



Escola Politècnica Superior  
de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# PROYECTO DE FIN DE CARRERA

**TÍTULO:** Estudio de un sistema de transmisión de energía por RF

**AUTOR:** Javier Valle Fernández

**DIRECTOR:** Oscar Casas Piedrafita

**FECHA:** Febrero de 2006



**Título:** Estudio de un sistema de transmisión de energía por RF

**Autor:** Javier Valle Fernández

**Director:** Oscar Casas Piedrafita

**Fecha:** Febrero de 2006

## Resumen

El objetivo del proyecto es realizar el estudio y caracterización de un sistema capaz de captar energía utilizando sistemas de radiofrecuencia. Tanto los sistemas de comunicación móviles como cualquier otro sistema electrónico que pretenda ser autónomo, se ven limitados por la duración de sus baterías. El hecho de poder aumentar su autonomía o, incluso llegar a hacerla ilimitada, es lo que pretende el campo de investigación que ha venido a llamarse "*Energy Harvesting*". Este ámbito pretende aprovechar las distintas y variadas formas en que se halla la energía en el ambiente y convertirla en energía eléctrica.

En un inicio, este trabajo realiza una pequeña introducción por los diversos procedimientos que existen para aprovechar la energía disponible. Se enumeran algunos métodos y aplicaciones, así como el estado actual de las investigaciones y las líneas futuras que se prevén.

Una vez vistos los sistemas de absorción de energía, se realiza un estudio de la energía disponible en las distintas bandas de frecuencia. Las potencias disponibles en el espectro, junto con los resultados obtenidos, mostrarán la viabilidad de este tipo de sistemas, y las posibles mejoras que se les puedan aplicar.

Seguidamente el proyecto se centra en la absorción de la energía disponible en forma de campos electromagnéticos. Primero, desarrollando un sistema inductivo de adquisición de energía, que es efectivo para pequeñas distancias. El campo creado, se atenúa rápidamente con la distancia, traspasando cualquier material no metálico, siendo el sistema válido para su uso en aplicaciones de contacto no directo, al igual que los sistemas a frecuencias mayores. Con el fin de salvar el inconveniente de la distancia, en el siguiente paso se desarrolla un sistema capaz de absorber energía por radiofrecuencia, en el rango de los 433 MHz. Las distancias que se pueden cubrir serán mayores, y el estudio se acompaña con la caracterización de las potencias.

**Title:** Study of an Energy Transmission System through RF

**Author:** Javier Valle Fernández

**Director:** Oscar Casas Piedrafita

**Date:** February 2006

## Overview

The aim of this project is to study the main features of a system that is able to catch energy through radio frequency. Not only mobile communication systems, but also any kind of electronic system willing to become autonomous, are limited by their battery life. The investigation area called Energy Harvesting is aiming to improve that autonomy or even make it unlimited. This field tries to take advantage of the different and varied ways in which energy can be found in the environment and convert it into electric energy.

In its beginning, the project introduces the different existing procedures used to take advantage of this free energy. It also lists out some methods and applications, as well as the current state of investigations and the future trends.

Once the characteristics of an energy absorbing system have been studied, the project studies the energy that is available in the different frequency bands. The powers in the spectrum, together with the results obtained, will show the viability of this kind of projects, and the possible improvements that can be applied to them.

After that, the project focuses on the absorption of that energy, being transformed into electromagnetic fields. First, it develops an inductive system of energy taking, which is very effective within short distances. The resulting field will be rapidly reduced by distance, but it can go beyond any non-metallic material, allowing the system to be used in applications with no direct contact, the same that for other radiofrequency systems. In order to solve the disadvantage of the little distance of transmission, a new system is described in the next step. It is able to absorb energy through radio frequency, around 433 MHz. In this case, greater differences can be covered. We can see the characteristics of the received power in the same section.

# ÍNDICE

<b>CAPÍTULO 1 .....</b>	<b>1</b>
<b>TECNOLOGÍAS Y APLICACIONES DE LA CAPTACIÓN DE ENERGÍA DEL AMBIENTE “<i>ENERGY HARVESTING</i>” .....</b>	<b>1</b>
<b>1.1    Objetivos .....</b>	<b>1</b>
<b>1.2    Introducción .....</b>	<b>1</b>
<b>1.3    Tecnologías utilizadas según tipo de energía .....</b>	<b>3</b>
1.3.1 Conversión termoeléctrica .....	3
1.3.2 Conversión de energía mecánica .....	4
1.3.3 Conversión de energía solar .....	5
1.3.4 Conversión de la radiofrecuencia .....	6
<b>1.4    Conclusiones .....</b>	<b>7</b>
<b>CAPÍTULO 2 .....</b>	<b>9</b>
<b>ANÁLISIS DE POTENCIA DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO EN EL CAMPUS DE LA EPSC .....</b>	<b>9</b>
<b>2.1    Objetivos e Introducción .....</b>	<b>9</b>
<b>2.2    Procedimiento para la realización de las medidas .....</b>	<b>11</b>
<b>2.3    Resultados de las medidas .....</b>	<b>11</b>
2.3.1 VLF y LF ( <i>Very Low y Low Frequency</i> ) .....	11
2.3.2 MF ( <i>Medium Frequency</i> ) .....	11
2.3.3 HF y VHF ( <i>High y Very High Frequency</i> ) .....	12
2.3.4 UHF y SHF ( <i>Ultra High y Super High Frequency</i> ) .....	15
2.3.5 Otras bandas de interés .....	19
<b>2.4    Conclusiones .....</b>	<b>20</b>
<b>CAPÍTULO 3 .....</b>	<b>23</b>
<b>BASES TEÓRICAS Y MODELOS DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES..</b>	<b>23</b>
<b>3.1    Objetivos .....</b>	<b>23</b>
<b>3.2    Campos magnéticos.....</b>	<b>23</b>
3.2.1 Introducción .....	23
3.2.2 Bases teóricas .....	24
<b>3.3    Ondas electromagnéticas.....</b>	<b>27</b>
3.3.1 Introducción .....	27
3.3.2 Modelos de propagación .....	27
<b>3.4    Introducción a los sistemas de diversidad .....</b>	<b>32</b>

<b>CAPÍTULO 4</b> .....	<b>33</b>
<b>SISTEMAS DE CAPTACIÓN DE ENERGÍA</b> .....	<b>33</b>
<b>4.1 Objetivos</b> .....	<b>33</b>
<b>4.2 Introducción</b> .....	<b>33</b>
<b>4.3 Especificaciones de los sistemas</b> .....	<b>34</b>
<b>4.4 Diseño implementación y análisis de los sistemas</b> .....	<b>34</b>
4.4.1 Rango frecuencial de funcionamiento .....	34
4.4.2 Emisor del sistema inductivo. Diseño e implementación .....	35
4.4.3 Receptor del sistema inductivo. Diseño e implementación.....	36
4.4.4 Análisis y caracterización del sistema inductivo.....	40
4.4.5 Emisor del sistema de RF .....	43
4.4.6 Receptor del sistema de RF. Diseño e implementación. ....	45
4.4.7 Análisis y caracterización del sistema RF .....	49
<b>4.5 Conclusiones</b> .....	<b>53</b>
<b>IMPACTO MEDIOAMBIENTAL</b> .....	<b>55</b>
<b>CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS</b> .....	<b>57</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA</b> .....	<b>59</b>

## **ANNEXOS**

<b>A. ANNEXO 1: INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE DIVERSIDAD</b> .....	<b>65</b>
<b>Clasificación de técnicas de diversidad</b> .....	<b>66</b>
<b>A.1 Diversidad espacial</b> .....	<b>66</b>
A.1.1 Separación horizontal .....	67
A.1.2 Separación vertical .....	68
<b>A.2 Diversidad de polarización</b> .....	<b>70</b>
<b>A.3 Diversidad direccional</b> .....	<b>70</b>
<b>A.4 Diversidad frecuencial</b> .....	<b>71</b>
<b>A.5 Diversidad temporal</b> .....	<b>71</b>
<b>B. ANNEXO 2: DATASHEET AGILENT HSMS-282X SERIES</b> .....	<b>73</b>

## INTRODUCCIÓN

Las redes inalámbricas de sensores autónomos se están convirtiendo, cada vez más, en una solución muy atractiva para una gran variedad de aplicaciones. Los sensores pueden reportar información en tiempo real y de forma instantánea desde lugares remotos, incluso en los ambientes más hostiles, como los que se incorporan en el interior de materiales para la construcción. Pero una de sus limitaciones tiende a cancelar el resto de ventajas: cómo conseguir alimentar los dispositivos. Para aplicaciones de bajo consumo y de uso periódico, las baterías pueden ser una buena solución, pero necesitan recargarse continuamente, además, su mantenimiento es muy elevado, ya que implica la sustitución por otras una vez superado su ciclo de vida.

El uso de baterías es posible y efectivo en aplicaciones con un refresco de datos no necesariamente continuo, como el registro y captación de temperatura y humedad ambiental, en las que las variaciones son lentas. Pero ello no quiere decir que no haya lugar para un sistema de captación de energía, "energy-harvesting" en inglés, capaz de mejorar la autonomía del sistema, o mejorar sus prestaciones (reducción del tamaño y cantidad de baterías necesarias, etc.). Además, en el caso de monitorización de sistemas de seguridad, la posibilidad de que mueran las baterías sin previo aviso, excluía su uso de forma no redundada. Existen otras muchas aplicaciones dónde el uso de baterías no es práctico, como los entornos corrosivos, de altas temperaturas, etc. Es en estos puntos dónde las técnicas de absorción de energía más pueden colaborar con los sistemas actuales o incluso sustituirlos.

Los avances en el ámbito de "energy-harvesting" hacen pensar que se ha encontrado una respuesta a cómo alimentar estos sistemas directamente desde la energía hallada en el medio. La combinación de métodos de absorción de energía, junto con una gestión inteligente de la energía incluida en las especificaciones de las redes y sus protocolos, expandirán el potencial de mercado de estas aplicaciones. Serán posibles redes inalámbricas libres de mantenimiento, y se mejorará la eficiencia y el tiempo de entrega de la información. Para poder realizar esta visión mediante la extracción de energía del entorno y convertirla en energía eléctrica, se deben implementar sistemas eficientes de absorción y transformación de la energía. La luz solar, el calor y la energía mecánica son las manifestaciones más claras y abundantes de energía aprovechable. Pero, por ejemplo, de las mencionadas, la energía mecánica<sup>1</sup> es la más abundante en el interior de edificios, lugar dónde se instalan la mayoría de redes inalámbricas de sensores. Los rápidos avances en la mejora de los dispositivos piezoeléctricos hacen que se consigan muy buenos resultados. Pero para extraer suficiente energía de estos sensores deben someterse de forma continuada a fuerzas externas. Pero una red inalámbrica ya instalada en un edificio, es difícil que se halle expuesta a estas fuerzas, por lo que no resulta un método realizable de alimentación.

---

<sup>1</sup> "Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics", Joseph A. Paradiso; Thad Starner. Georgia Institute of Technology. IEEE'04

Este trabajo comienza con un breve repaso a los distintos sistemas para captar las múltiples formas de energía disponible. También se enumeran algunas de sus principales aplicaciones, tanto civiles, industriales como militares. Después de su rápida enumeración, se realiza un estudio de la energía disponible en las distintas bandas de frecuencia. Las potencias disponibles en el espectro, junto con los resultados obtenidos, mostrarán la viabilidad de este tipo de sistemas, y las posibles mejoras que se les puedan aplicar en un futuro. Los siguientes capítulos se centran en como conseguir energía a partir de la energía disponible en el espectro de radiofrecuencia, que es el objetivo principal. Para ello se realizan y evalúan dos sistemas capaces de ello.

El primero aprovechará el campo magnético creado por un conductor sometido a intensidades de corriente conocidas. Como se verá, las distancias que se pueden cubrir con este método están condicionadas al tamaño de los elementos involucrados, por lo que no serán muy grandes para sistemas de dimensiones reducidas.

La siguiente solución desarrolla un sistema que aprovecha la potencia transmitida por RF, valiéndose de que, hoy en día, son abundantes las emisiones radioeléctricas a lo largo de todo el espectro. Esta energía, radiada en todas las direcciones desde los centros emisores, puede ser aprovechada y almacenada. La mayoría de radiación, como se vio en capítulos anteriores, es provocada por los servicios de difusión, ya sean de radio o televisión, o sistemas de comunicaciones móviles (GSM, TETRA/TETRAPOL, UMTS, etc.) Pretender aprovechar esta energía tiene múltiples ventajas, como la cobertura prácticamente total del territorio o la continuidad de la emisión, sobretodo en zonas urbanas. También es posible crear nosotros mismos esa radiación (en uno de los rangos de frecuencias libres) en una zona sin cobertura de otro tipo de emisiones electromagnéticas. Así, nos hallamos ante una energía barata, fácil de conseguir y con elevado grado de disponibilidad. Capturar y almacenar esta energía dará la posibilidad de alimentar sistemas, por muy remotos que estén. Esta práctica, denominada *RF-Energy Harvesting*, es la menos desarrollada de todas las variantes de captación de energía, pero la que, como veremos muestra un desarrollo y un futuro más prometedor. Pero no por ello este campo se haya exento de problemas y desventajas. El nivel de campo captado puede ser extremadamente pequeño, y cualquier ineficacia del sistema receptor supondrá conseguir un nivel de energía inadecuado. En este capítulo se cuantifica la potencia útil que un sistema de estas características nos puede proporcionar a partir de un emisor de señal propio de 433MHz.

Con este contenido, el proyecto marca como **objetivo** caracterizar y ver la viabilidad de los sistemas de captación de energía por RF. Desarrollando e implementando varias soluciones posibles.



## CAPÍTULO 1

# 1. TECNOLOGÍAS Y APLICACIONES DE LA CAPTACIÓN DE ENERGÍA DEL AMBIENTE “ENERGY HARVESTING”

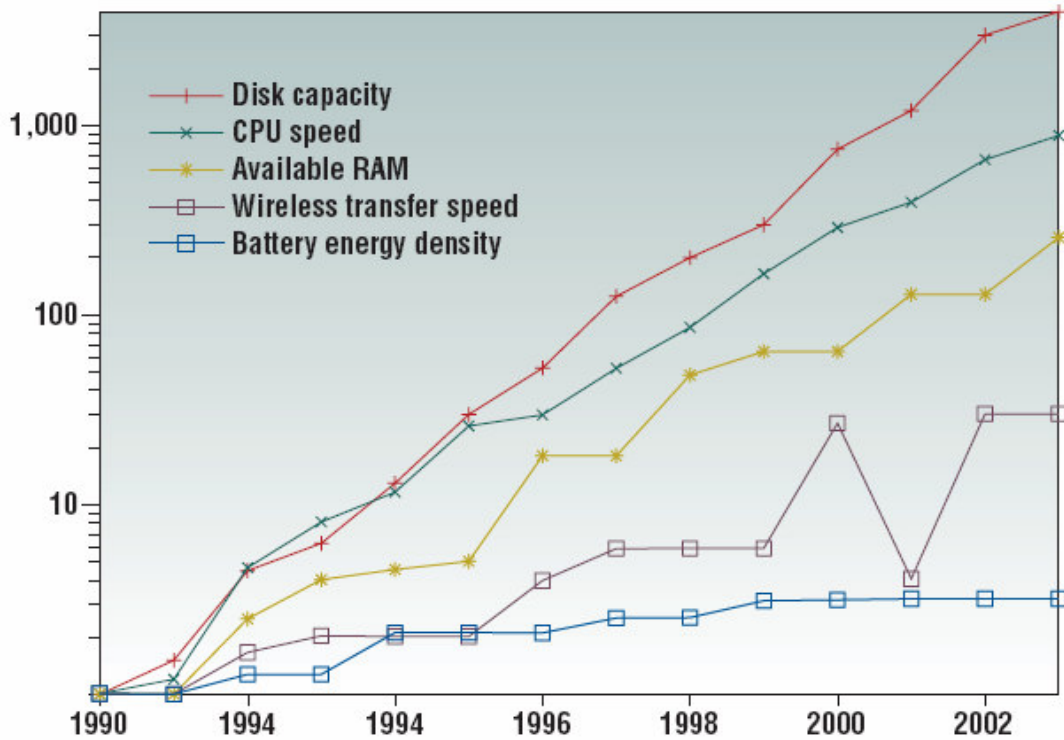
### 1.1 Objetivos

En este capítulo se realiza una pequeña introducción a los principales mecanismos de absorción de energía disponible en el ambiente. Se enumeran las principales técnicas y se acompañan de algunas aplicaciones prácticas. Se trata de situar la problemática de la captación de energía y su conversión en energía eléctrica, así como de ver la multitud de ventajas que aporta esta forma de alimentación a los sistemas portátiles.

### 1.2 Introducción

Las baterías fueron la principal fuente de energía desde su invención 1799 por Alessandro Volta hasta que se empezaron a cablear las ciudades a finales del siglo XIX. A partir de ese momento, las baterías fueron relegadas a aplicaciones móviles. En un principio, estas baterías eran enormes, debido a que no eran muy eficientes en la acumulación de energía, además, la electrónica de la época tenía consumos elevados. A medida que los dispositivos electrónicos fueron disminuyendo en tamaño y requiriendo menos potencia, las baterías también fueron disminuyendo su volumen, y, unido a los avances en la tecnología de acumulación de energía, hizo posible la aparición de la multitud de aplicaciones móviles en la que nos hayamos inmersos. El bajo coste de las baterías más económicas facilitó en gran medida esta expansión de la movilidad, pero a su vez establecieron un límite de penetración marcado por sus propias limitaciones. La idea de ubicar cada vez más sensores y en los lugares más insospechados fue cuajando, a su vez, aumentaba la capacidad de cómputo de los sistemas, con lo que el procesado de datos iba a ser cada vez mayor y más rápido, permitiendo la instalación de más sensores que proporcionarían esa información, volviendo a cerrar el círculo. Pero esta idea iba acompañada del inconveniente de disponer energía para todos ellos. La acumulación de energía se ha mejorado, pero no a la velocidad que aumenta la capacidad de procesado de información o su almacenaje.

La siguiente figura muestra la mejora de diversos aspectos de los ordenadores portátiles, una de las principales tecnologías móviles. Como se aprecia, la energía acumulada en las baterías es el factor que menos se incrementa. A pesar de los grandes avances en este campo gracias al descubrimiento de nuevos materiales, la densidad de energía acumulada no aumenta exponencialmente con el resto de elementos.



**Figura 1.1.<sup>2</sup>** Mejora desde 1990 de diversos aspectos de los ordenadores portátiles (en escala logarítmica).

Para superar este problema se requiere otro enfoque, buscar otras fuentes de energía. Algunas tendencias se han decantado por la fabricación de micro células de combustibles, algunas tan pequeñas que se podrán incorporar en un circuito integrado junto al sensor.

Otras tendencias apuestan por explotar energías renovables disponibles en el entorno más inmediato del dispositivo. Desde hace tiempo se convierte energía calorífica, lumínica o de las vibraciones ocasionadas por un movimiento, en electricidad. Pero la novedad es su aplicación en el campo de la electrónica de baja potencia y de redes móviles. Algunas de estas tecnologías ya llevan muchos años de investigación y desarrollo, como puede ser la energía solar. En cambio, otras están prácticamente en el punto de partida. Las ventajas de esta “cosecha de energía” (energy harvesting en inglés) son que eliminan o reducen la necesidad de baterías, alargan la vida del servicio, aligeran los sistemas y los hacen más económicos. También permite la mejora de los servicios RFID que tanta importancia están teniendo en la actualidad. A continuación se listan algunos de los conjuntos de técnicas más utilizados en la captación de energía, pero se debe tener en cuenta que no están todas, ya que prácticamente de cualquier fenómeno de la naturaleza se podría extraer energía, ya sea de forma más o menos eficiente.

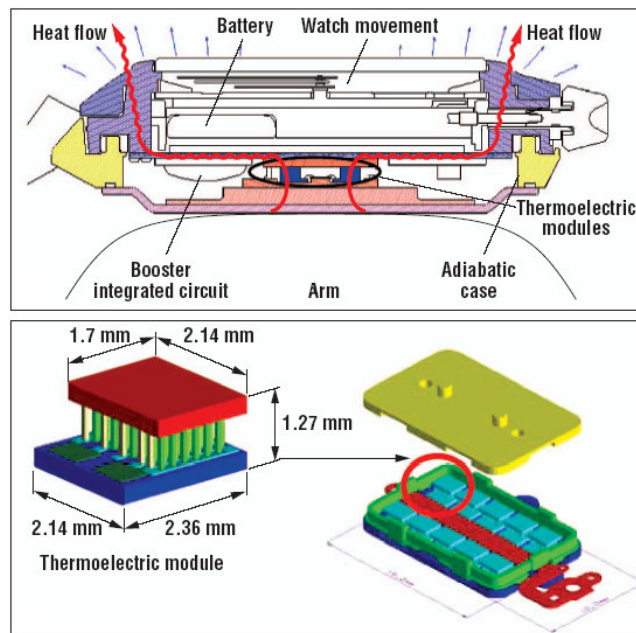
<sup>2</sup> Gráfico extraído de “Energy Scavenging for Mobile and Wíreles Electronics”, Joseph A. Paradiso; Thad Starner. Georgia Institute of Technology. IEEE’04

## 1.3 Tecnologías utilizadas según tipo de energía

A continuación se listará de forma no exhaustiva las energías que de forma más habitual se aprovechan y transforman en electricidad.

