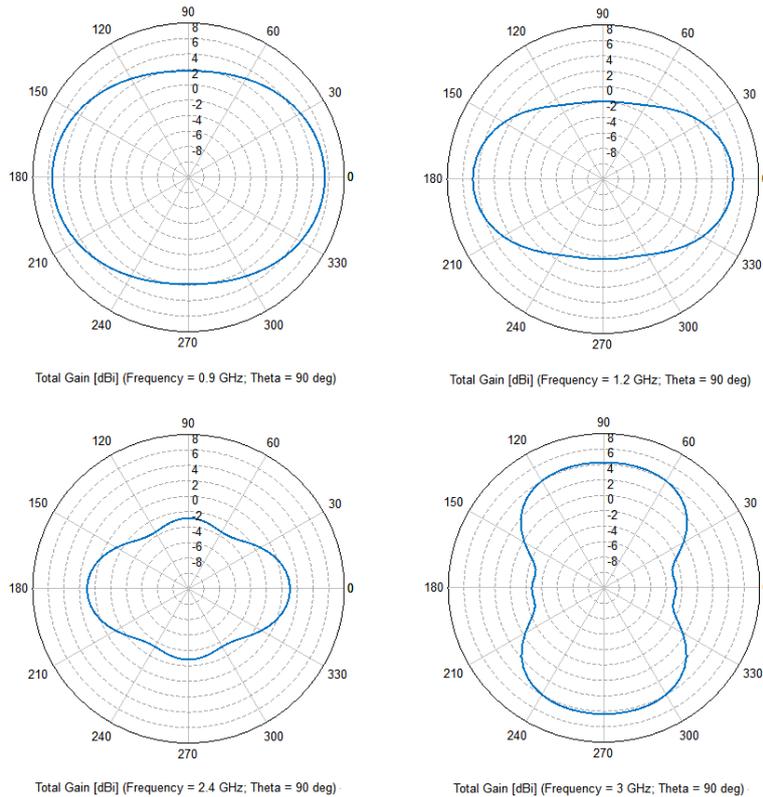


Figura 37. Ganancia de la antena monopolo para distintas frecuencias.

Esto puede suponer un problema y a la vez una solución para el objetivo buscado, pues la mayoría de la energía que se pretende que el dispositivo capte posee una dirección aleatoria, y tener varios lóbulos secundarios a frecuencias altas puede suponer una ventaja en ciertas situaciones.

### 7.3 Antena tipo parche en la banda de 2.45 GHz

Como ya mencionamos anteriormente, esta antena posee una impedancia característica deseada, pero posee baja eficiencia en cuanto al ancho de banda y acoplamiento, ya que se convierte en resonante solo para su frecuencia de diseño, rechazando potencia en las bandas adyacentes.

Para un primer desarrollo teórico, utilizaremos el proceso explicado en el Apartado 5.1.3, y a partir de ahí modificaremos sus parámetros para que se adapten a nuestros objetivos. Para hacer los cálculos teóricos de la antena tipo parche a utilizar, primero seleccionaremos la frecuencia

de resonancia,  $f_r=2.45$  GHz, la permitividad del sustrato,  $\epsilon_r=4.5$ , y la altura del sustrato,  $h=2.1$  mm. El cálculo de la línea de alimentación lo podemos encontrar en el Anexo I.

Primero calcularemos el ancho efectivo teórico de la antena (Ecuación 5.7):

$$W = \frac{3 \cdot 10^8}{2 * 2.45 \cdot 10^9} \sqrt{\frac{2}{4.5 + 1}} = 36.9 \text{ mm}$$

La permitividad efectiva de la antena (Ecuación 5.8) de parche rectangular será:

$$\epsilon_{ref} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{2.1 \cdot 10^{-3}}{36.9 \cdot 10^{-3}} \right]^{-\frac{1}{2}} = 4.0991$$

Ahora obtenemos la variación  $\Delta L$  (Ecuación 5.9) para más tarde calcular la longitud real de la antena:

$$\Delta L = 0.412 \cdot (2.1 \cdot 10^{-3}) \frac{(4.09 + 0.3) \left( \frac{36.9 \cdot 10^{-3}}{2.1 \cdot 10^{-3}} + 0.264 \right)}{(4.09 - 0.258) \left( \frac{36.9 \cdot 10^{-3}}{2.1 \cdot 10^{-3}} + 0.8 \right)} = 0.961 \text{ mm}$$

Por último solo faltaría calcular la longitud real de la línea (Ecuación 5.10):

$$L = \frac{1}{2 \cdot (2.45 \cdot 10^9) \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{4.09}} - 2 \cdot (0.961 \cdot 10^{-3}) = 28.3 \text{ mm}$$

$$\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

Con estos datos obtenidos teóricamente obtenemos la primera simulación de nuestra antena, cuyas características no se aproximan del todo a los valores propuestos inicialmente. Por eso procedemos a realizar ajustes en la geometría para obtener los parámetros deseados, resultando como parámetros finales los mostrados en la Tabla 6:

Dimensiones	Valores (mm)
<b>W</b>	31.1
<b>L</b>	31.9
<b>W1</b>	3.94
<b>L1</b>	32.88
<b>c</b>	10
<b>d</b>	0.18

Tabla 6. Dimensiones de antena parche banda 2.45 GHz.