### 1.3.1 Conversión termoeléctrica

La diferencia de temperatura entre objetos y su entorno ofrece la oportunidad de extraer energía gracias a la transferencia de calor. Donde quiera que exista una diferencia de temperatura, habrá una fuente de energía que puede ser convertida en trabajo o electricidad. Para conseguir energía eléctrica a partir de calor existe la posibilidad de utilizar diversos procesos directos de conversión. Uno de estos procesos utiliza el efecto termoeléctrico asociado al calentamiento de la unión de dos materiales conductores diferentes, que pueden ser metales o semiconductores. La investigación sobre materiales termoeléctricos pretende mejorar su eficiencia, que a día de hoy es muy pequeña, inferior al 10 % para diferencias de temperatura del orden de 200 K, y menor al 1 % para temperaturas entre los rangos de 20 °C a 40 °C [1]. A pesar de ello, la combinación de arrays de pequeños convertidores termoeléctricos ya permite la fabricación de productos comerciales. Uno de los primeros productos en utilizar esta tecnología fue el reloj Seiko Thermic, que usa dos arrays de 20 módulos de conversores termoeléctricos para aprovechar el gradiente de temperatura entre el cuerpo humano y el aire.



**Figura 1.2.**<sup>3</sup> Diagrama de la sección del reloj Seiko Thermic y detalle del array de módulos termoeléctricos que incorpora.

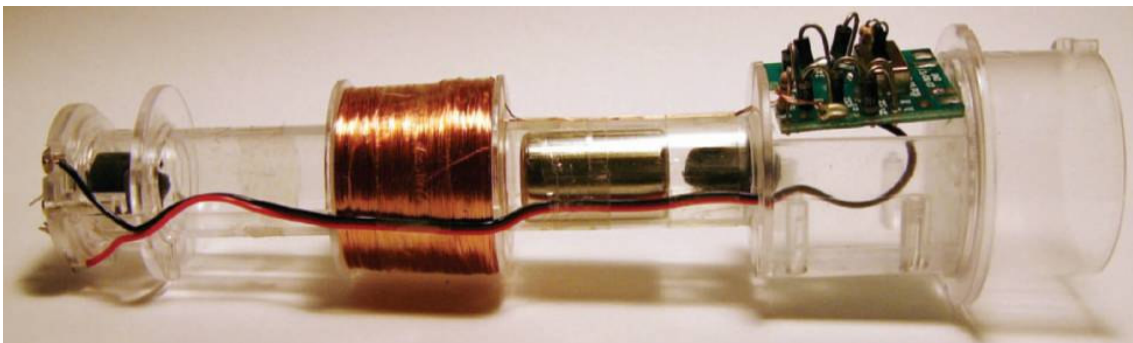
<sup>3</sup> Ilustración extraída de <http://www.seikowatches.com/corporate>. Sept. 2005

Este sistema es capaz de generar  $30 \mu\text{W}$  a partir de una diferencia de temperatura de  $5 \text{ }^\circ\text{C}$ . Esta energía se almacena en una pila para aprovechar momentos en que la diferencia de temperatura sea mayor, y por tanto también lo será la energía convertida. El dispositivo es capaz por si solo de mantener en funcionamiento el mecanismo del reloj.

### 1.3.2 Conversión de energía mecánica

Desde los sutiles temblores del suelo y paredes que pueden provocar las vibraciones de máquinas industriales en una fábrica, hasta los movimientos que puede causar un motor de explosión pueden ser aprovechados para producir energía eléctrica. Tradicionalmente se diseñan sistemas que aprovechan el movimiento de una masa que vibra solidariamente con la perturbación exterior.

Un claro ejemplo de este tipo de sistemas lo volvemos a encontrar en los relojes. Ya datan de 1770 los primeros relojes que incorporaban interiormente un péndulo que captaba el movimiento a que se veían sometidos y accionaban el mecanismo interno del reloj. Pero a partir de 1930 este sistema mejorado fue incluido masivamente en gran parte de los relojes producidos, y el movimiento recogido empezó a convertirse en energía eléctrica en lugar de energía mecánica. La masa se magnetizó, y al desplazarse lo hacía a través de una bobina, creando así un campo magnético que, a su vez, se convertía en una intensidad de corriente a través del solenoide. Esta energía puede ser almacenada y así conseguir alimentar el dispositivo. Se consiguen unos  $5 \mu\text{W}$  en condiciones de movimiento normales, y hasta  $1 \text{ mW}$  cuando el reloj es agitado violentamente.



**Figura 1.3.** Fotografía de un generador solenoidal inercial. La masa magnética al desplazarse a través de la bobina genera una intensidad de corriente en ella.

El sistema de la ilustración 1.3, es capaz de iluminar un LED durante 20 minutos agitándolo 30 segundos. Estos sistemas son muy efectivos, pero cuentan como desventaja su peso y tamaño, el de la fotografía, por ejemplo mide casi 10 cm y pesa 150 g. Para las especificaciones de muchos sistemas móviles, estas características son inapropiadas.

Otras líneas de desarrollo emplean materiales piezoeléctricos para convertir las vibraciones en electricidad. En estos casos pequeñas masas comprimen estos materiales y crean así una tensión entre sus bornes. En 1985 ya se desarrolló un sistema piezoeléctrico, para alimentar implantes bioeléctricos, capaz de suministrar 150  $\mu\text{W}$  cuando entraba en resonancia con los latidos del corazón a unos 80 Hz.

Una forma muy efectiva de conseguir energía para equipos personales, es aprovechar la pisada del individuo con unos dispositivos piezoeléctricos dispuestos en el talón del zapato. Con este sistema se han conseguido hasta 7 W por zapato, cuando una persona de unos 70 kg<sup>4</sup> da pisadas con una frecuencia de 1 Hz. Esta aplicación tiene su campo principal de uso en el soldado del futuro<sup>5</sup>. Los ejércitos modernos ya lo están adoptando.

### 1.3.3 Conversión de energía solar

Dentro del campo de la captación de energía, la solar es la que más ha llamado la atención de los investigadores. El sol proporciona energía para alimentar millones de máquinas, desde las más pequeñas y simples a las más complejas. Es mucha la literatura existente sobre el tema, y, por no ser el eje central de este trabajo, no se hablará sobre esta energía, tan solo nombrar su futuro más cercano. Muchas empresas están invirtiendo mucho dinero en mejorar su tecnología. Compañías como Nanosolar, Konarka, etc., están desarrollando nuevos materiales con celdas solares incluidas en pequeñas capas de plástico flexible y resistente. Avances como este abaratarán mucho el coste de esta energía. Con este “plástico generador” se puede recubrir cualquier tipo de superficie, ordenadores portátiles, automóviles, teléfonos móviles, etc., esencialmente cualquier dispositivo de plástico que incluya una batería y esté expuesto a la luz. Pero en un futuro, podrán ser utilizados en automóviles o incluso en los techos y fachadas de las viviendas. Además, pueden ser tintados de cualquier color, de manera que pasan totalmente desapercibidos. El producto obtiene unos resultados similares a los paneles solares clásicos, pero a una fracción de su coste.

La eficiencia de los sistemas solares actuales se encuentra entre el 10 % y el 20 % [2]. Los valores típicos estándar de producción de energía suelen ser de 100  $\text{mW}/\text{cm}^2$  con luz directa y de unos 100  $\mu\text{W}$  en una oficina con iluminación típica. Con estos valores, en una casa provista de placas solares se pueden conseguir varios kilovatios en días soleados, o hasta 2 W con cargadores provistos de pequeñas placas solares capaces de recargar, por ejemplo, un teléfono móvil.

---

<sup>4</sup> “Energy Scavenging for Mobile and Wireles Electronics”, Joseph A. Paradiso; Thad Starner. Georgia Institute of Technology. IEEE’04

<sup>5</sup> “Energy-Efficient Technologies for the Dismounted Soldier”, Committee on Electric Power for the Dismounted Soldier, National Research Council, ISBN: 0-309-59127-9. NATIONAL ACADEMY PRESS, Washington, D.C. 1997

Las aplicaciones de la energía solar son habituales hoy en día. Todo el mundo tiene presente grandes placas solares que proporcionan electricidad o calientan agua. También es habitual su uso en pequeños dispositivos electrónicos (calculadoras, relojes, videojuegos, etc.) Pero existen otros usos menos populares pero no por ello menos importantes. Una aplicación curiosa y que demuestra la multitud de aplicaciones de estas técnicas es la utilización de placas solares montadas sobre camellos para alimentar neveras portátiles. Gracias a esto, es posible distribuir vacunas por miles de pequeños pueblos africanos del África Central carentes de electricidad y rodeados de desiertos. Las neveras mantienen las vacunas a 8 °C durante su traslado a las aldeas, manteniendo sus propiedades hasta ser inyectadas a los pacientes. Gracias a este proyecto se han salvado miles de vidas desde la década de los 80.

### 1.3.4 Conversión de la radiofrecuencia

Con la cantidad actual de estaciones radioemisoras distribuidas por todo el territorio, se puede considerar la radiación que provocan como una fuente de energía uniforme y estable, sobre todo en ambientes urbanos. Pero parece ser que los sistemas electrónicos que recogen esta energía no pueden proporcionar una potencia muy elevada, a no ser que se encuentre muy cerca del emisor o involucren un área muy grande. El resultado de análisis teóricos de estos sistemas aproximan la densidad de potencia en una antena receptora como  $\frac{E^2}{Z_0}$ , donde  $Z_0$  es la impedancia de radiación en el espacio libre ( $377 \Omega$ ), y  $E$  es la fuerza del campo eléctrico captado en volts/metro. Un campo eléctrico ( $E$ ) de 1 V/m proporcionaría  $0.26 \frac{\mu W}{cm^2}$ . Y, campos eléctricos de más de 1 V/m no son habituales, a menos que nos hallemos a una distancia muy pequeña de los emisores. Pero aun así, las antiguas radios de galena, ya obtenían energía de la señal broadcast que recibían, aunque el tamaño óptimo de antena podía ser realmente grande. Aun así, la señal captada por estas radios es del orden de las decenas de  $\mu W$ .

Aunque la potencia captada sea poca, es la suficiente como para que esta técnica se use en los sistemas pasivos de identificación por radiofrecuencia (RFID). En RFID la energía se consigue de forma inductiva y es radiada por el sistema lector de etiquetas. El consumo de estas etiquetas varía entre 1 y 100  $\mu W$ . La eficiencia de este tipo de sistemas es uno de los ámbitos de estudio de este trabajo, y en los siguientes apartados se mostrarán los resultados obtenidos.

Las aplicaciones de este tipo de captación de energía son prácticamente infinitas, e involucran a cualquier dispositivo portátil que tenga necesidad de alimentación. Los usos en ámbitos civiles, médicos, militares, etc., serán abundantes, aunque pocos son los que se hallan en una fase lo suficientemente avanzada como para ser operativos.

## 1.4 Conclusiones

Es indudable que se puede captar energía del ambiente, ya que como se ha visto es una práctica que se lleva realizando desde hace tiempo en muchos ámbitos de la industria. Dependiendo de la fuente y tipo de energía utilizada, la tecnología permite absorberla en mayor o menor grado. A medida que ésta avanza, la eficiencia de los sistemas es mayor, y por lo tanto se mejoran los resultados. A día de hoy, los valores típicos que se obtienen para las distintas tecnologías son los que se muestran recopilados en la siguiente tabla.

Fuente de energía	Resultado
Radio Frecuencia ambiental <sup>6</sup>	$< 1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ (para campo lejano)
Luz ambiental <sup>7</sup>	$100 \text{ mW}/\text{cm}^2$ con luz solar directa $100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ con luz reflejada
Termoelectricidad <sup>8</sup>	$60 \mu\text{W}/\text{cm}^2$
Mecánica <sup>9</sup>	$4 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ para movimientos humanos (del orden de Hz) $800 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ para vibraciones del orden de kHz

**Tabla 1.1.** Valores típicos de la energía captada con diferentes tecnologías.

En el siguiente capítulo de este trabajo se verá cuanta energía se halla disponible a partir de la radiofrecuencia ambiental presente en el campus de la EPSC.

<sup>6</sup> Potencia obtenida en campo lejano en el trabajo de E.M. Yeatman, "Advances in Power Sources for Wireless Sensor Nodes," *Proc. Int'l Workshop Wearable and Implantable Body Sensor Networks*, Imperial College, 2004, pág. 20–21.

<sup>7</sup> <http://www.radioshack.com> Sept. 2005. La eficiencia de las celdas solares comunes policristalinas es de 16 % - 17%, mientras que las monocristalinas tienen eficiencias del orden del 20 %. Los valores dados pueden variar mucho según las condiciones ambientales, pero son los típicos para las celdas solares Radio Shack.

<sup>8</sup> J. Stevens, "Optimized Thermal Design of Small Thermoelectric Generators," *Proc. 34th Intersociety Energy Conversion Eng. Conf., Soc. of Automotive Engineers*, 1999, paper 1999-01-2564

<sup>9</sup> P.D. Mitcheson et al., "Architectures for Vibration-Driven Micropower Generators," *J. Microelectromechanical Systems*, vol. 13, no. 3, 2004, pág. 429–440.





## CAPÍTULO 2

### 2. ANÁLISIS DE POTENCIA DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO EN EL CAMPUS DE LA EPSC

#### 2.1 Objetivos e Introducción

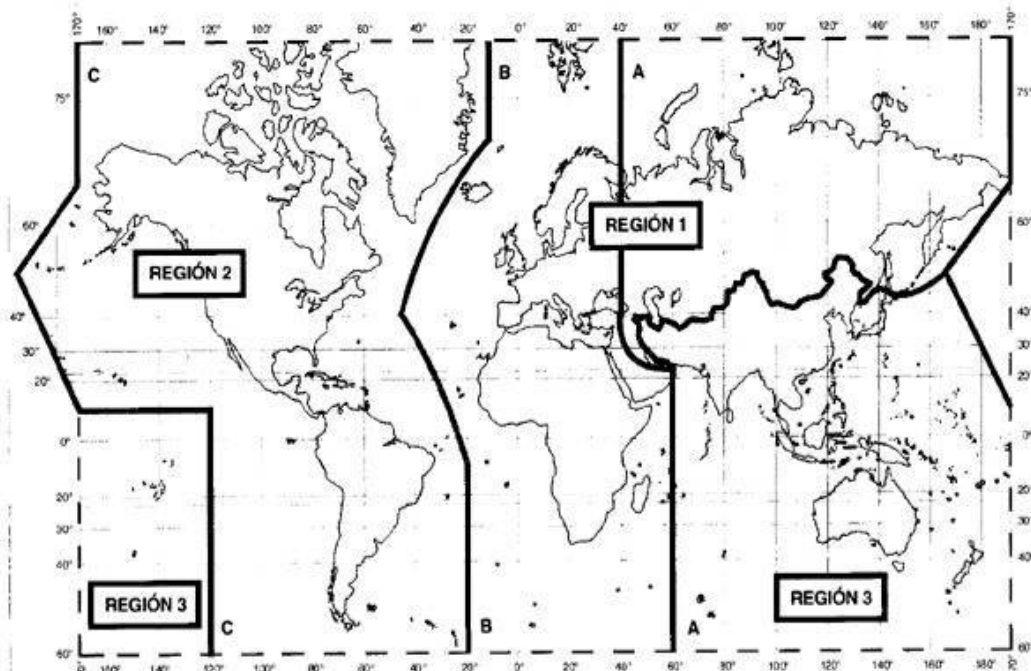
Para conocer la energía disponible en el ambiente en forma de radiación radioeléctrica en las inmediaciones del Campus universitario se realiza un estudio con mediciones reales. Como el espectro radioeléctrico es un recurso natural limitado, requiere una utilización racional, equitativa, eficiente y económica; y para ello se divide en 9 bandas de frecuencias.

**Tabla 2.1.** División del espectro de frecuencias.

<i><b>Margen de Frecuencias</b></i>	<i><b>Designación por su Frecuencia</b></i>	<i><b>Longitud de Onda</b></i>	<i><b>Designación por longitud</b></i>
3 kHz a 30 kHz	VLF Very Low Frequency (frecuencias muy bajas)	100 km a 10 km	Miriamétricas
30 kHz a 300 kHz	LF Low Frequency (frecuencias bajas)	10 km a 1 km	Kilométricas
300 kHz a 3.000 kHz	MF Medium Frequency (frecuencias medias)	1 km a 100 m	Hectométricas
3 MHz a 30 MHz	HF High Frequency (frecuencias altas)	100 m a 10 m	Decamétricas
30 MHz a 300 MHz	VHF Very High Frequency (frecuencias muy altas)	10 m a 1 m	Métricas
300 MHz a 3.000 MHz	UHF Ultra High Frequency (frecuencias ultra altas)	1m a 10cm	Decimétricas
3 GHz a 30 GHz	SHF Super High Frequency (frecuencias super altas)	10 cm a 1 cm	Centimétricas
30 GHz a 300 GHz	EHF Extremely High Frequency (frecuencias extremadamente altas)	1 cm a 1 mm	Milimétricas
300 GHz a 3000 GHz	EHF Extremely High Frequency (frecuencias extremadamente altas)	1 mm a 0.1 mm	Milimétricas

Esta división del espectro de frecuencias fue establecida por el consejo consultivo internacional de las comunicaciones de radio (CCIR) en el año 1953. Debido a que la radiodifusión nació en los Estados Unidos de América las denominaciones de las divisiones se encuentran en inglés y de allí las abreviaturas, tal cual las conocemos, adoptadas en la Convención de Radio celebrada en Atlantic City en 1947.

A su vez la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT-ITU) dividió al planeta en tres regiones, en las cuales la distribución de las frecuencias para los distintos usos y servicios son similares para los países que integran una región determinada. La REGIÓN 1, en la que nos hallamos, está compuesta por Europa, África, el Medio Oriente, Mongolia y las Repúblicas de la ex-Unión Soviética. La REGIÓN 2 son los países de América. La REGIÓN 3 es el resto del mundo, principalmente Asia y Oceanía. Además, también existen diversas legislaciones sobre la potencia máxima en la que se puede emitir para cada una de las bandas.



**Figura 2.1.** División del planeta en regiones frecuenciales según la ITU-T.

En España (Región 1), la asignación de frecuencias viene dada por el vigente Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF), aprobado por la Orden CTE/630/2002 de 14 de marzo de 2002 (B.O.E. nº 70, de 22 de marzo de 2002) y modificado por la Orden CTE/2082/2003 de 16 de julio de 2003 (B.O.E. nº 175 de 23 de julio de 2003). El CNAF comprende, en primer lugar, las notas del Artículo S5 del Reglamento de Radiocomunicaciones (RR) que complementa la constitución y el convenio de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), seguidas de la atribución de bandas de frecuencias según dicho artículo; en segundo lugar, incluye la atribución nacional hasta el valor de 105 GHz, seguida de una columna de observaciones, en donde se han insertado notas del RR y de Utilización Nacional (UN) y finalmente los usos que se corresponden ordenadamente con la atribución nacional. Las normas UN existentes van de la UN-0 a la UN-131, y cada una de ellas recoge las asignaciones de varios servicios. Además se ha de tener en cuenta para el estudio la existencia de bandas libres, en las que es posible hallar señales.

## 2.2 Procedimiento para la realización de las medidas

Para tomar las mediciones necesarias se ha utilizado un analizador de espectro portátil Rohde & Schwarz FSH3, con rango de frecuencias de 100 kHz a 3 GHz, y una resolución de ancho de banda de 1 kHz a 1 MHz. Este tipo de equipos tienen una mayor sensibilidad y son capaces de medir con gran precisión, aunque se debe tener en consideración la naturaleza digital del dispositivo. Deben emplearse antenas cuyas características radioeléctricas estén definidas, esto es, polarización, impedancia de entrada, ganancia o factor de antena y un cable cuya atenuación en función de la frecuencia sea conocida. En general, para todas las medidas, se utiliza una antena de aproximadamente  $\lambda/4$  adaptada a la entrada del analizador de espectros.

Las medidas se realizan en la banda de frecuencias comprendida entre 100 kHz y 3 GHz. Se efectúan en interiores, a distancias de «campo lejano», y consisten en tomar muestras para determinar todas las componentes espectrales significativas, buscando para cada una de ellas maximizar su nivel en función de la orientación y polarización de la antena. El valor finalmente recogido siempre corresponde a un valor medio conseguido a partir de niveles estables de señal, con variaciones mínimas.

## 2.3 Resultados de las medidas

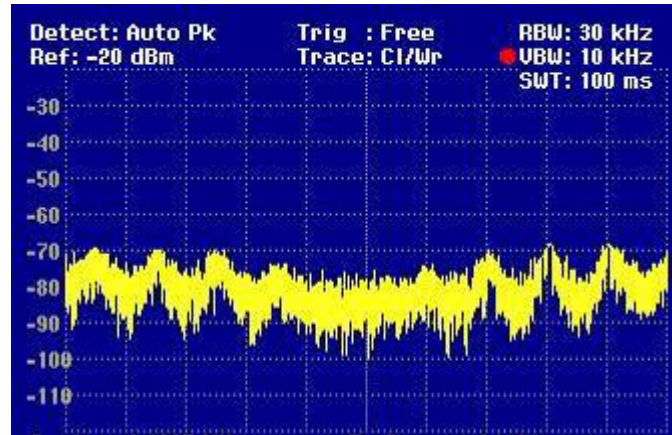
A continuación se verán las señales captadas en cada una de las bandas antes descritas. Dentro de cada banda, se han buscado las frecuencias de los servicios asignados por el CNAF, además de un barrido de las bandas libres.

### 2.3.1 VLF y LF (*Very Low y Low Frequency*)

Estas bandas frecuenciales no son practicables debido a su gran longitud de onda. Las dimensiones de una antena que las capte correctamente son exageradamente grandes. A pesar de ello, se intentan captar con una antena no adecuada, y los niveles registrados no son significativos. No se encuentra ninguna señal con un nivel destacable.

### 2.3.2 MF (*Medium Frequency*)

En este margen frecuencial encontramos las emisiones de radio en AM, tanto en las bandas LW (Long Wave: 150 kHz a 270 kHz) como MW (Medium Wave 510 kHz a 1600 kHz). Aunque la antena no esté optimizada para su recepción, los niveles obtenidos en la banda MW ya son significativos. Se hallan las emisiones de diversas estaciones radio, aunque no demasiadas. El espectro y potencias que se reciben se resumen en la siguiente imagen y tabla.



**Figura 2.2.** Espectro AM captado.

**Tabla 2.2.** Potencias recibidas para cada frecuencia.

<b><i>Frecuencia</i></b>	<b><i>Potencia Recibida</i></b>
540 kHz	-69 dBm
576 kHz	-70 dBm
738 kHz	-66 dBm
783 kHz	-68 dBm

### **2.3.3 HF y VHF (*High y Very High Frequency*)**

En este rango de frecuencias las principales señales captadas corresponden a las emisiones de estaciones radio comerciales FM. Aunque la modulación AM se presta mejor para la absorción de energía, ya que la frecuencia central es fija y es más sencillo captarla, también se realiza el estudio de potencias de cada una de las emisiones FM, ya que aunque la frecuencia central sufre desviaciones, los niveles recibidos son importantes.

Se adjunta una vista completa del espectro recibido en el margen de frecuencias FM, además de unas capturas parciales de algunas frecuencias. Como ya se ha mencionado, las emisiones FM son menos estables espectralmente hablando, e incluso en algunos momentos, dependiendo de la emisión, los niveles en la frecuencia central son prácticamente nulos. Las imágenes capturadas y se han intentado realizar en el momento de silencios radio o de estabilidad de frecuencia, consiguiendo en ese momento la potencia de la frecuencia central.

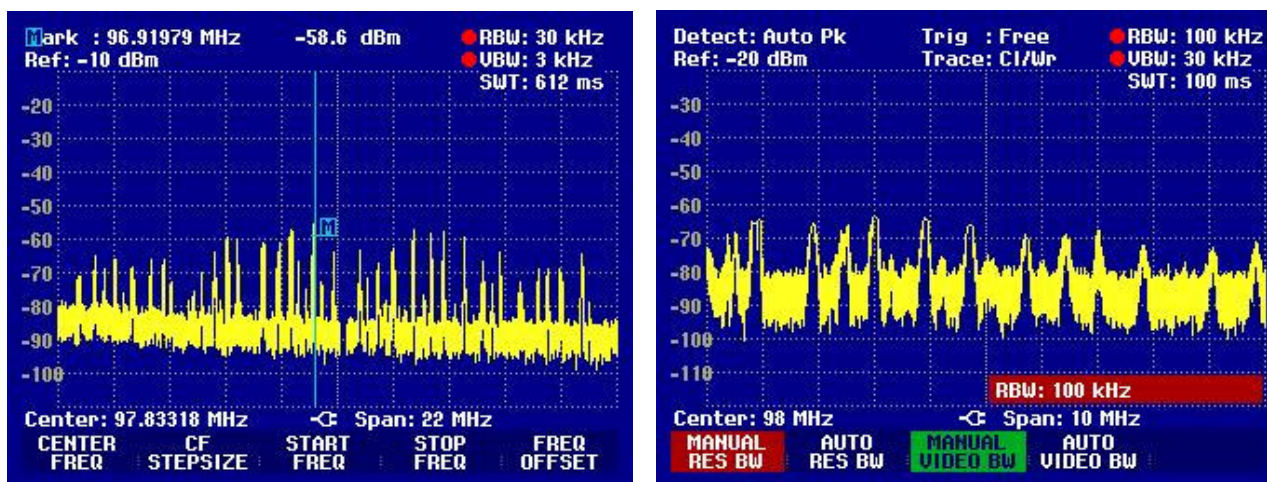


Figura 2.3. Izquierda. Espectro FM completo. Derecha. Vista parcial.

Tabla 2.3. Potencias recibidas para cada frecuencia.

<i>Frecuencia (MHz)</i>	<i>Potencia Recibida (dBm)</i>	<i>Frecuencia (MHz)</i>	<i>Potencia Recibida (dBm)</i>
88	-66	98,1	-68
88,7	-68	98,4	-77
89,1	-67	98,7	-79
89,5	-65	99,0	-77
89,8	-66	99,4	-81
90,5	-68	99,7	-76
91,0	-70	100,0	-67
91,4	-69	100,8	-83
91,9	-64	101,2	-78
92,0	-65	102,0	-66
92,5	-64	102,4	-77
93,3	-68	102,8	-66
93,9	-66	103,5	-68
94,4	-67	103,9	-69
94,7	-70	104,5	-66
95,6	-64	105,0	-68
96,0	-58	105,7	-70
96,6	-75	106,1	-79
96,9	-55	106,9	-78
97,4	-75	107,4	-75
97,7	-68	107,9	-72

La estación radio que se recibe con más potencia corresponde al dial 96,9 MHz, con un nivel medio de -55 dBm. Se adjunta una instantánea del espectro radio.



**Figura 2.4.** Espectro FM recibido en 96,9

Un breve análisis de los resultados permite ver que emisoras con potencias similares y que comparten emplazamiento se reciben, lógicamente, con potencias similares. Este es el caso, por ejemplo, de las emisoras con diales 95,6 MHz, 91,9 MHz, 93,3 MHz y 94,7 MHz, correspondientes a Cataluña Radio, Cataluña Música, Cataluña Cultura y Cataluña Información, todas ellas situadas en el repetidor de St. Pere de Ribes, compartiendo sistema radiante y emitiendo con una potencia de 250 W cada una.

En este ámbito frecuencial (HF) se encuentra una tipología de señales muy variada. Siguiendo las normas de asignación de frecuencias de utilización nacional UN, se buscan señales que en el ámbito de la zona de mediciones puedan ser relevantes. Por ejemplo, la proximidad con líneas ferroviarias inspira la posibilidad de que se puedan captar euro-balizas en ferrocarriles en la frecuencia 27,095 MHz, destinada en todo el territorio nacional de acuerdo a las características técnicas indicadas en la Recomendación CEPT/ERC 70-03. (UN-120). Sin embargo, ésta y otras búsquedas de medidas de potencia de servicios similares declarados en las normas UN, no dan un resultado positivo, y no se encuentra ninguna señal de la que pudiera aprovecharse su energía.

### 2.3.4 UHF y SHF (*Ultra High y Super High Frequency*)

En estas bandas de frecuencia es dónde se encuentra la mayor diversidad de señales. Son de destacar las bandas de frecuencia reservadas para las emisiones de televisión. Mientras una señal de radio tiene una única frecuencia (audio), una señal de TV se asocia a un grupo de frecuencias, ya que se compone de varias señales: vídeo, audio, color, sincronismos, etc. Así un canal ocupa diversas frecuencias, por ejemplo el canal 2 ocupa desde 47 hasta 54 MHz. En TV se habla pues de canales. Las bandas asignadas para servicio de radiodifusión de TV son las siguientes:

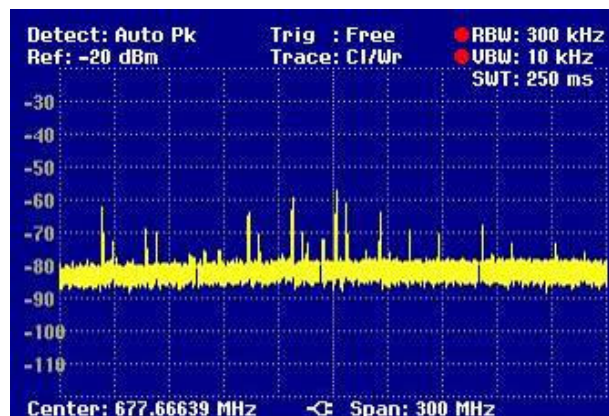
**Tabla 2.4.** Bandas asignadas para servicio de radiodifusión de TV

VHF:	Banda I	47-68 MHz	TV terrena
	Banda II: FM	FM 87-110 MHz	Radio
	Banda III	174-230 MHz	TV terrena
UHF:	Banda IV	470-606 MHz	TV terrena
	Banda V	606-862 MHz	TV terrena
Ku:	FSS inferior	10,7-11,7 GHz	TV satélite
	DBS	11,7-12,5 GHz	TV satélite
	FSS superior	12,5-12,75 GHz	TV satélite

Cada una de estas bandas se divide a su vez en canales que incluyen las distintas señales que forman la señal de televisión. La localización de estos canales y sus subportadoras es la relatada en la tabla 2.5.

Así pues, para cada canal tomaremos dos medidas básicas; la correspondiente a la portadora de video (con modulación AM) y la correspondiente a la portadora de audio (modulación FM). Solamente en algún caso puntual se ha tomado también el nivel de la segunda portadora de audio por ser de un nivel considerable. Las señales provenientes de satélite no se han estudiado por ser de frecuencias demasiado altas.

La vista general del espectro en las frecuencias UHF es la siguiente:



**Figura 2.5.** Vista general del espectro en los canales reservados para TV.

**Tabla 2.5.** Distribución canales según norma CCIR

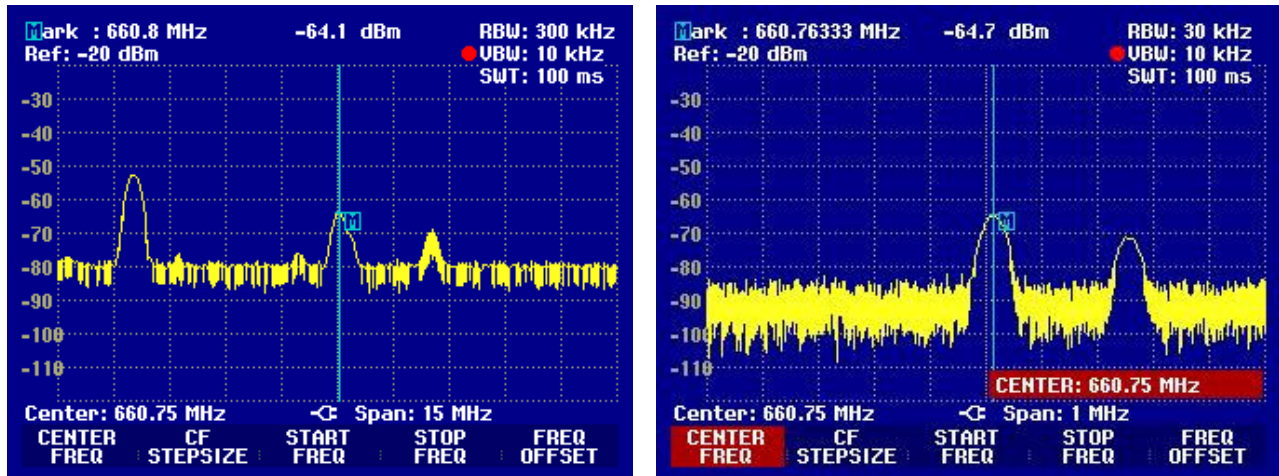
Bandas	Canal	Frecuencia Canal MHz	Portadora Video MHz	Portadora Sonido MHz	Subport. Color MHz	
I	2	47...54	48,25	53,75	52,68	
	3	54...61	55,25	60,75	59,68	
	4	61...68	62,25	67,75	66,68	
Sub. Band	L1	68...75	69,25	74,75	73,18	
	L2	75...82	76,25	81,75	80,25	
	L3	82...89	83,25	88,75	87,32	
II	FM	88...108				
S baja o Mid Band	S1	104...111	105,25	110,75	109,68	
	S2	111...118	112,25	117,75	116,68	
	S3	118...125	119,25	124,75	123,68	
	S4	125...132	126,25	131,75	130,68	
	S5	132...139	133,25	138,75	137,68	
	S6	139...146	140,25	145,75	144,68	
	S7	146...153	147,25	152,75	151,68	
	S8	153...160	154,25	159,75	158,68	
	S9	160...167	161,25	166,75	165,68	
	S10	167...174	168,25	173,75	172,68	
BIII o High Band	5	174...181	175,25	180,75	179,68	
	6	181...188	182,25	187,75	186,68	
	7	188...195	189,25	194,75	193,68	
	8	195...202	196,25	201,75	200,68	
	9	202...209	203,25	208,75	207,68	
	10	209...216	210,25	215,75	214,68	
	11	216...223	217,25	222,75	221,68	
	12	223...230	224,25	229,75	228,68	
	S alta o Upper Band	S11	230...237	231,25	236,75	235,68
		S12	237...244	238,25	243,75	242,68
		S13	244...251	245,25	250,75	249,68
		S14	251...258	252,25	257,75	256,68
S15		258...265	259,25	264,75	263,68	
S16		265...272	266,25	271,75	270,68	
S17		272...279	273,25	278,75	277,68	
S18		279...286	280,25	285,75	284,68	
S19		286...293	287,25	292,75	291,68	
S20		293...300	294,25	299,75	298,68	
Hiperbanda		S21	302...310	303,25	308,75	307,68
		S22	310...318	311,25	316,75	315,68
	S23	318...326	319,25	324,75	323,68	
	S24	326...334	327,25	332,75	331,68	
	S25	334...342	335,25	340,75	339,68	
	S26	342...350	343,25	348,75	347,68	
	S27	350...358	351,25	356,75	355,68	
	S28	358...366	359,25	364,75	363,68	
	S29	366...374	367,25	372,75	371,68	
	S30	374...382	375,25	380,75	379,68	
	S31	382...390	383,25	388,75	387,68	
	S32	390...398	391,25	396,75	395,68	
	S33	398...406	399,25	404,75	403,68	
	S34	406...414	407,25	412,75	411,68	
	S35	414...422	415,25	420,75	419,68	
	S36	422...430	423,25	428,75	427,68	
	S37	430...438	431,25	436,75	435,68	
	S38	438...446	439,25	444,75	443,68	
IV	21	470...478	471,25	476,75	475,68	
	22	478...486	479,25	484,75	483,68	
	23	486...494	487,25	492,75	491,68	
	24	494...502	495,25	500,75	499,68	
	25	502...510	503,25	508,75	507,68	
	26	510...518	511,25	516,75	515,68	
	27	518...526	519,25	524,75	523,68	
	28	526...534	527,25	532,75	531,68	
	29	534...542	535,25	540,75	539,68	
	30	542...550	543,25	548,75	547,68	
	31	550...558	551,25	556,75	555,68	
	32	558...566	559,25	564,75	563,68	
	33	566...574	567,25	572,75	571,68	
34	574...582	575,25	580,75	579,68		
35	582...590	583,25	588,75	587,68		
36	590...598	591,25	596,75	595,68		
37	598...606	599,25	604,75	603,68		
V	38	606...614	607,25	612,75	611,68	
	39	614...622	615,25	620,75	619,68	
	40	622...630	623,25	628,75	627,68	
	41	630...638	631,25	636,75	635,68	
	42	638...646	639,25	644,75	643,68	
	43	646...654	647,25	652,75	651,68	
	44	654...662	655,25	660,75	659,68	
	45	662...670	663,25	668,75	667,68	
	46	670...678	671,25	676,75	675,68	
	47	678...686	679,25	684,75	683,68	
	48	686...694	687,25	692,75	691,68	
	49	694...702	695,25	700,75	699,68	
	50	702...710	703,25	708,75	707,68	
51	710...718	711,25	716,75	715,68		
52	718...726	719,25	724,75	723,68		
53	726...734	727,25	732,75	731,68		
54	734...742	735,25	740,75	739,68		
55	742...750	743,25	748,75	747,68		
56	750...758	751,25	756,75	755,68		
57	758...766	759,25	764,75	763,68		
58	766...774	767,25	772,75	771,68		
59	774...782	775,25	780,75	779,68		
60	782...790	783,25	788,75	787,68		
61	790...798	791,25	796,75	795,68		
62	798...806	799,25	804,75	803,68		
63	806...814	807,25	812,75	811,68		
64	814...822	815,25	820,75	819,68		
65	822...830	823,25	828,75	827,68		
66	830...838	831,25	836,75	835,68		
67	838...846	839,25	844,75	843,68		
68	846...854	847,25	852,75	851,68		
69	854...862	855,25	860,75	859,68		

**Tabla 2.6.** Potencias recibidas para cada canal.

Número de canal	Pot. portadora video (dBm)	Pot. Portadora audio (dBm)
22	-71,5	-67,5
25	-80,4	-79,8
27	-55,5	-68
31	-62	-68,5
32	-74,7	-82
34	-64,8	-73,5
36	-80	-79,2
39	-73,4	-78,1
41	-53,2	-66,3
44	-53,1	-64,7 / -70,7 (audio 2)
47	-56,9	-62,0
50	-60,3	-75,9
57	-67,4	-81,3



Se puede observar que sólo se utilizan canales de las bandas IV y V, las más altas en frecuencia, cosa que ocurre en España desde hace varios años. El canal con mejor recepción es el canal 44, y cuenta con dos audios. Los niveles de potencia de las distintas portadoras del canal se pueden ver en las siguientes capturas, que se adjuntan a modo de ejemplo.



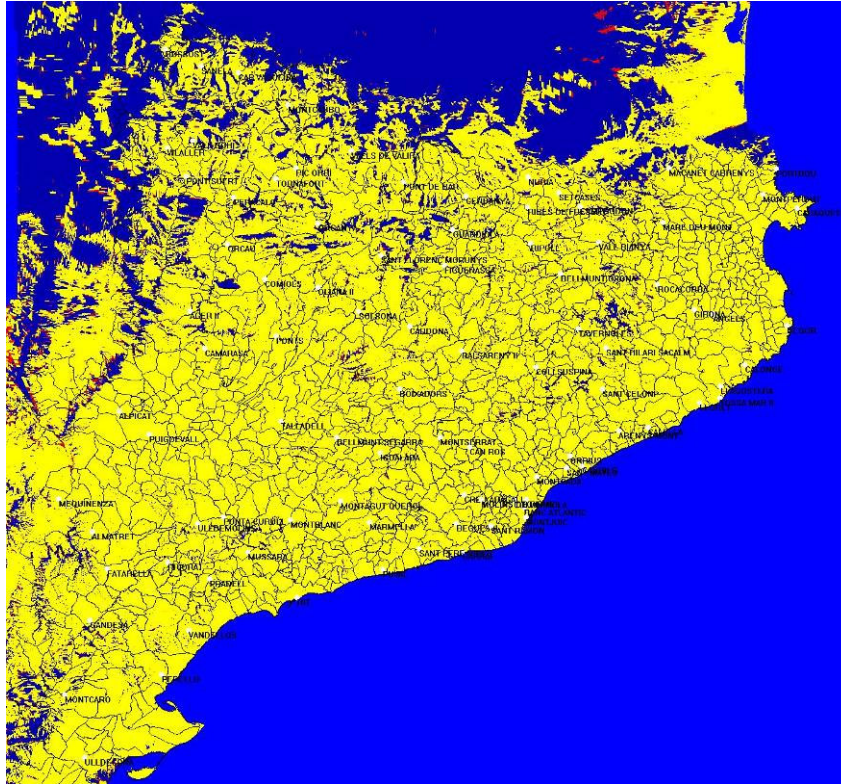
**Figura 2.6. Izquierda.** Portadoras del canal 44

**Derecha.** Detalle de las 2 portadoras de audio del canal

El nivel de la señal de video siempre es más importante que el de los audios asociados. Esto junto a la modulación AM en que se codifica el video, hace que sea una señal de la que pueda ser interesante aprovechar energía.

En este ámbito frecuencial (UHF - SHF) existen multitud de señales a otras frecuencias y de otros servicios. Comprende también el rango de frecuencias reservado para las redes de comunicación trunking digitales. Por ejemplo, según la norma UN-112 que define las bandas de frecuencia para el sistema TETRA, las bandas 410 a 415,300 MHz, 420 a 425,300 MHz, 454,3125 a 458,0125 MHz y 464,3125 a 468,0125 MHz, se destinan a su utilización por sistemas móviles digitales de acceso aleatorio de canales según las normas técnicas del ETSI ETS 300392/393 y normas TETRA. También abarca todo el espectro reservado para las comunicaciones TETRAPOL.

A pesar de tener completamente localizadas las frecuencias TETRA/TETRAPOL que dan cobertura a la zona de interés, es muy difícil detectar las portadoras, ya que estas aparecen únicamente en los instantes en que existe alguna comunicación, aunque, el canal de control (MCCH) aparece de forma continua. Para los fines aquí buscados, este servicio de comunicaciones móviles no es útil, ya que la energía disponible en el espectro no es constante en el tiempo, siendo demasiado irregular. Eran unos servicios interesantes, ya que las redes existentes aportarían energía en prácticamente todo el territorio. La cobertura de estos sistemas supera el 95% de la población y más del 90% del territorio, con lo que el suministro de energía estaba prácticamente asegurado en cualquier localización.