Estos valores se corresponden con la antena tipo parche mostrada en la Figura 38:

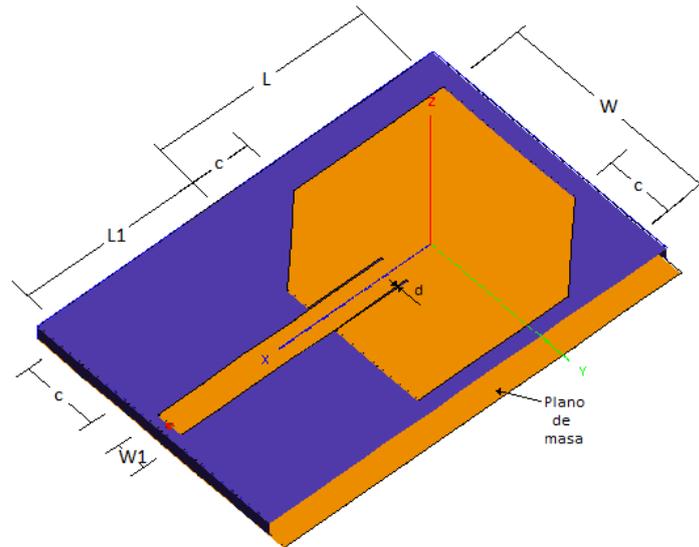


Figura 38. Antena tipo parche banda 2.45 GHz.

Para realizar esta antena tipo parche, se ha tenido en cuenta el diseño utilizado en las antenas para GPS, en la que dos de los bordes están achaflanados para conseguir una polarización elíptica y poder captar distintas polarizaciones.

Su parámetro de reflexión (Figura 39) está definido en la banda de 2.45 GHz, consiguiendo un ancho de banda de 67 MHz, suficiente para captar energía concentrada en esta banda.

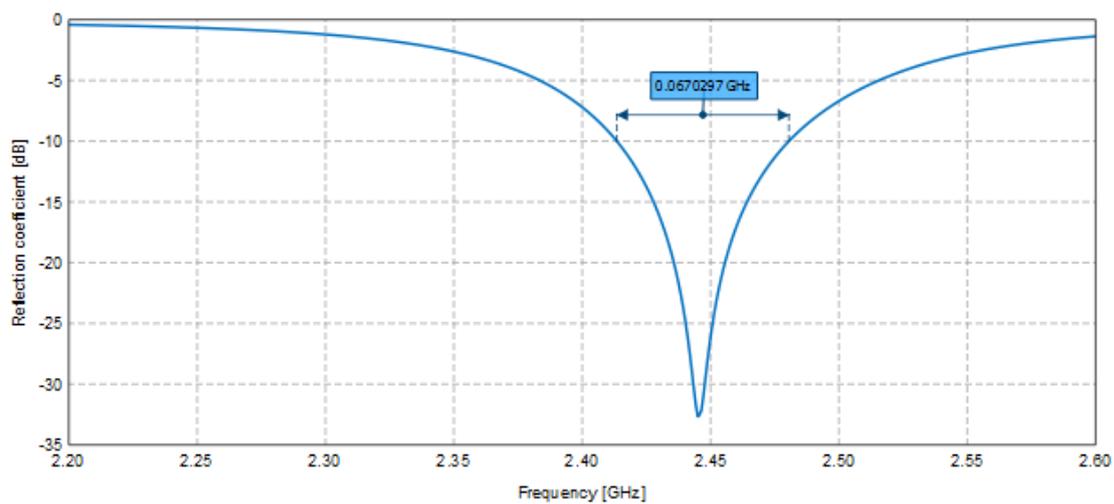


Figura 39. Factor de reflexión antena tipo parche.

La impedancia que caracteriza a esta antena se ha intentado aproximar a  $50\Omega$  para poder adaptar nuestra antena a la línea coaxial a la que irá conectada, como las anteriores antenas. Como podemos comprobar (Figura 40), la adaptación se produce a la frecuencia de resonancia que

hemos estado buscando, y alrededor de esta la impedancia varía unos pequeños ohmios. La impedancia imaginaria tenemos que su valor se hace 0 para la frecuencia de resonancia variando esta alrededor de dicho valor en torno a la frecuencia de resonancia, ya que es muy difícil conseguir que su valor sea 0 durante todo el ancho de banda que vamos a utilizar.

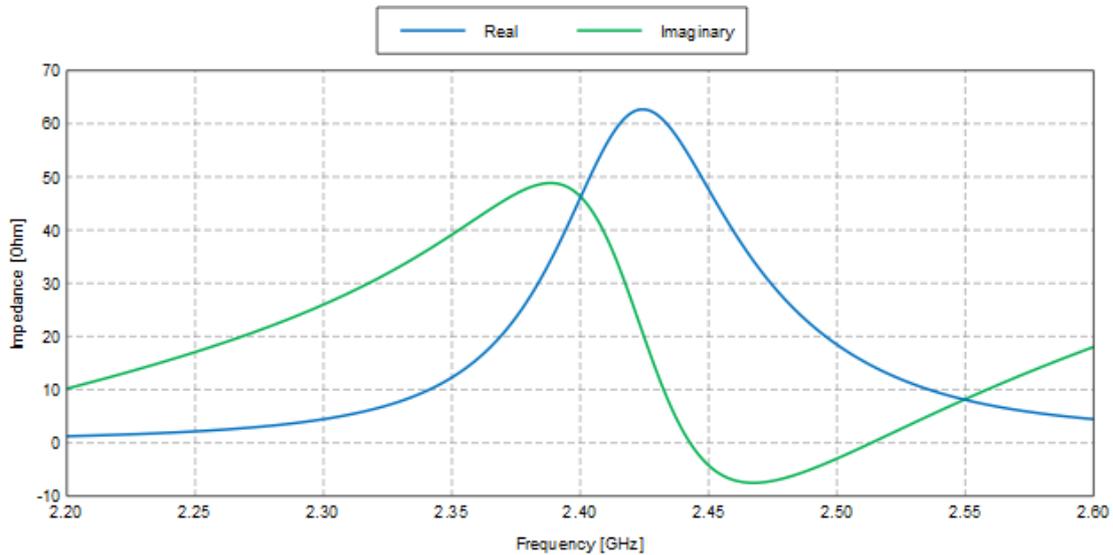


Figura 40. Impedancia real e imaginaria de antena tipo parche.