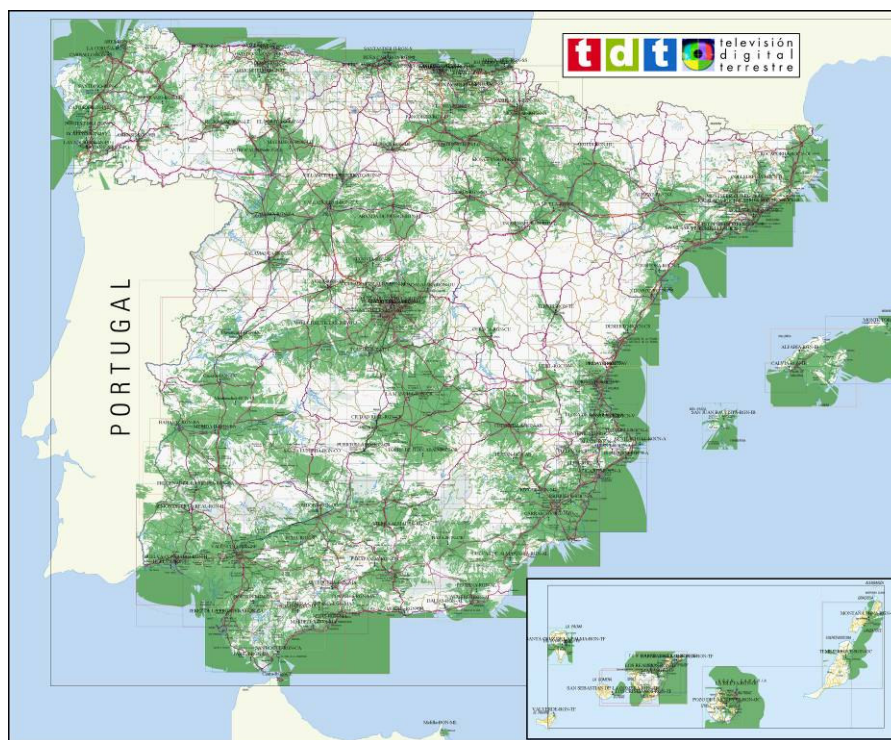


**Figura 2.7.** Cobertura de las redes TETRA actuales (en color amarillo potencia mínima asegurada de -87 dBm)

En un futuro próximo, en estas bandas también se encontrarán las señales correspondientes a la TDT (Televisión Digital Terrestre), cuya implantación será total en el 2008. Aunque a día de hoy no se halla en un buen estado de desarrollo, ya se hizo una prueba piloto que dio servicio a buena parte del territorio. Esta emisión sustituirá por completo a la televisión analógica, y una de las ventajas aprovechables para el ámbito de este proyecto es que el canal de emisión será único en todo el territorio para cada cadena televisiva, con lo que se simplificarían mucho las tareas de sintonización de los dispositivos.

La cobertura y los niveles que se desarrollaron en la prueba piloto son los que se ven en el siguiente mapa geográfico<sup>10</sup>. Se sombrea en color verde las zonas con una intensidad de señal superior a -70 dBm, con lo que se puede ver que el servicio aún debe extenderse mucho más para realizar su cometido.

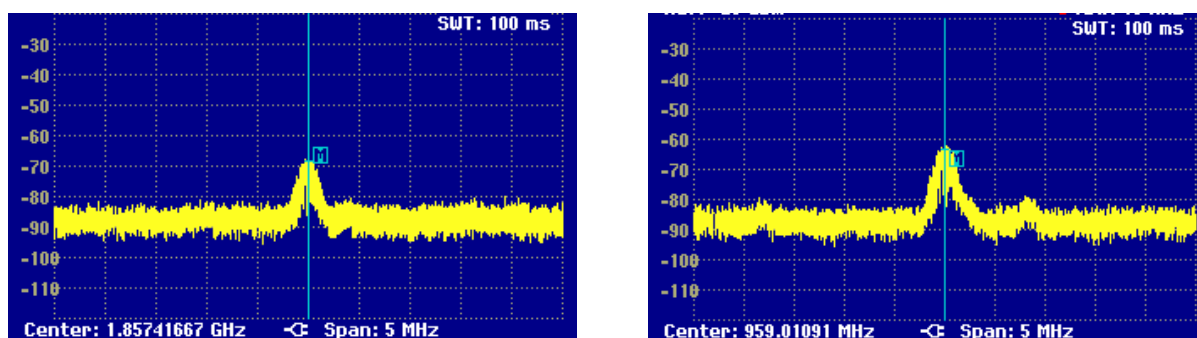
<sup>10</sup> Extraído de <http://www.tdtcat.net/> (Junio 2005)



**Figura 2.8.** Cobertura de TDT nacional (Sept. 05)

### 2.3.5 Otras bandas de interés

Aparte de estos sistemas, también se intenta medir la potencia de las señales de GSM/DCS (900 MHz/1800 MHz) de la zona, pero su intensidad es muy baja. Además, no se mantienen fijas, ya que la combinación de las técnicas TDM y FDM en este sistema hace que la frecuencia usada para el canal de control varíe. El resto de canales de tráfico sólo se mantienen activos en el momento en que se cursa alguna llamada, la mayor parte del tiempo permanecen sin emitir potencia. Por lo tanto, al igual que las señales TETRA/TERAPOL, no parece poderse aprovechar la potencia emitida por estos sistemas, ya que los niveles presentes (-68 dBm) son muy bajos.

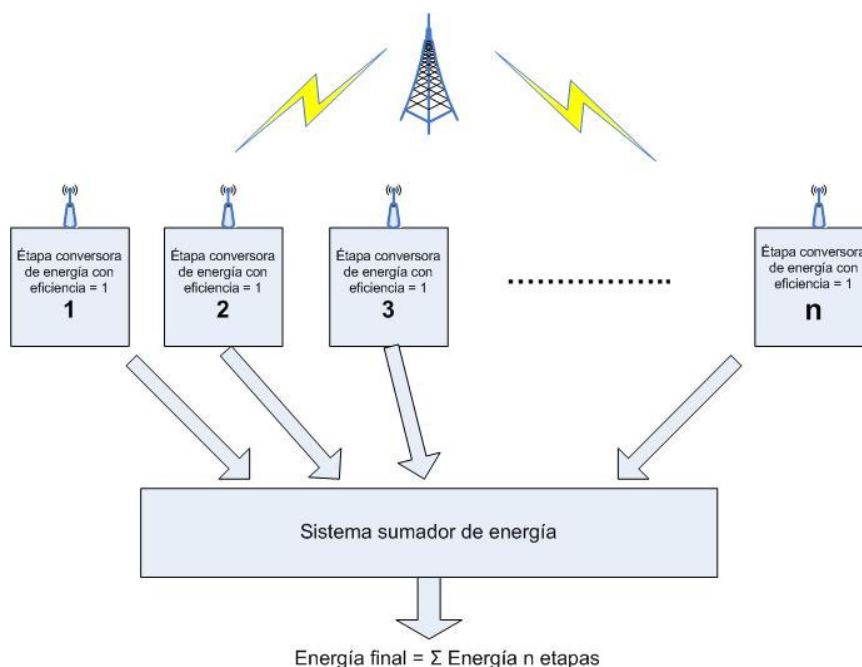


**Figura 2.9.** Potencias de una portadora GSM (*Izq.*) y una portadora DCS (*Der.*)

## 2.4 Conclusiones

Los niveles obtenidos para las distintas señales no parecen a priori demasiado altos. Como los mejores niveles se hallan alrededor de los -60 dBm, es decir 1 nW, suponiendo un sistema de conversión de energía sin pérdidas, necesitaríamos un millón de estas etapas sumadas para obtener 1 mW de energía. Eso suponiendo que en el proceso de la suma de energías aportadas por cada etapa tampoco existiesen pérdidas. No parece viable crear un sistema capaz de conseguir la suficiente energía de forma continua a partir de la radiación ambiental existente en el campus. Aunque otros sistemas, como las celdas solares, generan energía gracias a la suma de miles de aportaciones individuales, el número de etapas necesarias sería demasiado elevado para crear un prototipo experimental de estudio. Una solución a este inconveniente sería aumentar la superficie de antena dedicada a captar energía, como ya se observó en la tabla 1.1 se obtiene  $< 1 \frac{\mu\text{W}}{\text{cm}^2}$ . El desarrollo de antenas con mayor ganancia o, como las fractales, capaces de recoger señales de varias bandas frecuenciales, queda fuera del ámbito de este proyecto.

Pero existe otra posibilidad, que es almacenar energía durante un tiempo para consumirla de forma puntual y periódica. Esta alternativa permite acumular una pequeña cantidad de energía de forma continua, como la que se dispone, y usarla en aplicaciones que requieren una potencia mayor de forma puntual. En este proyecto se desarrollarán sistemas capaces de captar y acumular energía de señales RF generadas por nosotros mismos, y por tanto, de mayor potencia que la disponible en el espectro de la EPSC.



**Figura 2.10.** Arquitectura de un sistema captador de energía por RF. El número de etapas ( $n$ ) necesarias para captar 1 mW a partir de la energía presente en la EPSC es demasiado elevado.

La distancia y potencia que necesitará radiar este sistema serán objeto de estudio del siguiente capítulo. Lo primero será caracterizar la potencia radiada necesaria y la energía conseguida respecto la distancia entre emisor-receptor. También se deberán diseñar sistemas con la mejor eficiencia posible, para rentabilizar la energía captada y disminuir el número de etapas necesario. La mejora de eficiencia que se obtenga también puede ser invertida en aumentar la distancia de funcionamiento del sistema respecto al emisor.



## CAPÍTULO 3

### 3. BASES TEÓRICAS Y MODELOS DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES

#### 3.1 Objetivos

En este capítulo se da un repaso rápido a los principales fundamentos físicos y modelos matemáticos necesarios para el desarrollo de un sistema capaz de recoger la energía radiada por un emisor en forma de campo electromagnético. Estos sistemas pueden estar basados en el acoplamiento inductivo o en la propagación de ondas electromagnéticas. Se caracterizará la potencia que son capaces de transmitir los emisores y la afectación del medio en la propagación. De esta manera se obtendrá una estimación de la potencia disponible en un punto dado.

#### 3.2 Campos magnéticos

##### 3.2.1 Introducción

Los campos magnéticos son una de las fuentes de energía de los sistemas inductivos de captación, muy utilizados en las aplicaciones de Identificación por Radio Frecuencia (con siglas inglesas RFID). Los sistemas RFID usan la radiofrecuencia para identificar y localizar objetos, personas, animales, etc. Son muchas las aplicaciones en las que se usan, control de acceso, etiquetaje general, control de stocks, logística, y un largo etc.

Los sistemas de RFID pasivos están compuestos básicamente de tres elementos: un lector, una etiqueta pasiva y un ordenador que procesa la información. La etiqueta, habitualmente, está formada por una antena helicoidal y una circuitería que adapta la señal captada. En aplicaciones puramente RFID, se incluyen circuitos integrados capaces de realizar las modulaciones adecuadas para la transmisión de la información, además de incluir una pequeña memoria no volátil con los datos de identificación del objeto. Pero en este estudio tan sólo interesa conocer las potencias involucradas.

El funcionamiento típico de estos sistemas es el siguiente. El emisor continuamente genera una portadora de RF, intentando detectar cambios en la amplitud de la señal. Cuando una etiqueta entra en el campo de RF, causa una pequeña y momentánea fluctuación en la señal portadora, apreciable como una disminución de su amplitud. Esta fluctuación es suficiente para que el lector conozca la presencia de un elemento. Si además es necesaria su identificación, la etiqueta, al acumular suficiente energía para funcionar correctamente, emitirá secuencialmente los datos almacenados en su memoria, normalmente un sencillo y breve código. Aquí radica el interés de este tipo de sistemas en el presente proyecto, la similitud en la gestión de la energía.

Las etiquetas RFID no acostumbran a tener batería, toda la energía que necesitan para operar deben captarla de la señal RF emitida. Este voltaje AC que se crea en los bornes de la antena helicoidal cuando la señal de radiofrecuencia la atraviesa, debe ser rectificado para alimentar el equipamiento posterior, o en su defecto, almacenar esta energía para su posterior uso. Son diversas las maneras de ejecutar esta rectificación, se verá a lo largo de este estudio varias formas de realizarla.

### 3.2.2 Bases teóricas

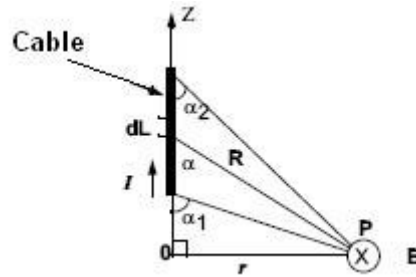
Una señal RF puede ser radiada efectivamente si la dimensión de la antena es comparable a la longitud de onda de la señal. En una aplicación que utiliza la banda VLF (100 kHz – 500 kHz), la longitud de onda es de unos cuantos kilómetros ( $\lambda = 2,4$  km para señales de 125 kHz). A causa de estas dimensiones, una antena de este tipo nunca podrá ser implementada en un sistema real. Como alternativa, se usan pequeñas bobinas resonantes en la frecuencia de interés. Este tipo de antenas, llamadas dipolos magnéticos, usa el acoplamiento inductivo en campo cercano del campo magnético creado entre la bobina emisora y receptora. Este campo no es una onda que se propague, y cae proporcionalmente a  $1/r^3$  (donde  $r$  es la distancia hasta la antena emisora). Esta es la principal limitación en el alcance de este tipo de sistemas.

Cuando un campo magnético variable con el tiempo pasa a través de la bobina (que hace las funciones de antena), se induce un voltaje entre sus terminales. La antena debe estar diseñada para maximizar este voltaje, y posteriormente debe ser aprovechado al máximo y evitar pérdidas de energía. Para las aplicaciones que utilizan la banda frecuencial VLF (la más habitual), se suelen usar inductancias del orden de los microhenries y capacidades de unos cientos de picofaradios. Se consigue transferir voltaje entre emisor y receptor gracias al acoplamiento inductivo que se produce entre ellos. Como en un transformador típico, en que una parte del voltaje del primario se transfiere hacia el secundario. El porqué de este suceso, lo encontramos en la ley de Ampere, que cuantifica, para un punto dado, el campo magnético creado por una corriente eléctrica que circula por un conductor circular de longitud finita. Este campo queda cuantificado según la siguiente fórmula.

$$B_{\phi} = \frac{\mu_0 I}{4\pi r} (\cos \alpha_2 - \cos \alpha_1) \quad \left[ \frac{\text{Weber}}{m^2} \right] \quad (3.1)$$

Donde:  $I$  = corriente [A]  
 $r$  = distancia desde el centro del cable [m]  
 $\mu_0$  = permeabilidad del espacio ( $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ )  
 $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  son los ángulos del punto respecto los extremos del cable. Para el caso particular de un cable infinito:  
 $\alpha_1 = 0^\circ$  y  $\alpha_2 = 180^\circ$





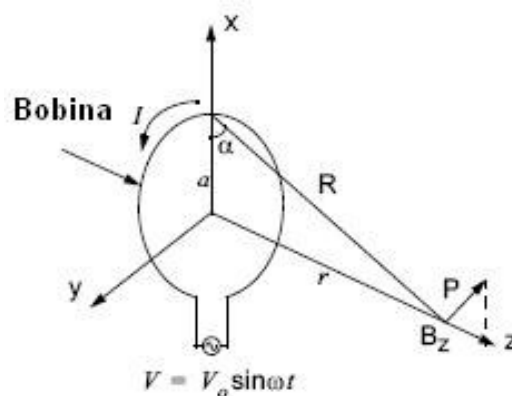
**Figura 3.1.** Esquema del campo magnético creado por un cable en un punto P.

Partiendo de la ecuación 3.1 se puede deducir que el campo magnético creado por el bucle de una antena circular, es decir una bobina, viene dado por:

$$B_{\phi} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot N \cdot a^2}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot N \cdot a^2}{2} \cdot \frac{1}{r^3} \quad \text{Para } r^2 \gg a^2 \quad (3.2)$$

Donde:  $I$  = corriente [A]  
 $A$  = radio del bucle  
 $r$  = distancia desde el centro del bucle  
 $\mu_0$  = permeabilidad del espacio ( $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ )  
 $N$  = número de bucles

La ecuación 3.2 indica, como ya sabíamos, que la fuerza del campo magnético decae con  $1/r^3$ . La máxima amplitud la tendrá en el plano del bucle, y será directamente proporcional al número de vueltas,  $N$ .



**Figura 3.2.** Esquema del campo magnético creado por un bucle de una bobina en un punto P.

Con esta teoría se estima el campo magnético que es posible crear, pero para saber la energía que captaremos hemos de acudir a la ley de Faraday. Esta ley modela como un campo magnético que atraviesa una superficie con un camino cerrado, induce un voltaje en los bornes de dicho bucle. El campo magnético, variable en el tiempo, que incide sobre una bobina crea un voltaje (llamado fuerza electromotriz o EMF) que, a su vez, crea una corriente en ella. Este voltaje actúa en oposición al campo magnético que lo ha creado, fenómeno conocido como la ley de Lenz, de ahí el signo negativo que le precede en la siguiente fórmula de la ley de Faraday.

$$V = -N \frac{\partial \Psi}{\partial t} \quad (3.3)$$

Donde:  $\Psi$  = flujo magnético a través de cada bucle;  $\Psi = \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}$   
 $N$  = número de bucles

Como se aprecia, el flujo magnético que pasa a través de la bobina es producto de dos vectores, por lo que se verá afectado por su orientación respecto al campo. El máximo flujo magnético se obtendrá cuando el coseno del ángulo sea 0, es decir cuando las bobinas generadora y receptora estén situadas en paralelo. Esta condición se deberá tener en cuenta para conseguir el máximo de energía a la máxima distancia posible.

Otro factor que no se debe olvidar es el diámetro de la bobina, ya que partiendo de la ecuación 3.2 y derivando respecto al radio  $a$  con el fin de optimizarlo, se llega a la conclusión de que el diámetro óptimo se da para:

$$N \cdot I = \frac{2B_z}{\mu_0} \frac{(a^2 + r^2)^{3/2}}{a^2} \quad (3.4)$$

$$\frac{d(N \cdot I)}{da} = K \frac{\frac{3}{2} \cdot (a^2 + r^2)^{1/2} (2a^3) - 2a(a^2 + r^2)^{3/2}}{a^4} = K \frac{(a^2 + 2r^2)(a^2 + r^2)^{1/2}}{a^3}$$

Fórmula que se optimiza para:  $a = \sqrt{2}r$

Es decir, según 3.4, el radio óptimo será 1,414 veces mayor que la distancia  $r$ . Esta conclusión limitará la distancia de recepción para este tipo de sistemas, relegándolos a aplicaciones de corto alcance. Para tener un alcance de un metro, las bobinas implicadas deberían ser de casi 1,5 m. Así que el diámetro de las bobinas condiciona la máxima distancia de transmisión que se puede alcanzar. Como entre las especificaciones de los sistemas de comunicaciones se halla la del tamaño reducido, las bobinas también lo deberán ser, marcando una severa limitación en el alcance que tendrá.

## 3.3 Ondas electromagnéticas

### 3.3.1 Introducción

Las ondas electromagnéticas, lejos del foco emisor, pueden considerarse ondas transversales planas formadas por un campo magnético y por un campo eléctrico, perpendiculares entre sí y perpendiculares a su vez a la dirección de propagación. Las ondas electromagnéticas siguen una trayectoria rectilínea y su velocidad es constante en cada medio específico. Al pasar de un medio a otro la única característica que permanece constante es la frecuencia. Estas ondas, a diferencia del campo magnético, se propagan por el espacio, sufriendo las alteraciones que el medio les infrinja. Existen varias formas de modelar estas perturbaciones. A continuación se introducirán los principales modelos de propagación existentes en la actualidad.

### 3.3.2 Modelos de propagación

La ruta que sigue la señal desde el transmisor hasta el receptor puede ser desde una simple y sencilla línea de vista, en inglés *Line Of Sight* (LOS), hasta un ambiente en cual tengamos una gran cantidad de obstáculos como edificios, montañas o árboles que lo interfieran. La predicción y el modelado de los canales de radiocomunicación son una de las partes más complicadas que intervienen en el diseño de los sistemas de comunicación, por lo general se hace de manera estadística, tomando como base mediciones realizadas en una zona específica y para un determinado sistema o parte del espectro.

Los modelos de propagación han puesto su mayor interés en predecir la potencia por medio de una señal recibida a una distancia determinada del transmisor, así como también las variaciones de la potencia de la señal en la cercanía de un punto de interés. Los modelos de propagación que predicen la potencia de la señal para cualquier distancia de separación entre el transmisor y el receptor, son conocidos como modelos de propagación "Large-Scale" y son de gran utilidad para el cálculo de áreas de cobertura para sistemas de radio<sup>11</sup>. Los modelos que predicen los cambios rápidos en la intensidad de la señal recibida en distancias pequeñas de unas cuantas longitudes de onda, se les conocen como modelos "Small-Scale"<sup>11</sup>.

La potencia recibida en el espacio libre por una antena receptora en condiciones LOS, la cual está separada de la antena transmisora una distancia  $d$ , está dada por la ecuación:

$$P_r(d) = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (3.5)$$

---

<sup>11</sup> Extraído de "Radio Propagation Models", Universidad de Harvard, (Sept. 2005)  
[http://peoples.deas.harvard.edu/~jones/es151/prop\\_models/propagation.html](http://peoples.deas.harvard.edu/~jones/es151/prop_models/propagation.html)

Donde:  $P_r$  = potencia recibida (función de la separación Tx-Rx)  
 $P_t$  = potencia transmitida.  
 $G_t$  = ganancia de antena transmisora.  
 $G_r$  = ganancia de la antena receptora.  
 $d$  = distancia de separación de Tx-Rx dada en metros.  
 $L$  = factor de pérdida del sistema.  
 $\lambda$  = la longitud de onda dada en metros.