Para conocer un poco más los parámetros de esta antena también se ha realizado un análisis en Carta de Smith (Figura 41) donde comprobamos que la antena está adaptada solo a la frecuencia de trabajo (alrededor de 2.45 GHz), mientras que para otras frecuencias el factor de reflexión y la impedancia se hacen muy altos.

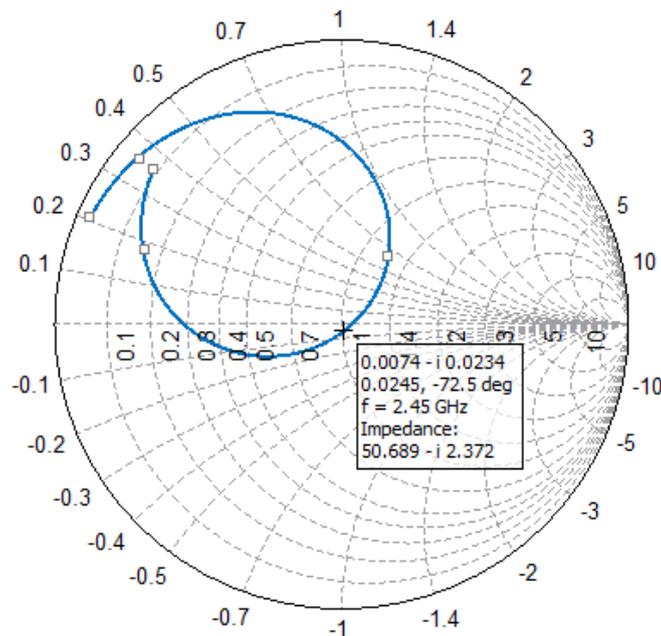


Figura 41. Impedancia de entrada de la antena tipo parche.

Si pasamos a analizar la directividad que nos ofrece nuestra antena tipo parche obtenemos los siguientes resultados:

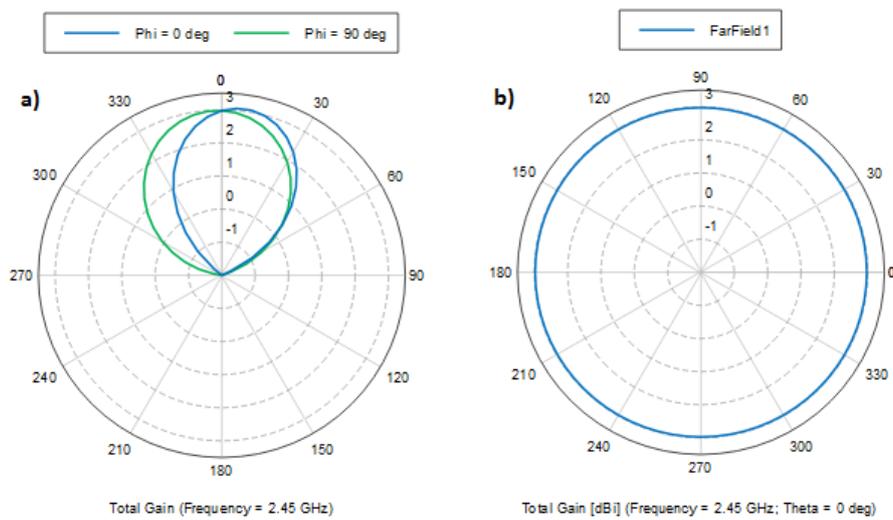


Figura 42. Directividad de antena tipo parche.

En la Figura 42.a podemos observar la directividad que obtenemos en los ejes XZ (azul) y YZ (verde). Podemos comprobar que con este tipo de antenas obtenemos un ancho de haz de aproximadamente  $90^\circ$  en la dirección perpendicular al plano de la antena. En la Figura 42.b observamos la directividad que logramos en el plano XY. Esta es omnidireccional, con lo que captará energía de todas direcciones.

Por último analizaremos la polarización que se consigue con esta antena. Como podemos comprobar en la Figura 43, la polarización obtenida es elíptica, pues su valor en la banda de estudio es mayor de 3 dB donde se consideraría circular, aunque no llega a tender a infinito para considerarla puramente lineal. Por lo tanto, lo que nos proporcionará esta antena será capacidad de captación en ambas polarizaciones (vertical y horizontal).

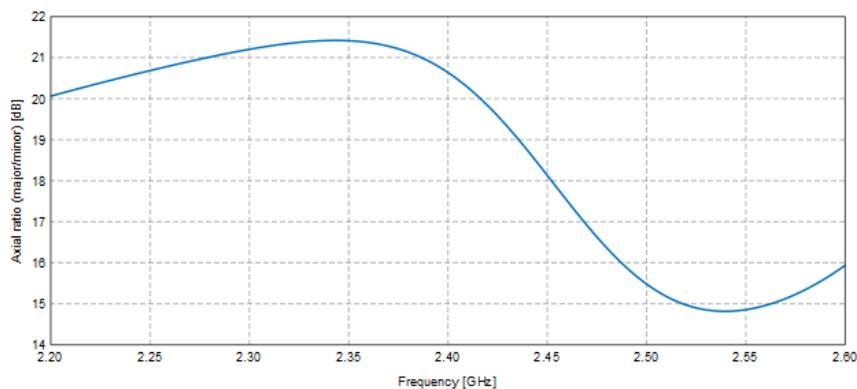


Figura 43. Polarización de antena tipo parche.

Tras analizar esta antena nos presenta que su utilización podría enfocarse a aplicaciones en las que la configuración del sistema sea un alimentador y múltiples antenas receptoras, pues el ancho de banda que presenta es idóneo para recibir mucha potencia en esa banda. Otra característica que presenta es que su ganancia posee un ancho de haz de  $90^\circ$ , con lo que lo hace perfecto para alimentar sensores indoor, pues posee un diagrama que solo radia en una dirección.

# Capítulo 8

## Configuraciones para captación de energía y resultados

---

En este capítulo se van a realizar las siguientes tareas: en primer lugar vamos a utilizar un análisis de medidas en la ciudad de Tokyo para conocer qué niveles de potencia nos podemos encontrar en un entorno urbano para intentar constatar que cantidad de potencia y tensión podríamos obtener en nuestro dispositivo. En segundo lugar contrastaremos este análisis con dos configuraciones que podríamos utilizar para la captación de energía. De estas configuraciones tenemos dos: una configuración sin alimentador, que basa su funcionamiento en la total recolección de energía del medio, es decir, funciona solo con energía de RF ambiental, y la otra configuración está ligada a los sistemas WPT (Wireless Power Transmission), en la que un alimentador alimenta una serie de sistemas para conseguir su funcionamiento.

### 8.1 Medidas utilizadas

Para realizar este análisis más factible, vamos a utilizar un estudio de medidas sobre intensidad de campo realizado en el centro de Tokio por la Universidad de Tokio [28]. El estudio se realizó durante 19 días en 8 lugares distintos, entre los que se encuentran estaciones de tren, de metro, pequeñas y grandes calles y en entornos de oficinas. El equipo utilizado permitió medir las contribuciones individuales de múltiples emisores y generar una vista del espectro que abarcaba desde los 75MHz hasta los 3GHz.

En cada día de medidas para realizar el estudio, se calculaba la media diaria (Ave), la desviación estándar (Dev) y la duración (Dur: el porcentaje del tiempo que la señal observada se encuentra por encima de 1 V/m) del rango de frecuencias de 75MHz a 3GHz. Este desarrollo puede observarse en la Figura 44. En la esquina inferior derecha tenemos un mapa con la situación geográfica de las medidas realizadas. Cada una de las barras del gráfico muestran la media de los resultados de medida de cada uno de los días ordenadas según diferentes bandas de frecuencias en las que encontramos FM Radio, TV and Telefonía Móvil.

Es necesario mencionar que situado en el punto nº4 tenemos una estación de difusión de televisión. Las medidas de cada posición se han realizado durante 15 minutos y todas mantienen

una distancia entre 100 y 1500 metros de la torre de televisión. Todos los puntos tienen visión directa con la torre, excepto el punto número 8.

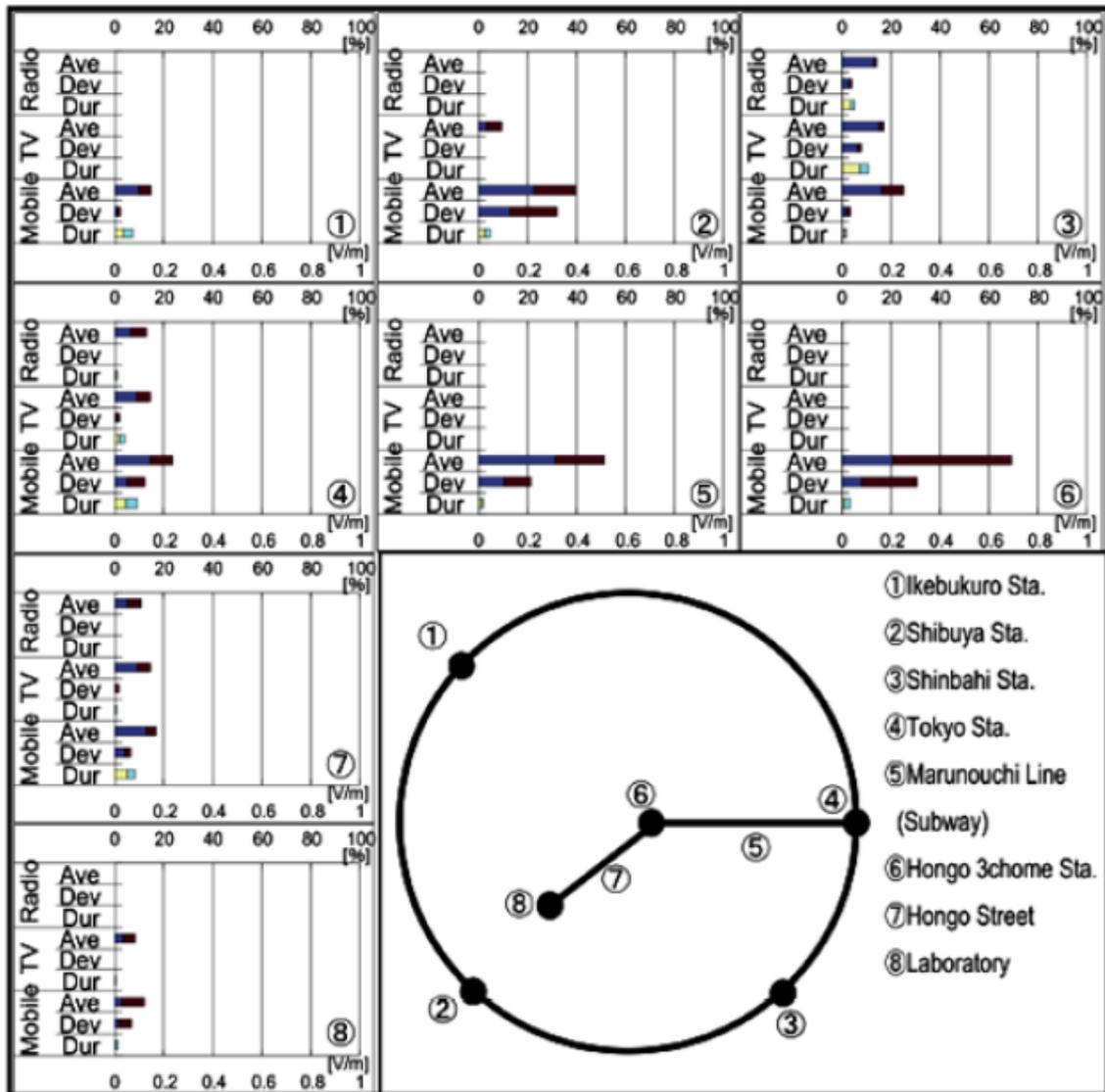


Figura 44. Medidas realizadas en la ciudad de Tokio.