La ganancia de cada antena está dada por:

$$G = \frac{4\pi \cdot A_e}{\lambda^2} \quad (3.6)$$

Donde:  $A_e$  = apertura efectiva (se relaciona con el tamaño físico de la antena y  $\lambda = c / f$ )

En la fórmula 3.5 se debe tener en cuenta que los valores de  $P_t$  y  $P_r$  deben ser expresados en las mismas unidades, y  $G_t$  y  $G_r$  son cantidades adimensionales. Las pérdidas  $L$  son usualmente debidas a la atenuación de la línea de transmisión, a las pérdidas por filtros, y a las pérdidas de la antena en los sistemas de comunicación. Cuando  $L = 1$  significa que no hay pérdidas en el sistema.

La ecuación 3.5 muestra que la potencia de la señal recibida se atenúa conforme al cuadrado de la distancia entre el transmisor y el receptor, lo que implica que decae 20 dB/década.

Las pérdidas por trayectoria representan la atenuación de la señal como una cantidad positiva medida en dB, y pueden o no, incluir el efecto de ganancia de las antenas. Cuando se incluyen la ecuación es la siguiente, y recibe el nombre de ecuación de Friis:

$$P_L(dB) = 10 \cdot \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = -10 \cdot \log\left(\frac{G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right) \quad (3.7)$$

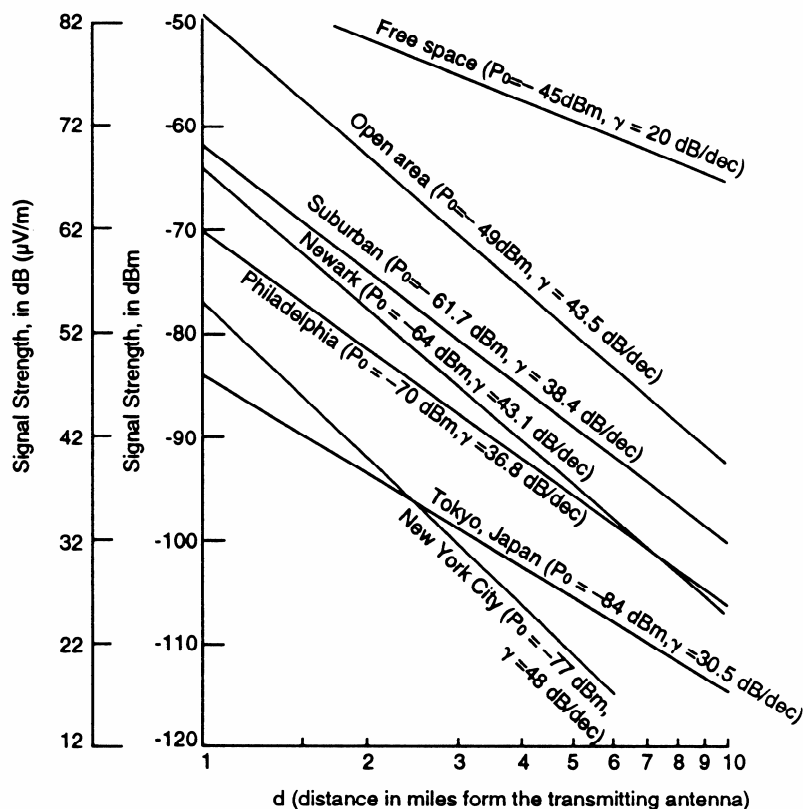
También se puede expresar de la siguiente manera:

$$L_p(dB) = 20 \log d + 20 \log f - 10 \log G_t - 10 \log G_r - 147.55 d B$$

Cuando la ganancia de las antenas es excluida, se asume que tienen ganancia unitaria y la ecuación se convierte en:

$$P_L(dB) = 10 \cdot \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = -10 \cdot \log\left(\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right) \quad (3.8)$$

La ecuación de Friis solo es válida para predecir  $P_r$  con valores de  $d$  que estén en la región far-field de la antena transmisora, bajo condiciones LOS y en espacio libre. A partir de esta base se desarrollan modelos estadísticos para los distintos entornos que se pueden encontrar en la realidad. Cada uno de ellos tiene en cuenta las condiciones particulares bajo las que se encuentra, ya que no proporciona las mismas pérdidas un entorno urbano que otro rural y en campo abierto. Una muestra de las diferentes pérdidas que pueden ocasionar cada entorno se puede ver gráficamente en la siguiente ilustración:



**Figura 3.3**<sup>12</sup>. Pérdidas por propagación en diferentes entornos.

Para realizar las medidas mostradas en la figura 3.3 se dispuso de una antena emisora situada a 30 metros de altura, con una ganancia de 6 dB y una potencia de transmisión de 10 W. La antena receptora de ganancia 0 dB se situó a 3 metros de altura.

Viendo la disparidad de resultados empíricos obtenidos para cada medio, existen diversos modelos estadísticos que pretenden simular el comportamiento de la señal en cada uno de los distintos entornos. En la siguiente tabla se recogen los métodos más significativos para cada tipo de entorno.

<sup>12</sup> Lee, W.C.Y., "Mobile Cellular Telecommunications Systems", McGraw-Hill, 1989, p.102

Typical Propagation Models			
<i>Environment</i>	<i>Incident Waves</i>	<i>Models</i>	<i>Mobiles</i>
<b>A. Open area</b>			
Free space	Direct	Free space; Ray van der Pol	Vehicles, portables
Earth	Direct + reflected + diffracted*	Sommerfeld; Burrows	Vehicles, portables
Rural	Direct + reflected'	Ray theory; Okumura; Nakagami-Rice	Vehicles, portables
Suburban	Direct & reflected'	Ray theory; Okumura; Nakagami-Rice	Vehicles, portables
Urban	Direct + reflected + diffracted'	Okumura; Rayleigh; log-normal	Vehicles, portables
Ocean	Direct + reflected + diffracted'	Free space; reflection; Nakagami-Rice	Ships
Air	Direct + reflected + diffracted'	Free space; reflection; Nakagami-Rice	Aircraft
<b>B. Semi-Open Area</b>			
Mountain	Diffracted, reflected	Diffraction	Vehicles
Highway	Direct + reflected	Free space LOS; Nakagami-Rice	Cars
Rail	Direct + reflected	Free space LOS; Nakagami-Rice	Train
Underground street	Direct + reflected + diffracted'	Free space LOS; Ray model; Rayleigh	Portables
Indoor to outdoor	Direct + reflected + diffracted'	Free space LOS; Ray model; Rayleigh	Portables
<b>C. Closed area</b>			
Indoor	Direct + reflected, diffracted	Transmission line waveguide; Rayleigh (short distance)	Portables
Underground passage	Direct + reflected, diffracted	Transmission line waveguide; Rayleigh (short distance)	Portables
Tunnel	Standing wave, guided wave	Transmission line waveguides; Rayleigh (short distance)	Vehicles

Note: LOS = line of sight.

\*Single.

'Multiple.

**Figura 3.4**<sup>13</sup>. Tabla sintetizadora de los principales modelos de propagación.

De entre todos ellos, los que más relevancia han adquirido últimamente son el modelo de Okumura-Hata y el de Rayleigh. Estos modelos calculan la atenuación tomando en cuenta el porcentaje de edificios en el trayecto de la señal, así como características del terreno. El método de Okumura se formula según la siguiente ecuación:

$$E = 69.82 - 6.16 \log f + 13.82 \log H_1 + a(H_2) - (44.9 - 6.55 \log(H_1)(\log d)^b) \quad (3.9)$$

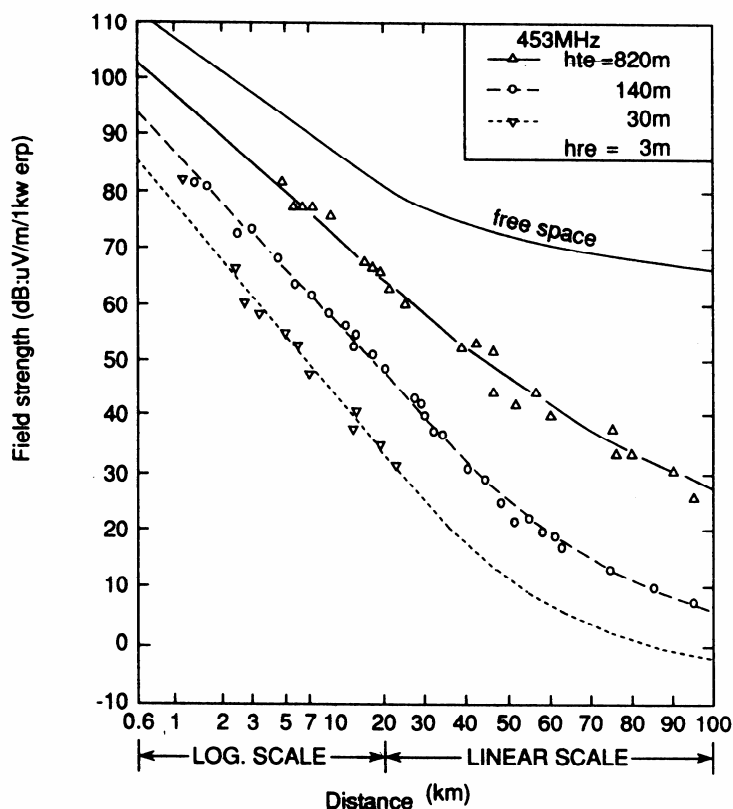
Donde:  $E$  = campo (dB( $\mu$ V/m)) para 1 kW e.r.p.  
 $f$  = frecuencia (MHz)  
 $H_1$  = altura efectiva de la antena emisora sobre el suelo (entre 30 y 200 metros)  
 $H_2$  = altura efectiva de la antena receptora (1 - 10 metros)  
 $d$  = distancia (km)  
 $a(H_2) = (1.1 \log f - 0.7) H_2 - (1.56 \log f - 0.8)$   
 $b = 1$  para  $d \leq 20$  km  
 $b = 1 + (0.14 + 0.000187 f + 0.00107 H_1') \cdot (\log [0.05d])^{0.8}$   
para  $d > 20$  km

$$\text{con: } H_1' = \frac{H_1}{\sqrt{1 + 0,000007 H_1^2}}$$

<sup>13</sup> K.Fujimoto, J.R.James, "Mobile Antenna Systems Handbook". Pág.8, ArtechHouse, London. ISBN: 0-89006-539-X.

Estos métodos son los utilizados principalmente para entornos urbanos, que será el principal ámbito de utilización de este proyecto, en concreto entornos urbanos *indoor*. Con estos modelos será posible estimar la energía disponible en un punto a partir de la energía radiada por nosotros.

A pesar de que hay muchos aspectos a tener en cuenta en la propagación de una señal, las pérdidas provocadas por el medio están íntimamente relacionadas con los parámetros de las antenas. Así, según la ecuación 3.9, se observa como un factor importante es la altura a la que esten situadas las antenas ( $H_1$  y  $H_2$ ). La siguiente figura ilustra la fuerza del campo eléctrico en función de la distancia para diferentes alturas de la antena emisora. Las medidas fueron tomadas a una frecuencia de 453 MHz en entornos urbanos, con polarización vertical y con el receptor situado siempre a 3 metros de altura. La potencia emitida global fue de 1 kW.



**Figura 3.5<sup>14</sup>**. Valor de campo eléctrico en función de  $d$  y altura  $H_1$ .

Se aprecia como a mayor altura efectiva de la antena emisora, más se aproxima el resultado obtenido al ideal de la propagación en el espacio libre. Como no siempre es posible disponer las antenas en la situación ideal, se recurre a otras técnicas, como puede ser el uso de sistemas de diversidad.

<sup>14</sup> Okumura, Y., A. Akeyama, "Radio Wave Propagation in Mobile Communications", ch.2. IEICE press. 1986.

### 3.4 Introducción a los sistemas de diversidad

Las técnicas de diversidad pretenden mejorar la señal en el sistema receptor a partir de diversas señales captadas provenientes todas ellas de una única señal fuente. La idea básica detrás de las técnicas de diversidad es que, si un mensaje es recibido por un número de caminos de transmisión diferentes las diversas señales alternativas pueden ser seleccionadas o combinadas de manera que la señal resultante sea mejor que si se escoge cualquier única muestra. La manera cómo se obtienen esas múltiples copias de la señal y la forma en cómo estas copias son seleccionadas o combinadas entre ellas son los aspectos clave de los sistemas de diversidad. En el anexo A adjunto se detallan con un poco más de profundidad estos métodos.

Haciendo un rápido resumen, se puede afirmar que según el método utilizado para conseguir copias de la señal, los sistemas de diversidad usan pueden ser de diversidad espacial, frecuencial, temporal, direccional o de polarización. A las distintas copias de señal obtenidas se les aplica uno de los siguientes métodos: MRC - Maximal Ratio Combining (suma de las señales obtenidas en diferentes ramas); EGC - Equal - Gain Combining (suma, una vez puestas en fase, de las señales obtenidas. La que mayor potencia obtiene y por tanto el método necesario para sistemas de *Energy Harvesting*); SEC - Selective Combining (selección de la rama con más calidad); o SWC - Switch Combining (conmutación para seleccionar la mejor calidad a cada momento)



## CAPÍTULO 4

### 4. SISTEMAS DE CAPTACIÓN DE ENERGÍA

#### 4.1 Objetivos

En este capítulo se diseñan sistemas capaces de captar energía de diferentes bandas frecuenciales (concretamente en los 125 kHz y 430 MHz) utilizando las características descritas en el capítulo anterior de los campos y ondas electromagnéticas. Se trabaja tanto en la problemática de los emisores como en la de los receptores. Y finalmente se caracterizará la energía captada y aprovechable según diversos factores de cada sistema.

#### 4.2 Introducción

A priori parece que la principal limitación de los sistemas capaces de captar energía del ambiente es que, para aprovechar la energía radiada, la distancia con la fuente debe ser pequeña. Tal y como se ha visto en el capítulo anterior, los sistemas inductivos serán capaces de captar energía a distancias similares al diámetro de sus bobinas, y los sistemas de radiofrecuencia se ven afectados por las pérdidas ocasionadas por el medio. Para aumentar estas distancias, se puede jugar con diversos factores, tales como la frecuencia de trabajo, potencia de emisión, etc. Así, usando los principios básicos de los campos electromagnéticos y de las comunicaciones móviles, se deben diseñar unos sistemas capaces de captar la máxima energía posible.

Aunque la tecnología que interviene en cada uno de estos sistemas es similar, se realizan dos sistemas, uno para aprovechar campos electromagnéticos y el otro para aprovechar emisiones de radiofrecuencia. Una de las razones por las que se empieza con el sistema inductivo es que los campos electromagnéticos son fáciles de generar, consiguiendo así una primera y fácil aproximación a estas técnicas. El sistema de radiofrecuencia (RF) se diseña porque el espectro radioeléctrico se halla plagado de emisiones con niveles de energía ya cuantificados<sup>15</sup>. La sociedad de la información actual hace que estemos rodeados de emisiones ya sean de radio, televisión, satélites, sistemas *trunking*... Esta es una importante razón para desarrollar un sistema de captación de energía por RF, aprovechar estas fuentes. Naturalmente, el concepto no es tan sencillo de llevar a la práctica. Se necesitan antenas eficientes en la banda requerida, circuitos capaces de realizar conversión alterna continua (AC-DC) con las mínimas pérdidas posibles, perfecta adaptación entre circuito y antena para evitar energía reflejada, y por tanto no aprovechada, etc. Aquí los voltajes con los que se trabajará son muy pequeños. Toda esta problemática se trata a continuación.

---

<sup>15</sup> Consultar capítulo 2 de este trabajo.

### 4.3 Especificaciones de los sistemas

Con el fin de adquirir la máxima energía posible para equipos móviles, los dos sistemas deberán cumplir las mismas especificaciones, que son las siguientes:

- Captar la máxima potencia posible de la señal emitida.
- Tener una eficiencia muy alta, o lo que es lo mismo, que las pérdidas internas de energía sean lo más pequeñas posibles.
- Peso y dimensiones ajustadas, teniendo en cuenta cual sería su ámbito de funcionamiento.

### 4.4 Diseño implementación y análisis de los sistemas

Partiendo de las especificaciones se irán construyendo los sistemas con las soluciones óptimas para cada punto.

#### 4.4.1 Rango frecuencial de funcionamiento

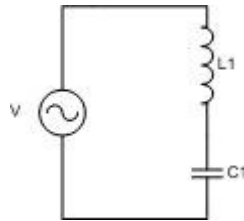
Uno de los parámetros que se han de fijar primero es la frecuencia a la que operará el sistema. Obviamente ha de operar en alguna de las bandas libres y no reservadas. Ya que los sistemas de captación de energía se inspiran en el campo de la RFID, se escogerán los intervalos de frecuencias utilizados por esta industria. Los más habituales son:

- *125 kHz – 148 kHz*: usado para aplicaciones como el control de accesos, seguridad, identificación de animales, aplicaciones OEM, etc. Este rango fue el primero utilizado por la industria RFID, en los inicios de la década de los 80. Es por tanto uno de los más usados.
- *13,56 MHz*: las aplicaciones habituales en esta frecuencia son la identificación de libros en bibliotecas y controles de acceso sofisticados.
- *915 MHz*: a partir del año 2.000 se convirtió en la frecuencia de referencia para las nuevas aplicaciones RFID. Su principal uso lo hallaremos en el seguimiento de los objeto de las cadenas de suministro en las grandes industrias.
- *433 MHz y 2'45 GHz*: estas dos frecuencias son usadas para etiquetas RFID activas, es decir, etiquetas que poseen baterías propias, no reciben la alimentación desde el lector. Pueden, por lo tanto, abarcar distancias mayores. Las aplicaciones más habituales son el tele-pago en autopistas de peaje y la identificación de flotas de vehículos en una zona concreta.

Para el sistema inductivo, se selecciona el rango de 125 kHz, que al ser el de menor frecuencia, conseguirá una distancia mayor de emisión y unas pérdidas internas inferiores. Para el otro sistema el rango seleccionado es el de 433 MHz, muy habitual en esta industria, y perteneciente a la banda libre ISM.

#### 4.4.2 Emisor del sistema inductivo. Diseño e implementación

Para realizar la parte del sistema encargada de transmitir la energía en forma de campo electromagnético, se crea un pequeño circuito resonante a la frecuencia de 125 kHz. Partiendo del esquema clásico de la figura 4.1 y con el fin de que el campo magnético creado sea el mayor posible, se debe maximizar la intensidad de corriente que atraviesa la bobina. Para ello, se debe conseguir que la impedancia a 125 kHz sea la mínima posible.



**Figura 4.1.** Esquema del circuito usado como emisor.

La impedancia de este tipo de circuitos viene dada por la fórmula:

$$Z(j\omega) = R + j(X_L - X_C) \quad (4.1)$$

Donde:  $X_L = 2\pi f_0 L$  siendo L la inductancia en Henries de la bobina

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_0 C} \text{ siendo C la capacidad del condensador}$$

Con el fin de que circule a través de la bobina la máxima intensidad, se ha de minimizar el valor de  $Z(j\omega)$ , y para ello se debe cumplir  $X_L = X_C$ . La frecuencia  $f_0$  ya se ha determinado que sería 125 kHz. Como en el laboratorio se dispone de bobinas comerciales de valores L fijados, se usará una de ellas, de  $L = 820 \mu H$ . Estas bobinas tienen núcleo de ferrita, que les aporta una mayor inductancia para un volumen dado, pero en contrapartida, son muy pequeñas, su diámetro es de 4 mm, por lo que, según lo visto en la fórmula 3.4, las distancias con las que se debería trabajar serán de ese orden.

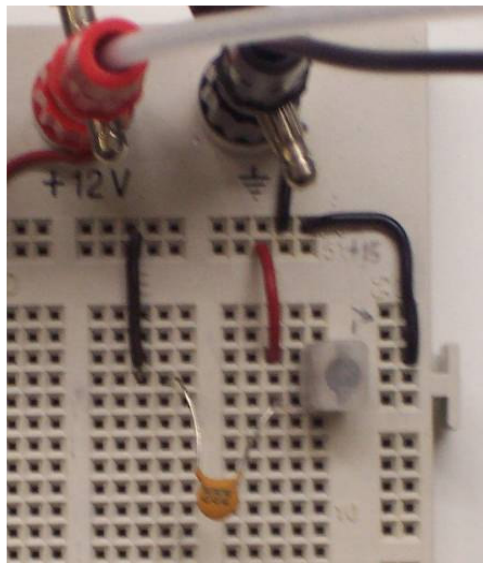
Conocido el valor de L, faltará fijar el valor de C. Con un sencillo cálculo partiendo de la ecuación 4.1 se puede determinar. Se utilizará el condensador comercial que más se aproxime al calculado, en este caso se emplea uno cerámico de 2,2 nF, aunque el valor calculado sea de 1,9 nF. En resumen, los valores de los componentes de la figura 2.3 son:

$$L_1 = 820 \mu H$$

$$C_1 = 2,2 nF$$

Para mantener baja la impedancia total del sistema, no se incluyó ninguna resistencia en el montaje. El valor  $R$  de la fórmula 4.1 será por tanto muy bajo, limitándose a la resistencia propia que aportan los distintos elementos (cables, líneas del montaje...). En el montaje práctico se aprecia la resistencia interna propia del condensador, ya que disipa energía en forma de calor. Se calienta de forma apreciable, pero no peligrosa.