Como podemos comprobar, en casi todos los puntos la intensidad de campo recibida en la banda de telefonía móvil es la que predomina.

## 8.2 Configuración sin alimentador

En la configuración sin alimentador dispondremos del dispositivo captador de energía únicamente, y este estará alimentado de forma pasiva gracias a la energía de RF disponible en el

ambiente. Esta configuración deberá poseer una serie de características para que su funcionamiento sea el correcto:

- Debe tener una antena omnidireccional o poco directiva.
- Debe ser capaz de trabajar en un gran ancho de banda o multifrecuencia, debido a la escasa energía que captaría de una sola banda.
- Debe tener una polarización circular o elíptica para que la energía captada sea la máxima posible.
- Debe estar adaptada a una impedancia de  $50 \Omega$ .

En nuestro caso, dado que la frecuencia es uno de los factores más importantes a tener en cuenta, para esta configuración y como frecuencia central de las antenas se ha elegido 2.45 GHz, frecuencia que hoy en día es utilizada para aplicaciones de ISM (Industrial, Scientific and Medical) y que es utilizada y conocida por todo el mundo por la banda WiFi. El decantamiento por esta banda se debe a que es una banda de libre uso y muy explotada en nuestros días por los sistemas que utilizan WiFi, por lo que la cantidad de señal que podemos captar en esta banda es bastante alta. Además, como el objetivo principal de nuestro proyecto es captar la mayor energía posible, intentaremos que nuestra antena también capture energía de bandas adyacentes a la banda de 2.45 GHz, tanto por debajo de esta como por encima.

El uso de antenas omnidireccionales para este tipo de aplicación se justifica debido a que el dispositivo debe ser capaz de recoger energía desde cualquier posición que se coloque, pues al carecer de un alimentador la dirección de la densidad de potencia recibida se convierte en aleatoria. Esto convierte a los monopolos de banda ancha en posibles candidatos para este tipo de aplicaciones, pues, como hemos visto (Capítulo 7), poseen un ancho de banda muy grande en el que se puede trabajar.

Para realizar comprobaciones sobre la potencia recibida usaremos el monopolo diseñado en el Apartado 7.2, y dado que no tenemos un estudio de medidas en la banda WiFi nos tendremos que basar en las obtenidas del estudio que se muestra en el apartado anterior de la ciudad de Tokio. Este monopolo posee la característica de abarcar las bandas de telefonía móvil, así que podremos hacer comprobaciones de la potencia que se recibiría usando esta antena para una configuración sin alimentador en un entorno urbano.

En primer lugar calcularemos el área efectiva de la antena a partir de la Ecuación 4.28. Tenemos que la frecuencia de telefonía móvil 3G en Japón es 2 GHz y la directividad de nuestra antena a 2 GHz es aproximadamente 2 dB pues tomaremos como rendimiento de las antenas 100 % para hacer los cálculos teóricos:

$$A_{ef}(\theta, \phi) = \frac{0.15^2}{4\pi} * 1.58 = 2.82 * 10^{-3} m^2 = 28.2 cm^2 \quad (8.1)$$

Ahora necesitaremos obtener la intensidad de campo y la densidad de potencia incidente utilizando para ello las medidas nombradas en el apartado anterior. Para ello utilizaremos las medidas proporcionadas por el punto 6 (Figura 41), que nos da una intensidad de campo de 0.5

V/m. Si convertimos este valor a densidad de potencia incidente mediante [30], tenemos un valor de densidad de potencia incidente tal que:

$$P_i = 0.066313 \mu W/cm^2 \quad (8.2)$$

Ahora calculamos a través de la Ecuación 4.26, y los resultados de Ecuación 8.1 y Ecuación 8.2 la potencia recibida ( $P_r$ ) por la antena que estamos estudiando:

$$P_r = 0.066313 * 28.2 = 1.87 \mu W = -27 dBm \quad (8.3)$$

Supondremos que la antena está adaptada en polarización, por lo que no introduciremos pérdidas por esta característica. Para calcular la potencia DC que obtenemos a la salida del multiplicador nos basaremos en la Ecuación 5.13. Para ello comprobaremos en la Figura 26 el rendimiento del multiplicador que hemos diseñado para una potencia recibida de -27 dBm, que equivale a un rendimiento de 1%, por lo que:

$$P_{DC} = \eta * P_r = 0.01 * 1.87 = 18.7 nW \quad (8.4)$$

Tras estos resultados observamos que la potencia obtenida es de 18.7 nW. Es una potencia muy baja, pero si tenemos en cuenta que hoy en día existen sensores cuyo consumo para enviar una señal no es muy alto, el dispositivo simulado podría suplir las baterías de un entorno multisensor simplemente con la energía de RF del ambiente. El modo de funcionamiento consistiría en fijar el nivel de energía acumulada a un nivel suficiente como para realizar las labores del sensor, y después, una vez almacenada esa energía, liberarla. Con este sistema no se logra un funcionamiento continuado del sistema, pero si se puede lograr el envío de datos no críticos durante periodos cortos de tiempo. Por ejemplo, para alcanzar un nivel de energía de 20μJ, el dispositivo necesitaría aproximadamente 18 minutos para alcanzar el nivel de energía. Una vez alcanzado podría enviar una señal con la información que este midiendo, y volver a iniciar de nuevo el proceso.

## 8.3 Configuración con alimentador

La configuración con alimentador se basa en un enlace punto a punto o punto a multipunto. Consiste en instalar una antena directiva que ilumine una o varias rectenas situadas estratégicamente sobre un plano de manera que se consiga alimentar una serie de dispositivos sin necesidad de cablear una zona. El tamaño del plano donde deben estar situadas las rectenas está directamente relacionado con la potencia de emisión de la antena alimentadora ya que la atenuación juega un papel importante en estos sistemas.

Las características más significativas de un sistema de captación de energía con alimentador son las siguientes:

- Las antenas de los receptores deben ser directivas y económicas.
- El ancho de banda del receptor debe adaptarse a la banda de emisión del alimentador, que generalmente será reducido y en una frecuencia concreta.

- La polarización de las antenas receptoras debe ser el mismo que en transmisión.
- Los dos circuitos, tanto transmisor como receptor, deberán estar adaptados a la misma impedancia.
- No cumple estrictamente las características de *energy harvesting*, pues no recicla energía sino que es necesario un alimentador externo para hacer funcionar el sistema.

El esquema en el que se basa este tipo de configuración es el que podemos ver en la Figura 45:

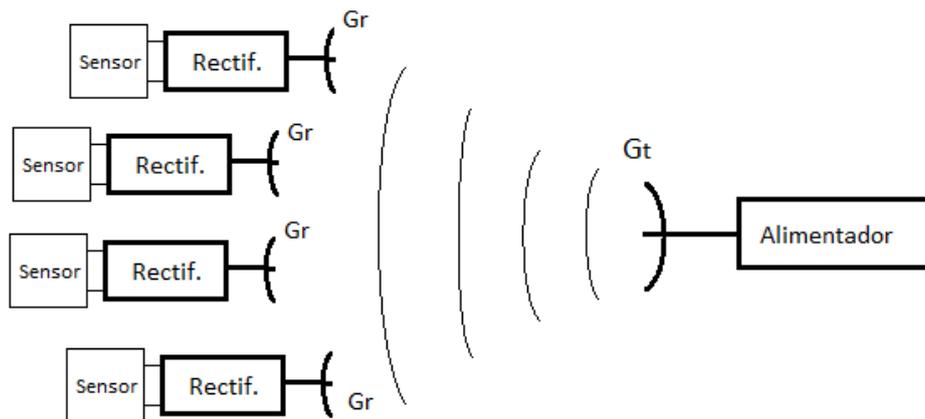


Figura 45. Esquema de configuración con alimentador.

Este tipo de configuración es más seguro y estable que una configuración sin alimentador. En este sistema, al tener un alimentador exclusivamente para alimentar todas las antenas, nos aseguramos de que la potencia que recibe cada antena sea la suficiente como para que el funcionamiento del sensor sea el correcto.

Para realizar unos cálculos estimados para este tipo de sistemas, en primer lugar tendremos que tener en cuenta la potencia de los sensores que vayamos a alimentar. Una vez fijado este nivel, a través de la Figura 26, calcularemos la eficiencia de nuestro dispositivo y obtendremos la potencia que debe haber en nuestra antena.

Conocida esta potencia ( $P_r$ ), y aplicando la Ecuación 4.29 (Ecuación de Friis), podremos obtener la potencia que debe emitir el alimentador para que los sensores trabajen correctamente.

La antena diseñada en el Apartado 7.3, podría ser candidata para este tipo de aplicaciones, trabajando en la banda de 2.45 GHz.

# Capítulo 9

## Conclusiones y propuesta de trabajo futuro

---

### 9.1 Conclusiones

En este trabajo se han obtenido varias conclusiones tras su finalización. En primer lugar nos damos cuenta que a la hora de implementar un rectificador, utilizar una configuración como un multiplicador de voltaje no siempre es la mejor opción, pues va a depender de si la impedancia de la carga va a ser constante o va a variar. Este hecho, que se ha comprobado durante el proceso de simulación, produce en la tensión de salida ciertas variaciones que pueden afectar al dispositivo cuando la potencia de entrada no es constante (y no lo es en la mayor parte del tiempo), produciendo, también, cambios de intensidad de corriente. Por eso, dependiendo de la aplicación, habrá que determinar el número de etapas que convienen dentro del multiplicador de tensión, siendo quizás suficiente con dos o tres etapas (el diseñado posee cinco.)

La segunda conclusión que se obtiene de este trabajo es sobre las antenas. Para este tipo de aplicaciones (*Energy harvesting*), el tipo de antena no siempre va a ser lo más importante en el sistema, ya que todas captan energía, sino que gozan de parámetros óptimos en cuanto a área efectiva y coeficiente de reflexión. Estos dos parámetros van a determinar la cantidad de energía que recibamos del medio ambiente. Como pudimos comprobar en el Apartado 8.2, la cantidad de potencia recibida era directamente proporcional al área efectiva de nuestra antena que combinado a un excelente parámetro de reflexión pueden hacer de la antena el perfecto receptor. Tampoco debemos descuidar la ganancia de estas antenas, pero si tenemos en cuenta que estamos utilizando monopolos omnidireccionales, no podremos obtener mucho más que un par de dB.

La tercera y última de las conclusiones nos viene dada por los resultados finales obtenidos. Como se ha podido demostrar durante el trabajo, esta forma de suministro energético para dispositivos no es muy eficiente, debido, en gran medida, a los componentes electrónicos que existen en el mercado que no están adecuados para este tipo de aplicaciones. Pero por otro lado,

hoy en día existen muchos dispositivos tipo sensor cuyo régimen de trabajo exige muy poca energía, y aplicaciones no críticas en las que el envío de información intermitente es su base de trabajo. Hemos demostrado que aunque los niveles de tensión en un entorno urbano no sean excesivamente altos, mediante integración de energía en el tiempo se pueden lograr valores de energía suficientes para enviar una señal de datos a otro receptor.

## 9.2 Propuesta de trabajo futuro

Como trabajo futuro se plantea el uso de antenas y circuitos electrónicos más eficientes, pues ésta es todavía una tecnología poco madura y que debe ser investigada más a fondo.

Aunque hoy en día existen varias líneas de investigación abiertas en torno a esta materia, aún no se han obtenido resultados claros, aunque algunos proyectos sí han visto la luz y se ha comprobado que funcionan.