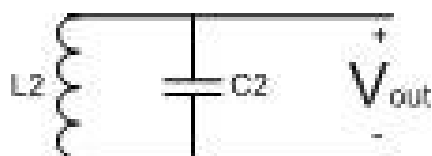
El circuito se conecta a una fuente capaz de dar hasta  $20 V_{pp}$  y ajustable en frecuencia. Se trata de un generador de frecuencia, que en nuestro caso se trata de una fuente de excitación de señal Promax GF-232 (ver Fig.4.4) apta para generar señales periódicas de frecuencias de hasta 2 MHz y con una resistencia de salida de  $50 \Omega$ . La señal que alimentará al circuito será una señal senoidal. Al conectar y poner en funcionamiento el sistema, se aprecia que la entrega máxima de energía no se da en los 125 kHz sino a una frecuencia ligeramente menor, en los 106,5 kHz. Sin duda esta desviación se debe a que los componentes utilizados no se ajustan exactamente a los valores ideales (además de existir tolerancia en sus valores). Para el estudio que se desea realizar, esta pequeña desviación no es significativa, y se continúa el montaje teniendo en cuenta esta particularidad.



**Figura 4.2.** Fotografía del circuito emisor.

#### **4.4.3 Receptor del sistema inductivo. Diseño e implementación**

Una vez realizado el sencillo montaje del circuito emisor, se pasa a desarrollar e implementar el sistema encargado de captar la señal y adaptarla. El esquema adoptado también es el de un sencillo circuito resonante, pero esta vez interesa captar el máximo voltaje posible. Para ello los elementos implicados, condensadores y bobinas, los mínimos para este tipo de circuitos, se disponen en paralelo.



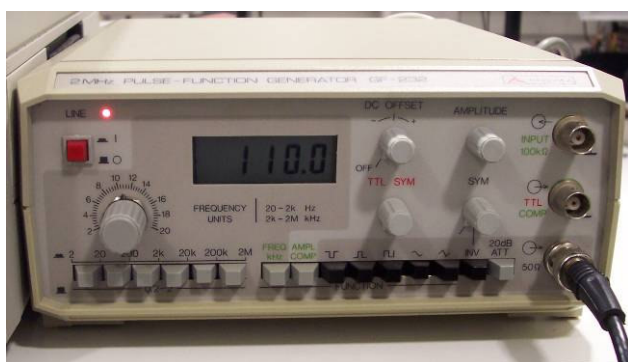
**Figura 4.3.** Esquema de la topología básica usada en el circuito receptor.

Igual que en el diseño anterior, hemos de dar valores a los elementos para que la frecuencia de resonancia sea la acordada, 125 KHz. Es inmediato demostrar que el cálculo de esa frecuencia viene dado por la fórmula:

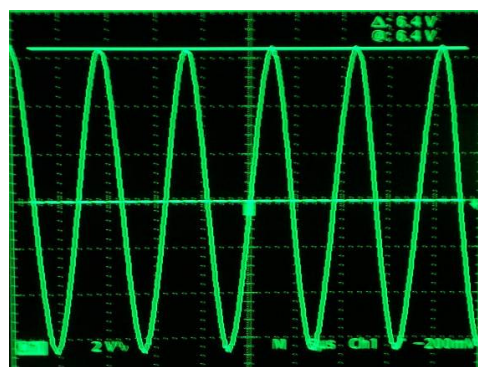
$$f_{RES} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 125 \text{ kHz} \quad (4.2)$$

Si fijamos el valor de L, como en el apartado anterior, escogiendo  $L_2=820 \mu\text{F}$ , nos indica que  $C_2$  debe ser de 2,6 nF. Se selecciona el valor comercial más próximo, 2,7 nF.

Se implementa un pequeño circuito con estos componentes, y se aprecia, al igual que con el emisor, que no es resonante a 125 kHz, debido a factores como la tolerancia de los componentes. Esta vez el circuito es resonante en 110 kHz. Esto plantea el primer problema, ya que emisor y receptor no resuenan a la misma frecuencia. Empíricamente se ve que la fuente no puede entregar toda la energía a su carga, en 110 kHz (al estar adaptada a 106 kHz), pero el receptor si que absorbe toda la energía posible a esa frecuencia. Si se trabaja en 106 kHz, la fuente es capaz de entregar los 20 V<sub>pp</sub>, pero el receptor no aprovecha toda esta energía. En cambio, trabajando con señales de 110 kHz si que se capta de forma óptima más energía, aunque en este caso la fuente no es capaz de entregar más de 13 V<sub>pp</sub>. Realizando pruebas se llega a la conclusión de que es mejor trabajar en la frecuencia de resonancia del sistema receptor, más crítico. Ya que en el emisor se puede disponer de una fuente fija y prácticamente inagotable de energía (toma de compañía), mientras que es en el otro extremo dónde más interesa gestionarla.



**A**



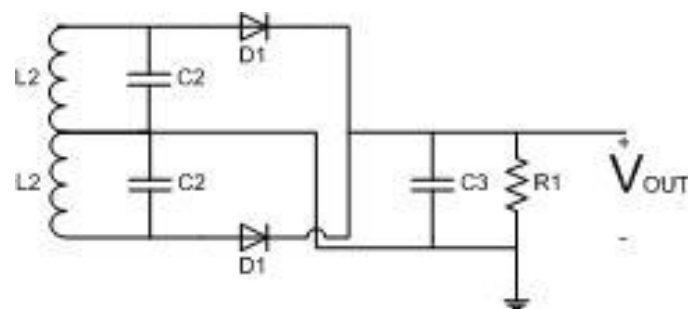
**B**

**Figura 4.4. A.** Fotografía de la fuente generando una señal senoidal de 110 kHz. **B.** La senoide generada no alcanza su amplitud máxima (10 V) y genera una de 6,5 V de amplitud.

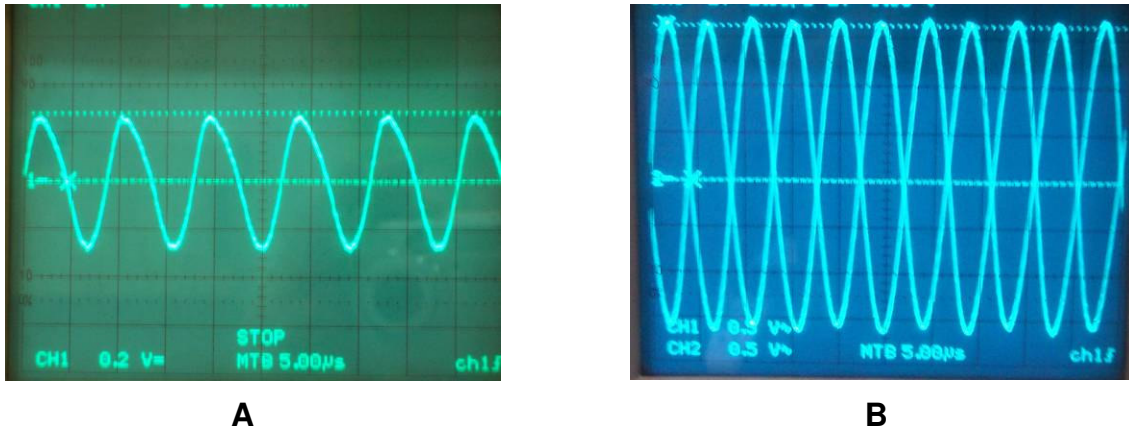
Una vez fijada la frecuencia de trabajo en 110 kHz, se continúa con el desarrollo del circuito. El siguiente paso es analizar la señal captada por el receptor. Esta señal es una señal senoidal de la misma frecuencia que la generada, como era de esperar, pero de amplitudes muy pequeñas (escasos mV), a pesar de realizar las pruebas a pocos centímetros de distancia entre emisor y receptor. Se plantea el problema de cómo rectificar esta señal para conseguir una señal DC. El uso de un clásico puente de diodos parece desaconsejable, ya que la señal pasa siempre por dos diodos. Las pérdidas innatas en el diodo por el efecto de la tensión umbral, harían desaparecer por completo la señal. Recordemos que esta tensión tiene por valor típico los 0,6 V en diodos de silicio, unas pérdidas muy grandes para nuestra señal de unos pocos mV.

Para solucionar este problema se ataca desde dos frentes. Por un lado, buscar diodos con una tensión umbral menor, y minimizar así las pérdidas que producen. Cumplen esta premisa los diodos de germanio, con una tensión de paso variable entre 0,1 V y 0,25 V, la mitad que los de silicio. Se utilizará el clásico diodo de germanio OA-90.

Por otro lado, se busca un sistema capaz de dar un nivel de señal más alto, y poder realizar un rectificado completo de ella. La solución se halla añadiendo otro receptor más, es decir otro circuito resonante, pero con una particularidad. Antes se ha visto como un campo magnético induce una corriente en una bobina, el sentido de esta corriente no es aleatorio, sino que tiende a crear otro campo magnético que contrarreste el original. De esta forma, si se dispone otra bobina pero con los bucles enrollados en sentido contrario a la inicial, al estar ambas sometidas al mismo campo electromagnético, cuando una capte el máximo campo y por tanto la recorra una intensidad máxima, en la otra esta intensidad será mínima. De esta forma se crea una especie de diversidad de recepción y conseguimos una señal fácilmente rectificable, simulando un rectificador de onda completa, pero con solo un diodo involucrado. En los siguientes esquemas y fotografías se profundiza en la explicación.

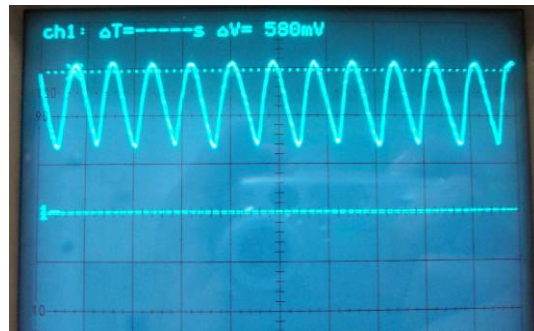


**Figura 4.5.** Esquema del circuito receptor final. La diversidad de recepción otorga más nivel de señal y además dos señales idénticas en contrafase.



**Figura 4.6.** Capturas de la señal captada por una bobina (izquierda) y superposición de las señales captadas por las dos bobinas simultáneamente (derecha). Observar como están en contrafase.

Los diodos  $D1$  que se observan en el esquema del circuito 4.5, realizan un rectificado simple de la señal, eliminando aquellas partes negativas de la señal. Dejan pasar intensidad de forma alternativa, de forma que a la salida obtenemos una señal similar a la que se obtendría utilizando un rectificador de onda completa.



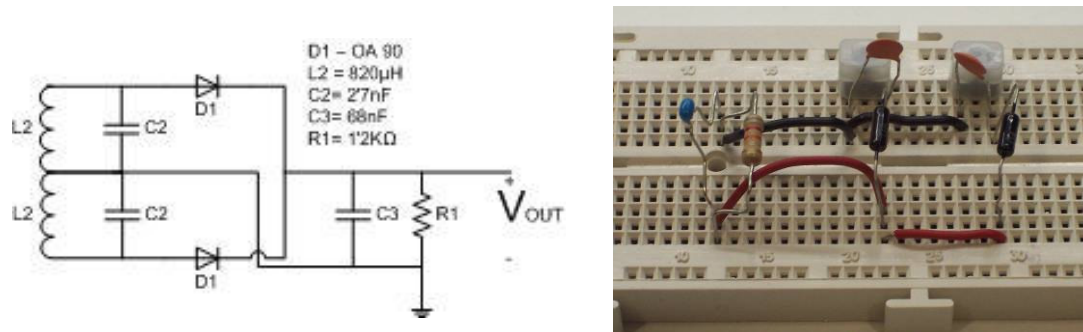
**Figura 4.7.** Señal que se obtiene después de la rectificación. Es similar a la que se obtendría en un rectificador de onda completa. (Nota: El offset que aparece en la fotografía no es significativo)

Una vez ya se tiene esta señal, con ciclos siempre positivos, tan solo queda realizar un filtrado para convertirla en una señal continua. Se opta por implementar un simple filtro RC que proporcione un rizado menor al 10%. El valor del condensador  $C3$  del circuito de la figura 4.5 se determina con la siguiente fórmula:

$$C_3 = \frac{5 \cdot I}{f \cdot V_{Max}} \quad (4.3)$$

Donde:  $I$  = corriente que circulará por el circuito  
 $f$  = frecuencia de trabajo  
 $V_{max}$  = tensión de pico de salida (aproximadamente  $V_0$ )

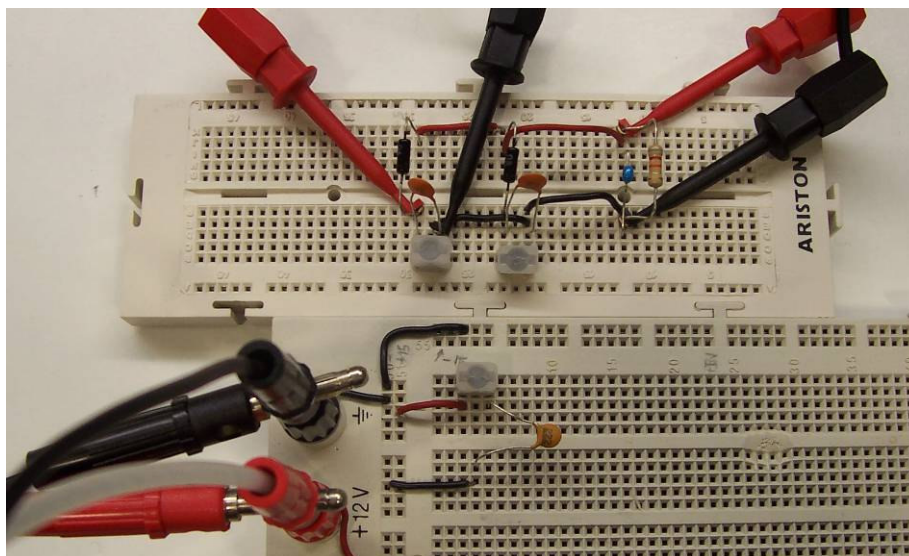
El valor de  $C3$  teórico es de 51,36 nF para una  $I = 1,13$  mA con una resistencia  $R1 = 1,2$  k $\Omega$ . Se selecciona un condensador de 68 nF. El resultado y montaje final se aprecian en la siguiente ilustración.



**Figura 4.8.** Esquema del circuito final y fotografía de su implementación física.

#### 4.4.4 Análisis y caracterización del sistema inductivo

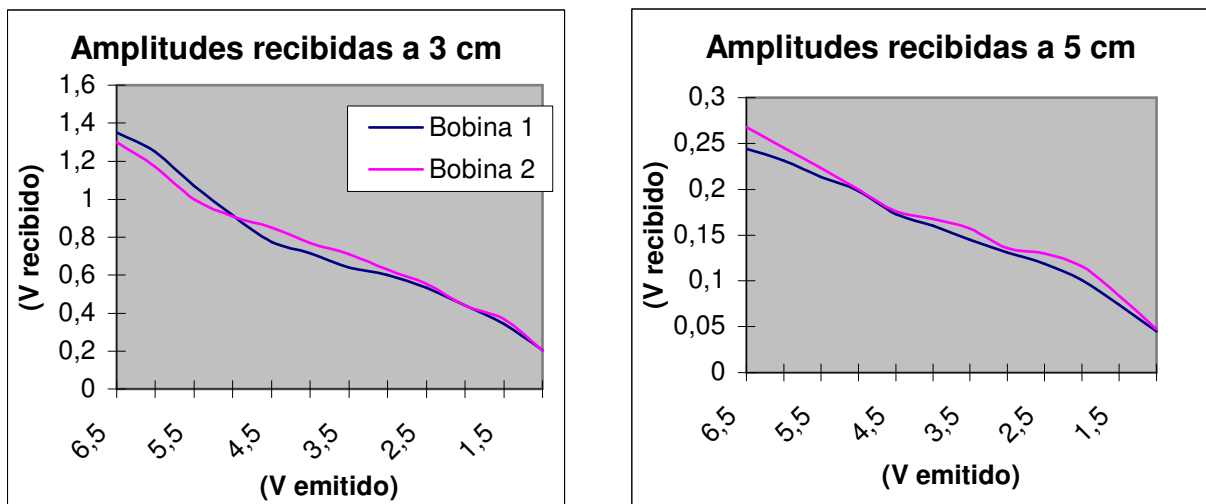
Una vez diseñado e implementado el sistema, se pasa a realizar mediciones y a analizar su comportamiento. Interesa conocer la energía captada según la distancia y la potencia de emisión, así como la eficiencia del circuito. Para ello se monitorizará tanto la potencia aportada al sistema, la captada por cada una de las bobinas del receptor, y la potencia disponible a la salida.



**Figura 4.9.** Conexionado en los puntos de interés para la toma de medidas.



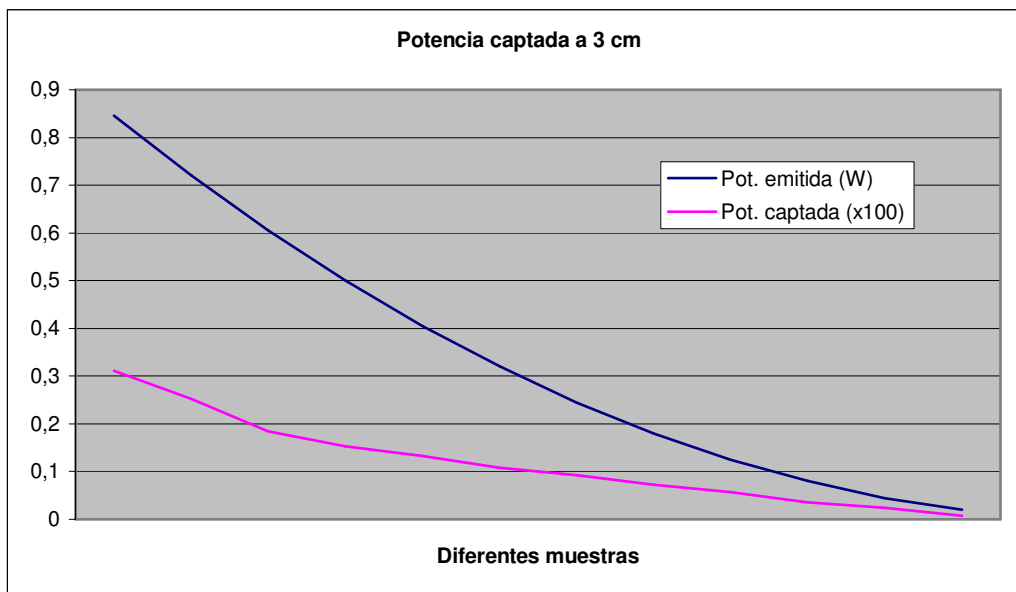
Como ya se ha comentado, en la frecuencia de trabajo, 110 kHz, la fuente no es capaz de entregar la potencia máxima. La señal máxima que genera tiene una potencia de 845 mW, que se transmite al circuito emisor. Esta senoide es captada por ambas bobinas con una amplitud sensiblemente inferior, y variable según la distancia. También se ha comentado la problemática de las distancias con las que el sistema puede operar. Al ser el diámetro de las bobinas de apenas medio centímetro, las distancias máximas posibles serán del orden de varias veces este diámetro (aunque la ideal sería 0,7 veces el diámetro, es decir unos escasos 3 mm). En este estudio se ha trabajado con distancias entre emisor-receptor de entre 1 y 5 cm, muy superiores al valor teórico que se obtendría<sup>16</sup>, y, como ya se verá, estas distancias suponen el límite de alcance del sistema. Las distancias se mantienen siempre equidistantes para ambas bobinas, es decir, las dos se hallan a la misma distancia del emisor. Es de suponer que ambas bobinas serán capaces de captar una potencia similar para la misma distancia respecto al emisor. Para asegurar este resultado, se toman medidas independientes para cada una de ellas, y se aprecia en las gráficas 4.10 y 4.11 como así es. La amplitud de la señal senoidal recogida en una de ellas, diverge muy poco de la otra. Los resultados mostrados en las gráficas se lograron con el emisor emitiendo a máxima potencia.



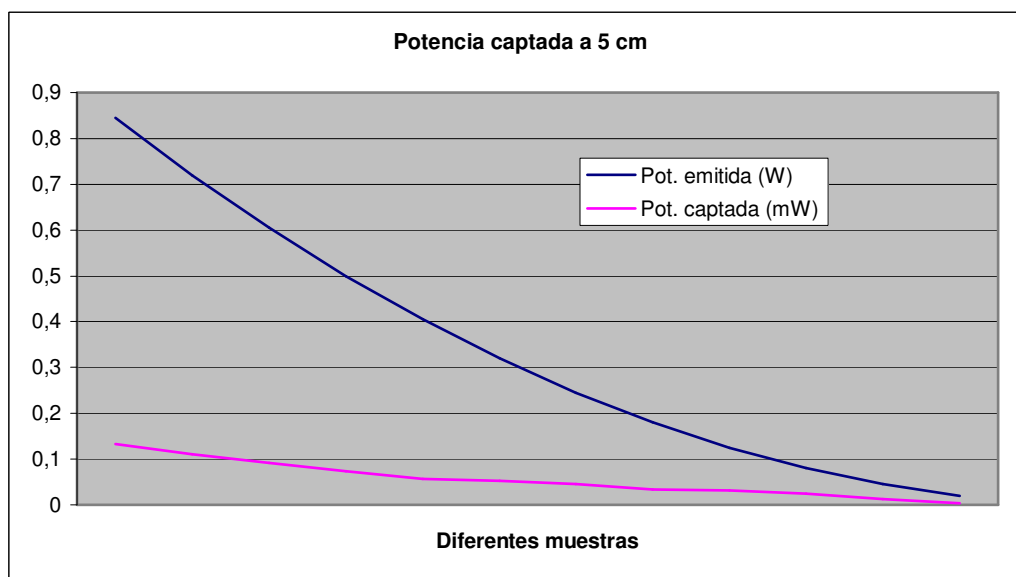
**Figura 4.10 y 4.11.** Detalle de las amplitudes recibidas en cada bobina a distintas distancias del emisor. Resaltar el similar comportamiento entre ellas.