Por último añadir que para investigaciones futuras, se podría barajar la posibilidad de diseñar antenas basadas en filtros resonantes que se adecuen a bandas utilizadas solo para la emisión de energía con fines de alimentación, a fin de proponer la alimentación remota como un estándar global utilizado para alimentar los dispositivos del futuro.

Como ejemplo de aplicación de esta tecnología en un futuro, se podría utilizar para alimentar sensores de condiciones climáticas en zonas de difícil acceso, que enviaran una señal cada cierto tiempo a un servidor utilizando la red GSM, para la recolección de datos de distintos puntos sin necesidad de suministrar alimentación in situ. Otra aplicación podría ser la de incorporar estos dispositivos a numerosos objetos en un futuro para lo que se conocerá como *Internet of Things*.

# BIBLIOGRAFIA

- [1] Wikipedia, Cosechamiento de energía.  
[http://es.wikipedia.org/wiki/Cosechamiento\\_de\\_energ%C3%ADa](http://es.wikipedia.org/wiki/Cosechamiento_de_energ%C3%ADa) [Online].
- [2] Nikola Tesla. *Experiments with Alternate Current of High Potential and High Frequency*. McGraw, 1904.
- [3] Nikola Tesla. *The transmission of electric energy without wires. The thirteenth Anniversary Number of Electrical World and Engineer*, 1904.
- [4] Gianfranco Andía Vera. *Efficient Rectenna Design for Ambient Microwave Energy Recycling (Thesis)*, 2010.
- [5] N. Shinohara. *Wireless power transmission for solar power satellite*.  
<http://www.sspi.gatech.edu/wptshinohara.pdf> , 2006. [Online].
- [6] Wikipedia, *Energía solar espacial*.  
[http://es.wikipedia.org/wiki/Energ%C3%ADa\\_solar\\_espacial](http://es.wikipedia.org/wiki/Energ%C3%ADa_solar_espacial) [Online].
- [7] Ison21, *Blog de ingeniería y sostenibilidad para el s.XXI*.  
<http://www.ison21.es/2009/01/30/demostracion-de-la-energia-de-la-radio-frecuencia-intel> [Online].
- [8] Tendencias21, *Un novedoso dispositivo capta la energía electromagnética ambiental*.  
[http://www.tendencias21.net/Un-novedoso-dispositivo-capta-la-energia-electromagnetica-ambiental\\_a7019.html](http://www.tendencias21.net/Un-novedoso-dispositivo-capta-la-energia-electromagnetica-ambiental_a7019.html) [Online].
- [9] Miguel Ferrando, *Antenas I y II*. Servicio de publicaciones Universidad Politécnica de Valencia.
- [10] Antenna-Theory.com, *Axial*. <http://www.antenna-theory.com/definitions/axial.php> [Online].
- [11] Scielo, *Análisis y diseño de un monopolo impreso para UWB*.  
[http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S1815-59282014000100002&script=sci\\_arttext](http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S1815-59282014000100002&script=sci_arttext) [Online].
- [12] Práctica 5 de la asignatura *Antenas*. Profesor Alejandro Valero. PoliformaT.
- [13] Iulian Rosu, *Small Antennas for High Frequencies*.  
[http://www.qsl.net/va3iul/Antenna/Small\\_Antennas\\_for\\_High\\_Frequencies/Small\\_Antennas\\_for\\_High\\_Frequencies.pdf](http://www.qsl.net/va3iul/Antenna/Small_Antennas_for_High_Frequencies/Small_Antennas_for_High_Frequencies.pdf) [Online].
- [14] Sergio Buenrostro Rocha, *Metodología para el diseño y construcción de antenas de microcinta en la banda WiMAX a 3.5 GHz (Tesis presentada en CITEDI)*.

<http://itzamna.bnct.ipn.mx:8080/dspace/bitstream/123456789/709/1/Buenrostro%20Rocha.pdf> [Online].

[15] Cyclopaedia, *Buscador científico*.

[http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lem/hernandez\\_a\\_r/capitulo3.pdf](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/capitulo3.pdf) [Online].

[16] Jorge Cámara Fernández, *Diseño de nuevas estructuras de antenas Ultra Wideband (PFC)*. Universidad Autónoma de Madrid. Marzo 2011.

[17] Antenna-Theory.com, *Microcinta antenna: parámetros de diseño y soluciones de compromiso*. <http://www.antenna-theory.com/spanish/antennas/patches/patch4.php> [Online].

[18] Wikipedia, *Adaptación de impedancias*.

[http://es.wikipedia.org/wiki/Adaptaci%C3%B3n\\_de\\_impedancias](http://es.wikipedia.org/wiki/Adaptaci%C3%B3n_de_impedancias) [Online].

[19] Jari-Pascal Curty, Michel Declercq, Catherine Dehollain, Norbert Joehl, *Design and Optimization of Passive UHF RFID Systems*. Ed. Springer.

[20] Wikipedia, *Diodo Schottky*. [http://es.wikipedia.org/wiki/Diodo\\_Schottky](http://es.wikipedia.org/wiki/Diodo_Schottky) [Online].

[21] Robert Córdova López (a través de monografías.com), *El diodo Zener*.

<http://www.monografias.com/trabajos96/diodo-zener-resumen/diodo-zener-resumen.shtml#caracteria> [Online].

[22] Dr. Manos Tentzeris, Vasileios Lakafosis, Rushi Vyas, Hiroshi Nishimoto, Dr. Yoshihiro Kawahara, *A Battery-less, Wireless Mote for Scavenging Wireless Power at UHF (470-570 MHz) Frequencies*. <http://users.ece.gatech.edu/~etentze/public.html> [Online].

[23] Willian C. Brown. *The history of power transmission by radio waves*. IEEE Trans. MTT, 32(9): 1230-1242, 1984.