Una vez comprobado el correcto comportamiento del circuito y conocida la señal captada por las bobinas, se pretende relacionar la potencia conseguida final respecto la potencia emitida. Para ello se irá disminuyendo la potencia de salida de la fuente, partiendo desde su máximo (845 mW). Se repitió el experimento para diversas distancias entre emisor y receptor. En todos los casos se obtuvo el mismo resultado: existe una relación proporcional entre las dos potencias. Al disminuir una, la otra también decrece. Además la potencia captada se mantiene para una distancia dada, no aparecen desvanecimientos de señal.

<sup>16</sup> Ver fórmula 3.4 en el apartado 3.2.2. Bases teóricas de los sistemas inductivos.



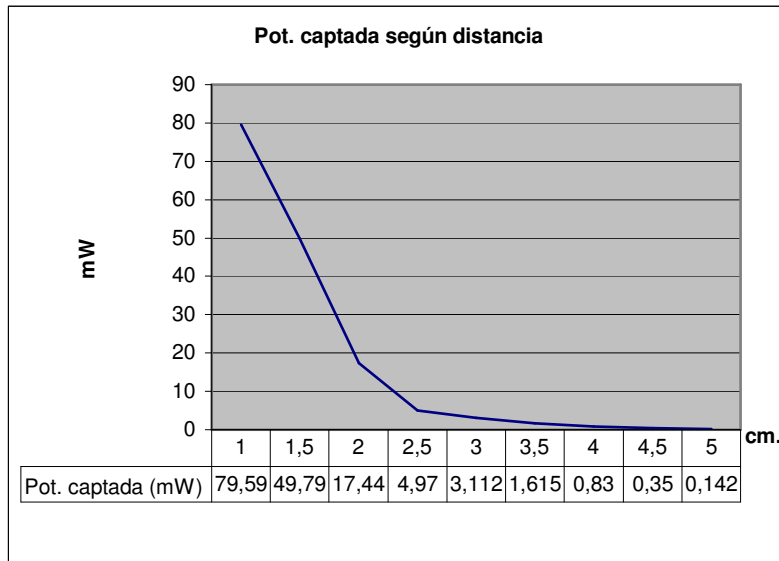
**Figura 4.12** Gráfica de la potencia recibida según potencia emitida a 3 cm.



**Figura 4.13.** Gráfica de la potencia recibida según potencia emitida a 5 cm.

En las anteriores gráficas se ve como para la máxima amplitud de la señal emitida, también se recogen los máximos valores en recepción, y según van disminuyendo, ambas decrecen. Como la diferencia entre las dos señales es muy dispar, se han aplicado distintas escalas para la representación de las potencias en el mismo gráfico.

Por otro lado también se deseaba conocer como varía la potencia captada según la distancia respecto al emisor. Para ello se ha anotado el valor de la potencia a la salida del receptor según iba variando la distancia. El emisor irradiaba a la máxima potencia, con 845 mW calculados y medidos en el laboratorio. El resultado de estas medidas se sintetiza en la siguiente gráfica.



**Figura 4.14.** Gráfica de potencia obtenida según la distancia con el emisor.

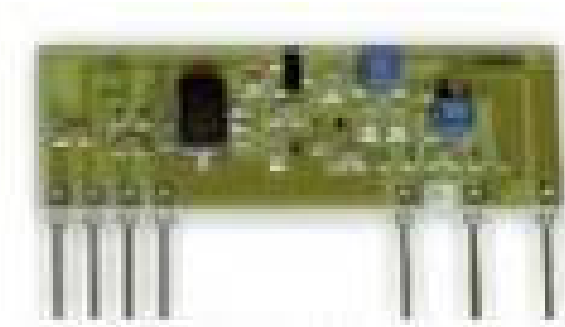
En la anterior gráfica se aprecia como la distancia máxima en la que se detecta energía de forma sensible está alrededor de los 5 cm. A partir de ahí el nivel es muy pequeño y prácticamente inapreciable, confundándose con ruido del sistema. A un centímetro, una distancia adecuada para transferir energía en aplicaciones de contacto no directo, con algún material (obviamente no metálico) intermedio, se consiguen 79 mW. Progresivamente, al aumentar la distancia con el emisor, la potencia disminuye, de forma aproximada a  $1/r^3$ , hasta que al sobrepasar los 4 cm, la potencia captada es inferior a 1 mW. Estos valores se consiguen de forma continua, en una implementación real, se podría ir acumulando energía en una batería o condensador y dar, de forma puntual, una potencia mucho mayor.

#### 4.4.5 Emisor del sistema de RF

El sistema emisor queda en parte condicionado al rango frecuencial en el que se decidió trabajar. En lugar de diseñar e implementar un módulo transmisor en la frecuencia deseada (433 MHz), se opta por el uso de un módulo comercial ya ensamblado.

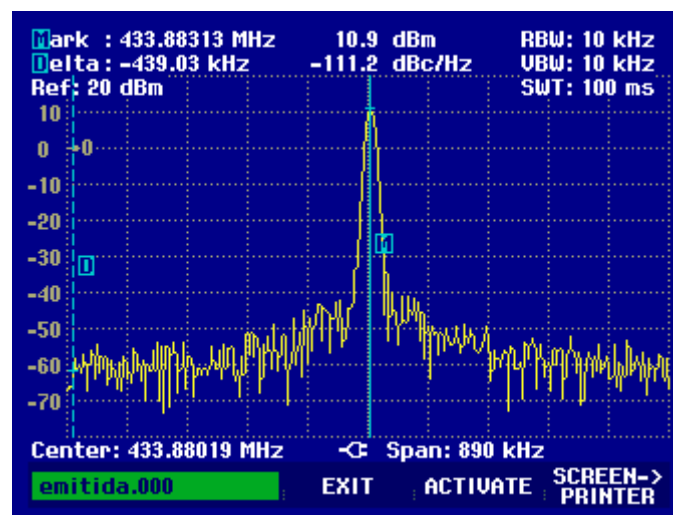
En particular, se utiliza un módulo C-0503 de la casa CEBEK. Se trata de un sistema híbrido de alto rendimiento y tamaño miniaturizado, que permite construir de forma fácil y precisa un sistema de transmisión de datos modulados OOK (*On-Off Keying*). Están homologados para la frecuencia 433,92 MHz, dictada por la UE en conformidad con la Normativa Europea ETS 300220, recogida en la UN-30 del R.D. 2/98 para aplicaciones de telemando, telemedida y otros usos generales con potencia nominal  $\leq 100$  mW (o 20 dBm). La frecuencia de los emisores está controlada por un oscilador SAW. Tiene una banda pasante RF con caída de -3 dB de 1,2 MHz, y la potencia de salida para

señales lógicas altas es de 12 dBm (15 mW). La alimentación máxima del circuito es de 12 V, con un consumo de 2,7 mA, y la amplitud de las señales lógicas que admite va de 0 V hasta 5 V. Para conseguir que la potencia radiada sea máxima, se mantiene a lo largo de toda la transmisión el envío de “1” lógico con nivel de 5 V.



**Figura 4.15.** Fotografía del módulo emisor utilizado (C-0503).

Para la emisión con este módulo se utiliza una antena monopolo de  $\lambda/4$  (aproximadamente 17 cm), que consigue radiar la señal portadora que se muestra en la fig.4.16, captada con analizador de espectros de impedancia de entrada de  $50 \Omega$ , filtro FI de 10 kHz y antena monopolo también de  $\lambda/4$ .



**Figura 4.16.** Captura de la portadora emitida por el módulo C-0503.

Con este emisor se consigue una señal muy estable y selectiva, que nos permitirá trabajar de una forma mucho más cómoda con el emisor. Para variar la potencia radiada, se deberá cambiar la amplitud de la señal lógica de datos que se proporciona al sistema. En ausencia de señal, o cero lógico, el sistema no irradia potencia.

#### 4.4.6 Receptor del sistema de RF. Diseño e implementación.

El diseño del sistema receptor se muestra más crítico. La señal con la que se trabaja es de mayor frecuencia que en el sistema inductivo, y por tanto los componentes deben ser escogidos con mayor detalle y cuidado. Lo primero es seleccionar una antena apta para la frecuencia de trabajo, para aumentar las posibilidades de convertir y aprovechar energía. Como la banda de trabajo es muy próxima a la banda usada por los sistemas *trunking* TETRA, se selecciona material usado en estas tecnologías. En particular se utiliza la antena FLX-70 del fabricante PROCOM.



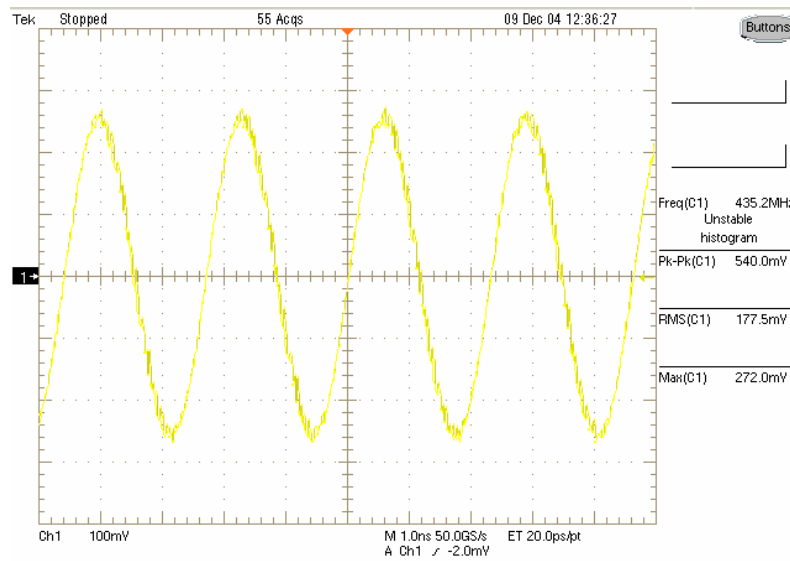
**Figura 4.17.** Tabla de las principales características de la antena FLX 70<sup>17</sup>.

Tipo de antena	Ant 1/4 onda para equipos TETRA portátiles
Frecuencia	FLX 70 /L : 400-450 MHz
Impedancia	50 Ohms
Ganancia	0 dB
Polarización	Vertical
Ancho de Banda	>50MHz con SWR <2
Potencia máxima	200 Watios
Material	Hilo de acero flexible cubierto de un tubo de silicona
Color	Negro
Altura total	Aproximadamente 20cm
Conector	FME (hembra)
Peso	Aproximadamente 25gr

**Figura 4.18. (Izq.)** Fotografía de la antena FLX 70 usada.

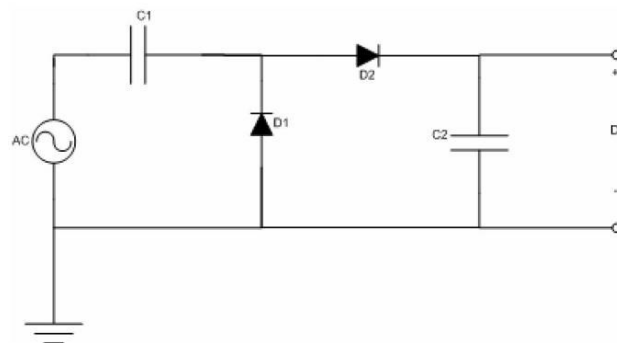
<sup>17</sup> Según el propio fabricante:  
[http://www.profilant.net/pco/pco\\_pdf.nsf/ViwPg/2.6\\_index\\_portable\\_antennas](http://www.profilant.net/pco/pco_pdf.nsf/ViwPg/2.6_index_portable_antennas)

Con esta antena se capta, en el interior del laboratorio, una señal senoidal de amplitud 540 mV y, lógicamente, misma frecuencia que la emitida.



**Figura 4.19.** Captura de señal disponible en bornes de antena receptora.

Para capturar energía usando la antena y poder almacenarla convenientemente, se ha de rectificar. Para poder almacenar el máximo de energía interesará realizar un rectificado de onda completa, pero minimizando las pérdidas. Una topología que proporciona este resultado es la concatenación de etapas de dobladores de voltaje<sup>18</sup>. Estos circuitos, en teoría, consiguen doblar el voltaje recibido a la entrada. El esquema de la figura 4.20 muestra la topología clásica de una de estas etapas. La señal alterna es rectificada por el diodo  $D_2$  y el condensador  $C_2$  en los ciclos positivos, y por  $D_1$  y  $C_1$  en los ciclos negativos. Pero además, durante el ciclo positivo, el voltaje acumulado en  $C_1$  se transfiere a  $C_2$ . Por lo tanto en teoría en  $C_2$  se dispondrá del doble de voltaje, al que habrá que descontar las pérdidas que ocasiona el diodo  $D_2$ .



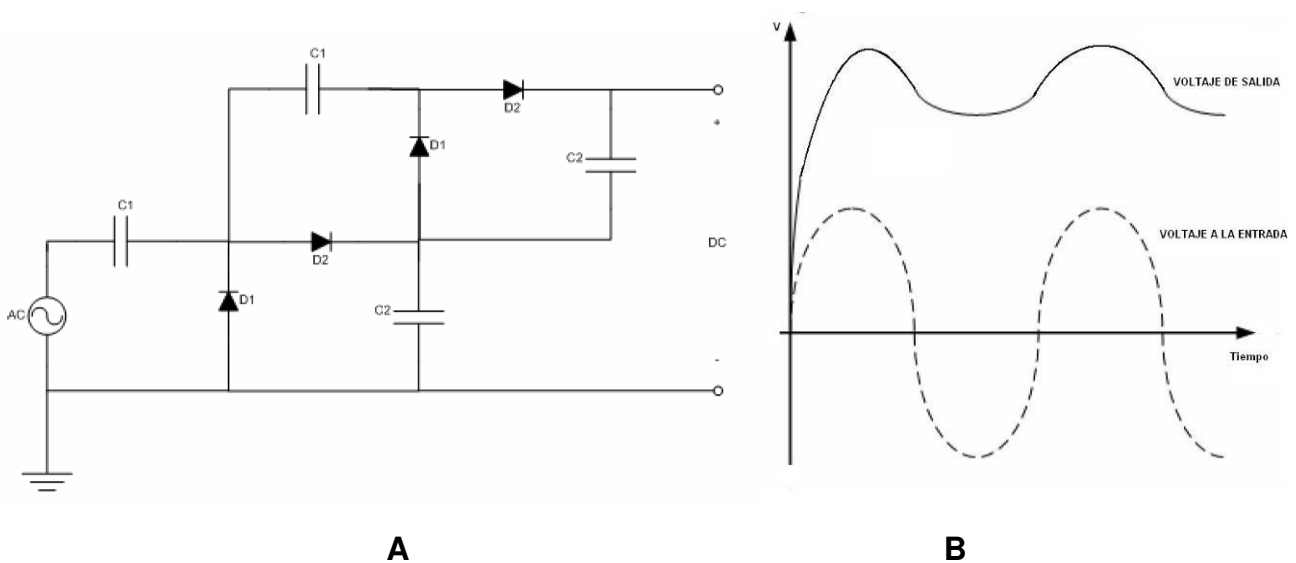
**Figura 4.20.** Esquema circuital de un doblador de voltaje.

<sup>18</sup> Daniel W. Harrist, "Wireless battery charging system using radio frequency energy harvesting", BS Thesis, University of Pittsburgh, 2001.

Pero la característica más interesante, es que se pueden acoplar diversas etapas, sumando el voltaje de todas ellas, como si fueran unas pilas conectadas en serie. La segunda etapa recibe de la primera una señal alterna con un offset, que es el voltaje conseguido en  $C2$ . La segunda etapa será capaz de sumar a ese offset la amplitud pico-pico (menos las pérdidas del diodo correspondiente) de la señal AC que le han entregado. Así, teóricamente, cuantas más etapas se añaden, más voltaje se consigue. Eso si, cada etapa añadirá un nivel menor de voltaje que la anterior. Llegando un momento en que la mejoría será despreciable e incluso inferior a las pérdidas fijas ocasionadas por cada diodo nuevo que se incluye, con lo que el voltaje conseguido empezaría a disminuir. Si se considera cada etapa como una batería en circuito abierto con  $V_0$  voltaje de una etapa en circuito abierto y  $R_0$  su resistencia interna, el voltaje final sería:

$$V_{OUT} = \frac{n \cdot V_0}{nR_0 + R_L} R_L = V_0 \frac{1}{\frac{R_0}{R_L} + \frac{1}{n}} \quad (4.4)$$

Donde:  $n$  = número de etapas que se disponen  
 $R_L$  = resistencia de carga (1 M $\Omega$  en nuestras medidas)



**Figura 4.21. (A)** Montaje en cascada de 2 dobladores de voltaje. **(B)** Forma de onda de la entrada y salida de la señal al pasar por un doblador de voltaje.

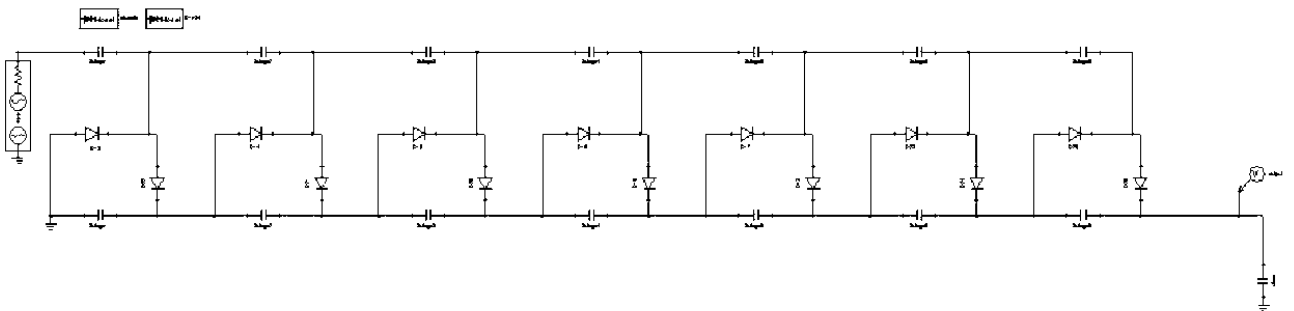
En estos sistemas, el punto crítico está en los diodos, que son el único elemento que incorpora pérdidas (aparte de las pequeñas pérdidas en el cableado). Por lo tanto, se debe prestar especial cuidado en su selección.

Los diodos capaces de trabajar en este rango de frecuencias y que menos pérdidas infligen son los denominados diodos Schottky, que proporcionan conmutaciones muy rápidas entre los estados de conducción directa e inversa y muy bajas tensiones umbral. El diodo Schottky está constituido por una unión metal-semiconductor (barrera Schottky), en lugar de la unión convencional semiconductor-semiconductor. A diferencia de los diodos convencionales de silicio, que tienen una tensión umbral de 0,6 V, los diodos Schottky tienen una tensión umbral 3 veces inferior, de aproximadamente 0,2V. La limitación más importante del diodo de Schottky es la dificultad de conseguir resistencias inversas relativamente elevadas cuando se trabaja con altos voltajes inversos, pero en este caso no afecta, ya que los voltajes no son en absoluto elevados. En particular se selecciona el diodo HSMS-2822 de la casa Agilent, cuya hoja de características puede ser consultada en los anexos. Las principales características de este diodo (que viene encapsulado de dos en dos) son: una tensión de umbral de 240 mV para 1 mA y apto para trabajar en 433,92 MHz.