[24] AWR Corporation, *Ayuda del programa de simulación MicroWave Office*.

[25] Wikipedia, *Rectenna*. <http://en.wikipedia.org/wiki/Rectenna> [Online].

[26] Shigeta, R.; Sasaki, T. ; Duong Minh Quan ; Kawahara, Y. ; Vyas, R.J. ; Tentzeris, M.M. ; Asami, T., *Ambient RF Energy Harvesting Sensor Device With Capacitor-Leakage-Aware Duty Cycle Control*. Sensors Journal, IEEE (Volume:13, Issue: 8)

[27] Electronica ES, *El diodo schottky o diodo de barrera*. <http://www.electrosector.com/wp-content/ftp/descargas/diodo.pdf> [Online].

[28] Keisuke Tsukada Yoshihiro Kawahara and Tohru Asami. *Feasibility and potential application of power scavenging from environmental RF signals*. IEEE. 2009.

[29] Wikipedia, *Función de Green*. [http://es.wikipedia.org/wiki/Funci%C3%B3n\\_de\\_Green](http://es.wikipedia.org/wiki/Funci%C3%B3n_de_Green) [Online].

[30] Pedro Cores, *Tabla de conversión de valores*. <http://www.pedrocores.com/tablavmw.pdf> [Online].

# ANEXOS

## Anexo I

Calculo de la línea de alimentación adaptada de la antena monopolo circular mediante el software de simulación TXLine (Apartado 7.1):

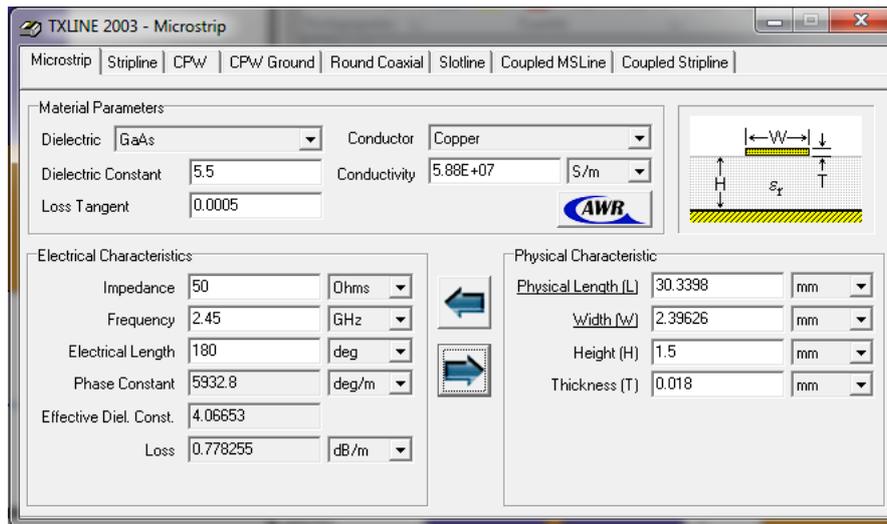


Figura 46. Cálculo de la línea de alimentación de la antena monopolo circular.

## Anexo II

Cálculo de la línea de alimentación adaptada de la antena tipo parche mediante el software de simulación TXLine (Apartado 7.3):

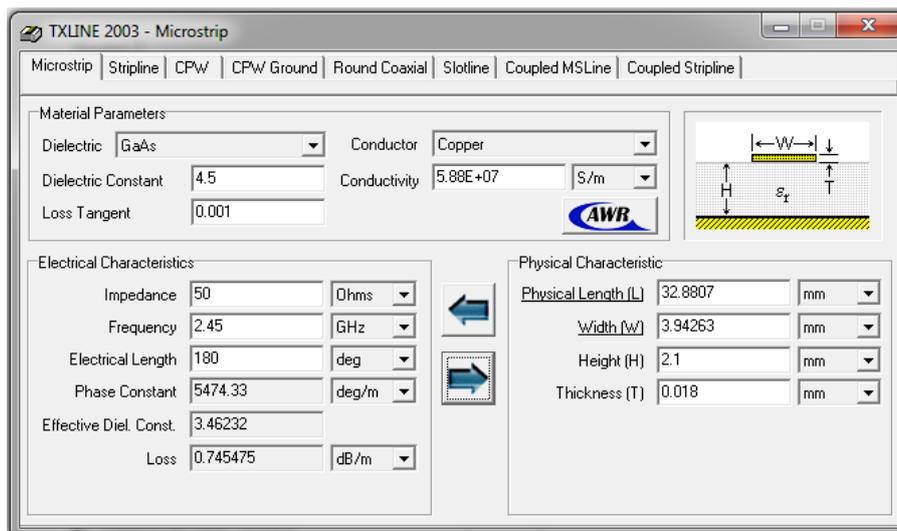


Figura 47. Cálculo de la línea de adaptación de la antena tipo parche.

## Anexo III

Catálogo extraído de: <http://www.diodes.com/datasheets/ds18004.pdf>

Type Number	Marking Codes	Zener Voltage Range (Note 10)				Maximum Zener Impedance f = 1kHz			Maximum Reverse Current (Note 10)		Temperature Coefficient @ I <sub>ZT</sub> C mV/°C		Test Current I <sub>ZTC</sub> mA
		V <sub>Z</sub> @ I <sub>ZT</sub>			I <sub>ZT</sub>	Z <sub>ZT</sub> @ I <sub>ZT</sub>	Z <sub>ZK</sub> @ I <sub>ZK</sub>	I <sub>ZK</sub>	I <sub>R</sub>	@ V <sub>R</sub>	Min	Max	
		Nom (V)	Min (V)	Max (V)	mA	Ω	mA	uA	V				
BZT52C2V0	WY	2.0	1.91	2.09	5	100	600	1.0	150	1.0	-3.5	0	5

Figura 48. Características técnicas de diodo zener a 25°C utilizadas para el regulador de tensión.