Los condensadores necesarios han de ser capaces de cargar y descargarse con la rapidez necesaria. Aparentemente parece que su valor debería ir decreciendo para cada etapa, ya que el voltaje en el condensador es inversamente proporcional a la capacitancia. Entonces, si el voltaje del sistema se incrementa en cada etapa, la capacidad de los condensadores debería disminuirse.

$$v(t) = \frac{Q}{C} \quad (4.5)$$

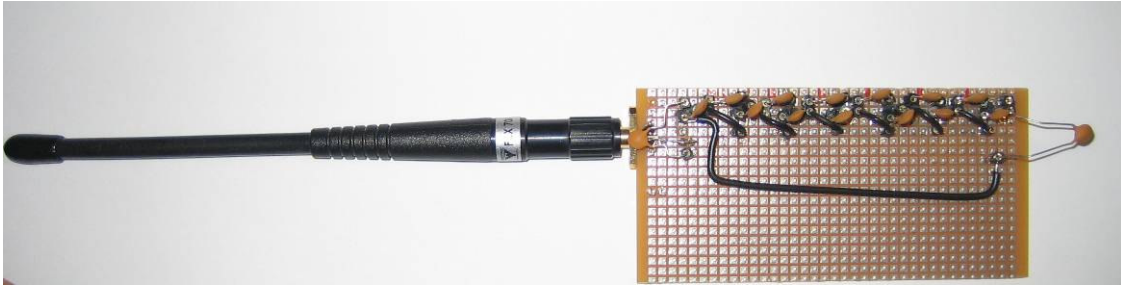
El número de etapas que se pueden añadir en cascada, manteniendo un aprovechamiento de la señal, fue estudiado en un proyecto de la Universidad de Pittsburg. En el proyecto “Wireless battery system using radio frequency energy harvesting” de Daniel W. Harrist, se demuestra que para la topología de la fig.4.20 y con diodos Schottky HSMS-2822 el máximo número de etapas antes de que el voltaje empiece a decaer es de siete. También simulan el circuito con diversos valores de condensadores, y empíricamente observan que no es necesario disminuir su valor en cada etapa, sino que manteniendo en todas las etapas el mismo condensador, el comportamiento del circuito es correcto. Con estos datos se implementa un circuito de 7 etapas, con un  $C = 47$  pF, tal y como se muestra en el siguiente esquema:



**Figura 4.22.** Esquema eléctrico del circuito implementado.



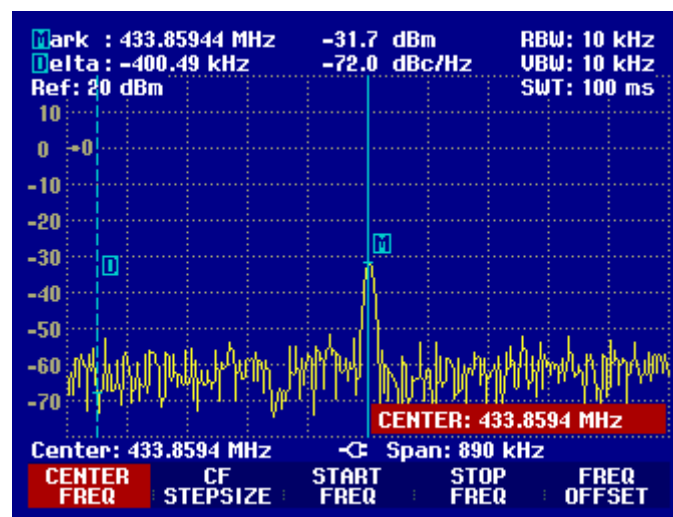
A la entrada del circuito se acopla un panel SMA hembra para el acople de la antena. A la salida se añade un condensador que tan sólo afecta a la velocidad de la respuesta del circuito. Cuanto más grande sea este condensador, más lenta será la respuesta del circuito, y más tardará en alcanzar el voltaje DC que está acumulando en ese momento. Para poder hacer las medidas de una forma rápida, sin esperar a que se actualice este valor, este condensador de salida también será de 47 pF. Así, frente a cambios, se actualiza de forma rápida el voltaje DC con un pequeño rizado, que tenemos a la salida.



**Figura 4.23.** Fotografía del circuito implementado.

#### 4.4.7 Análisis y caracterización del sistema RF

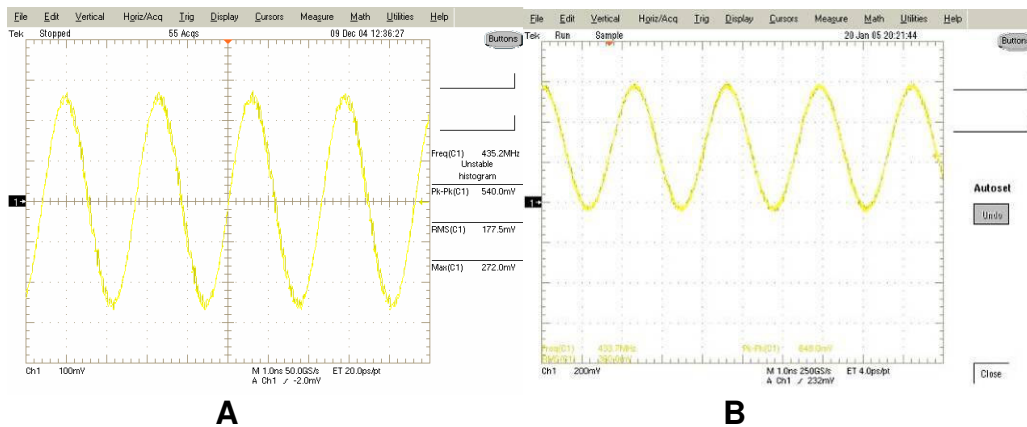
Con el circuito realizado se pasa a realizar pruebas y mediciones para comprobar si su comportamiento es el esperado y caracterizarlo. Con el emisor fijado en su potencia máxima de salida, se comprueba la señal que se recibe en los bornes de la antena a una distancia de 4 m. La captura es la que se muestra en la siguiente figura, y denota un nivel de -31,7 dBm.



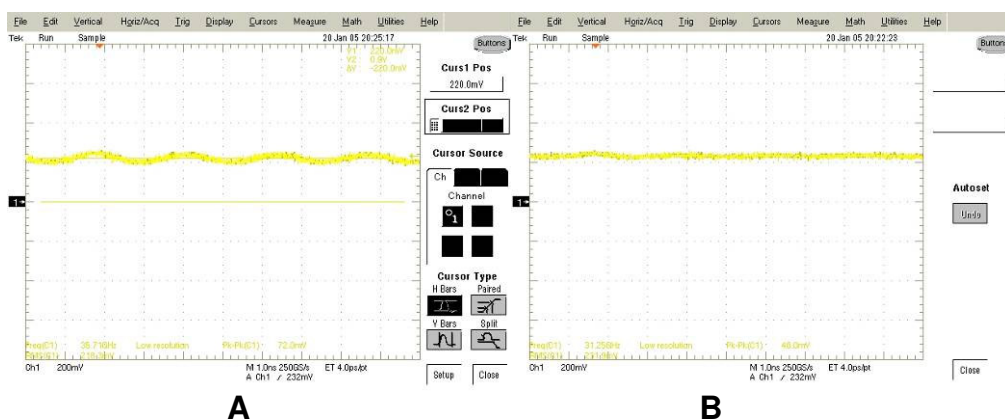
**Figura 4.24.** Captura de la potencia captada a 4 m con emisor a máxima potencia (10,9 dBm).

Se toman otras medidas con distintas separaciones respecto al emisor, y no se aprecia un patrón de comportamiento. Para distancias mayores, a veces, se recogen mejores lecturas que para distancias inferiores. Hay zonas en las que se producen desvanecimientos de la señal, zonas de máximos, etc. Sin duda se debe al comportamiento clásico de un sistema móvil de comunicaciones en interiores, en que los rebotes y los distintos caminos de propagación, provocan la superposición de réplicas de la señal a veces en fase, otras en contratase.

Por otro lado, se comprueba el correcto funcionamiento de las etapas dobladores de voltaje. La señal captada en la antena, va modificándose según se esperaba, adquiriendo un offset cada vez mayor y con un rizado superpuesto que cada vez es más pequeño. En la siguiente serie de capturas se aprecia las modificaciones que va sufriendo la señal a lo largo de su recorrido por el circuito. Al final se obtiene una señal continua en la que el rizado prácticamente es nulo.

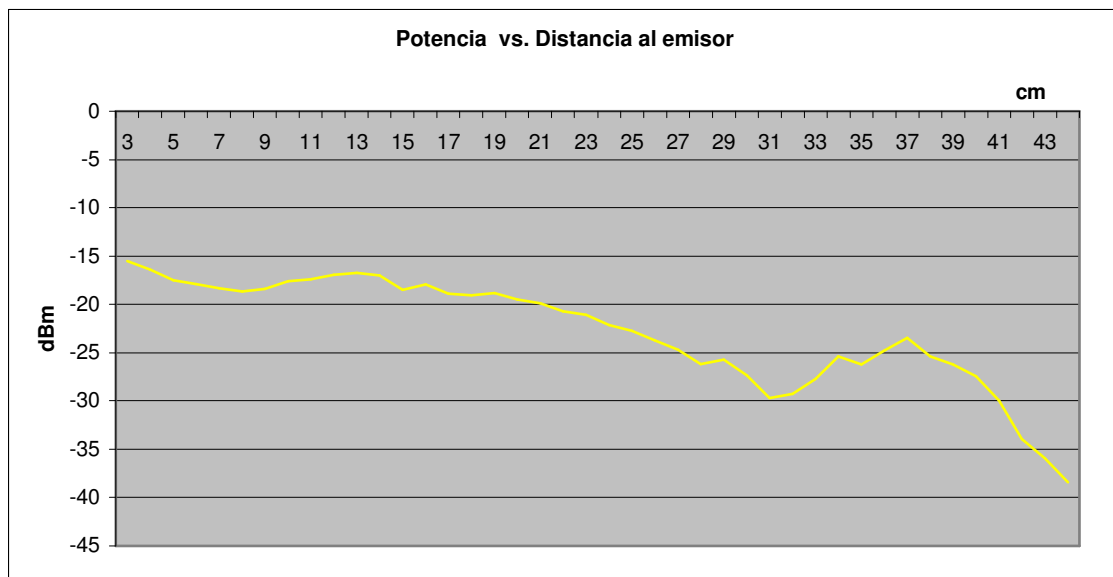


**Figura 4.25.** Captura de la señal recibida en la antena (A) y señal obtenida después de pasar por la primera etapa (B).



**Figura 4.26.** Captura de la señal después de pasar por cuatro etapas (A) y señal obtenida a la salida del circuito (B).

Como se aprecia en las anteriores ilustraciones, es posible conseguir una señal continua a la salida del circuito. Pero, como ya se ha mencionado, dicha señal no está relacionada directamente con la distancia al emisor, la propagación multi-camino típica de estos sistemas afecta en este comportamiento. En la figura 4.27 se muestran los distintos niveles de potencia conseguidos para distintas distancias respecto al emisor. Las condiciones de estas medidas fueron una emisión a máxima potencia (10,9 dBm) a la frecuencia de 433,8583 MHz y con un condensador de salida de 100 nF. Como se observa, la tendencia es decreciente, tal y como pronosticaban los modelos de propagación vistos en 3.3.2, pero existen zonas en las que siempre hallamos máximos locales de señal (como por ejemplo a 35 cm del emisor).

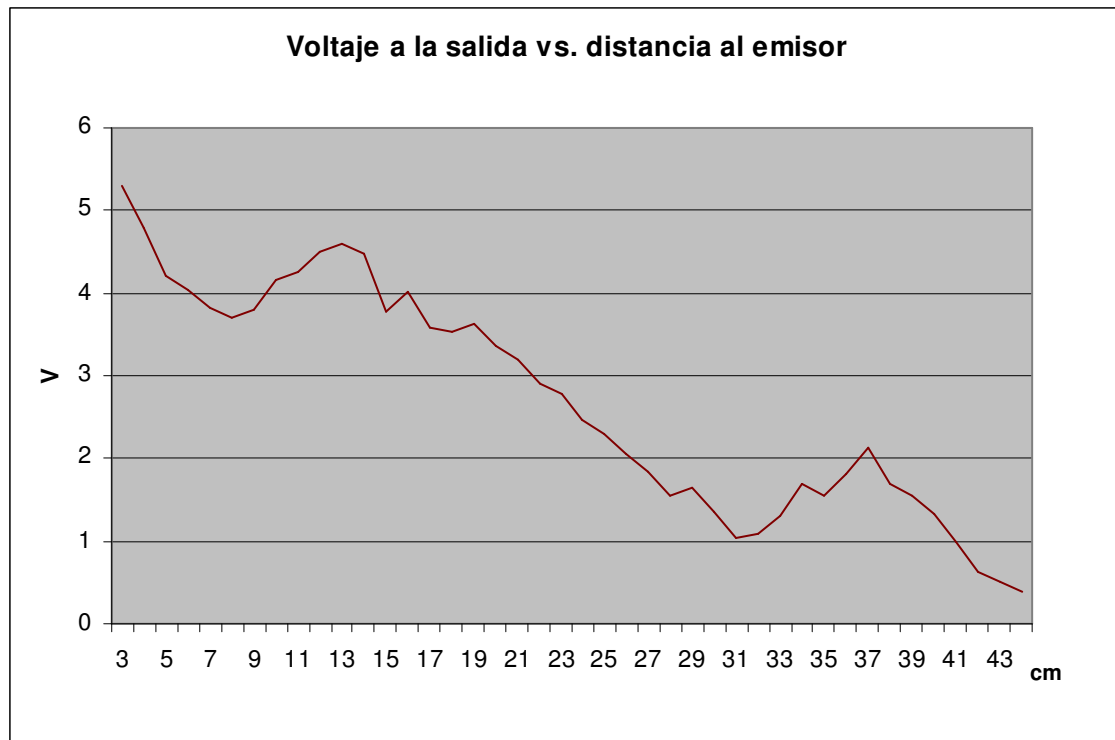


**Figura 4.27.** Relación de potencia a la salida vs. distancia al emisor.

Es significativo el valor del condensador final, ya que fijará la energía máxima que el sistema será capaz de retener. Como es conocido, la energía retenida por un condensador es la siguiente:

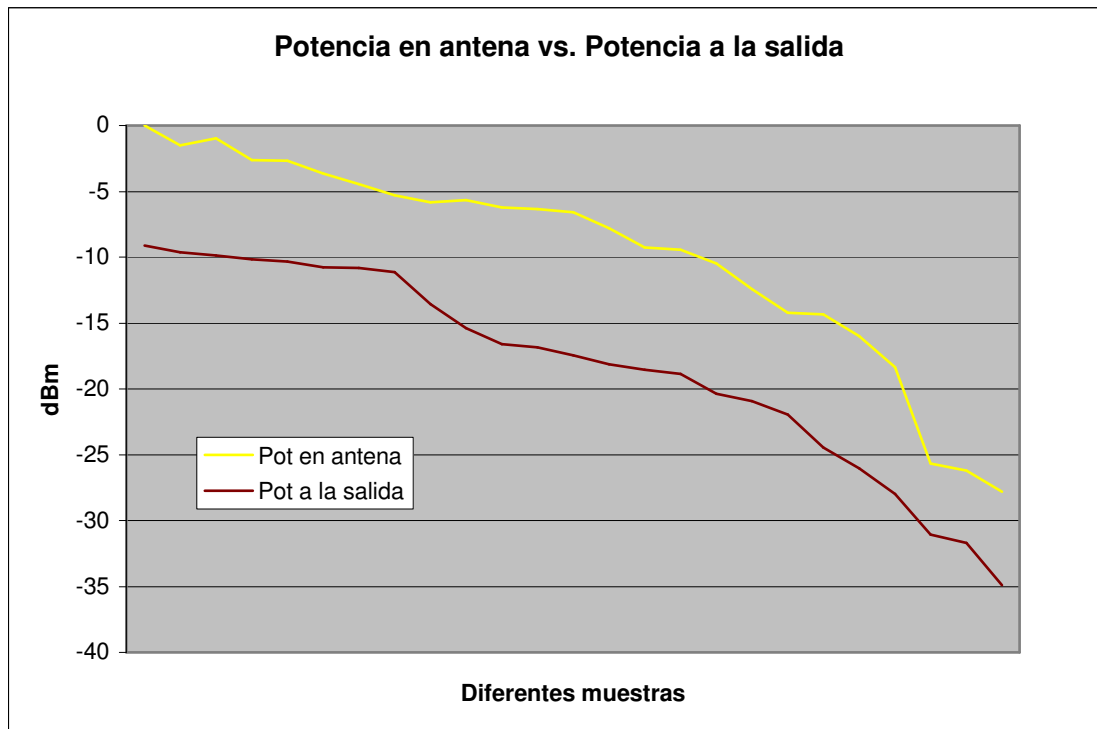
$$E_C = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2} V^2 C \left( 1 - e^{\left( \frac{-t}{RC} \right)} \right)^2 = \frac{1}{2} V^2 C \text{ (en régimen permanente)} \quad (4.6)$$

Según la fórmula anterior, a mayor capacidad, más energía se podrá almacenar. Sin embargo también se puede deducir la importancia de someter el condensador a valores de tensión lo más elevados posibles, ya que al estar la tensión elevada al cuadrado, su variación será más significativa en términos de energía acumulada. En torno a este concepto gira este proyecto, conseguir unos niveles de señal más altos a la salida del receptor. Si también se opta por aumentar el valor de C, hay que recordar que implica un aumento del tiempo de carga, comportándose entonces como una batería, cargando energía durante un cierto tiempo para después entregarla de forma puntual. Los valores de V que se consiguen a la salida con una  $R_{\text{CARGA}} = 1 \text{ M}\Omega$  se pueden ver en la fig. 4.28.



**Figura 4.28.** Voltaje obtenido a la salida y al que se somete el condensador según la distancia al emisor.

Como no es significativa la distancia respecto al emisor, sino el nivel de campo que capta el sistema, se realiza la caracterización según el campo en el que se encuentre inmerso el sistema. Es en la gráfica 4.29 donde se relaciona la potencia de señal de entrada al circuito con la que se obtiene a la salida. Así, conociendo el nivel de campo en un punto determinado, y para una frecuencia determinada, se podría averiguar la potencia que se obtendría. Los resultados que se muestran en la fig.4.29 indican que la relación entre la energía en la antena y la que se podría almacenar es proporcional. Aunque para niveles muy bajos de energía se ve como esta relación cambia en su proporcionalidad. Esto es debido a que las pérdidas de los diodos son fijas, no dependen de la señal de entrada, y para niveles muy pequeños de entrada, estas pérdidas suponen un gran desgaste, no proporcional. Se comprueba que estas pérdidas fijas ocasionan que el sistema deje de funcionar para niveles de señal inferiores a -53 dBm. Para obtener la gráfica anterior, se ha trabajado con distancias que oscilaban entre los 5 cm y los 0,5 metros, habiendo zonas de máximos y mínimos. El aumento en la distancia en la que el sistema consigue energía es considerable respecto al sistema inductivo, aunque las cantidades de energía que se obtienen son del orden de unos pocos mW. No se ha logrado encontrar la influencia del valor de los condensadores que forman el circuito, excepción del condensador de carga final, como ya se ha comentado. Empíricamente se comprueba que se consiguen los mismos resultados implementando condensadores de distintas capacidades. La explicación sería que este valor no es significativo siempre y cuando sea el adecuado para efectuar los ciclos de carga y descarga a la frecuencia deseada.



**Figura 4.29.** Relación de potencia en antena vs. potencia a la salida, siendo  $C_{\text{CARGA}} = 100 \text{ nF}$  y  $R_L = 1 \text{ M}\Omega$ , y a unas distancias del emisor de 30-35 cm.

## 4.5 Conclusiones

Se han realizado dos sistemas alternativos para captar energía. Con los resultados obtenidos se demuestra que es mucho más eficiente el sistema de radiofrecuencia, que es capaz de alcanzar distancias mayores manteniendo un funcionamiento adecuado. Para estos sistemas, el medio y como éste afecta a la propagación de la señal, tiene una importancia relevante, por lo que se debe optimizar la señal captada buscando zonas de máxima cobertura.

Con los resultados y medidas de las pruebas parece posible alimentar equipos electrónicos de muy bajo consumo en zonas con suficiente RF en el ambiente. Esta alimentación no sería continua, sino de forma puntual, después de periodos en los que el sistema cargaría su condensador de salida. El valor de este condensador no afecta en el comportamiento del circuito, sino tan solo en la energía que será capaz de almacenar.

Por otro lado es de destacar el carácter modular de este sistema. Las etapas de dobladores de voltaje pueden ser utilizadas para aumentar el voltaje de cualquier pequeña señal y permitir así trabajar más cómodamente con ellas, ya sea para rectificarlas o para cualquier otra aplicación. Estas etapas pueden ser adaptadas a cualquier otro sistema captador de energía, como la salida de unas placas solares, un dispositivo piezoeléctrico, etc.



## IMPACTO MEDIOAMBIENTAL

La realización de este proyecto en sí mismo no tiene un impacto medioambiental significativo. Tanto los componentes usados como las técnicas empleadas no suponen un riesgo para la naturaleza.

Sin embargo, su futuro desarrollo si que puede derivar en un impacto positivo para el medio ambiente. La proliferación de sistemas de este tipo podría suponer la disminución del número de baterías requeridas para los sistemas electrónicos, o la reducción del tamaño de ellas. Como es sabido, las baterías si que incluyen entre sus componentes materiales de difícil reciclaje y nocivos para el medio natural. El impacto medioambiental sería positivo al disminuir la cantidad de residuos generados. La valoración de este aspecto, está asociada, cada vez más, con una creciente conciencia ecológica de los usuarios finales, con lo que los productos que gozasen de sistemas de captación de energía serían más atractivos para los usuarios.

Además, el desarrollo de sistemas capaces de alimentar sistemas de muy bajo consumo permitiría disponer de redes de sensores autónomos sin limitaciones de alimentación. Sería posible la implantación de grandes redes medioambientales automatizadas, con miles de sensores diseminados por todas partes, que permitirían un conocimiento mucho mayor de los diversos ecosistemas y las variaciones de sus variables, pudiendo actuar en consecuencia de una forma mucho más rápida y efectiva.





## CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Con este proyecto se ha comprobado la viabilidad de los sistemas captadores de energía a través de RF para alimentar sistemas de muy bajo consumo. Las pérdidas internas deben ser mínimas y con la energía disponible en el ambiente, conocida de forma empírica en el capítulo 2, es suficiente, en muchos casos, para que estos circuitos puedan almacenarla. Se ha visto que es posible conseguir niveles adecuados de energía de forma constante que, acumulada convenientemente, puede alimentar sistemas electrónicos. Se ha realizado un sistema capaz de captar y almacenar una potencia de -30 dBm de forma constante a una distancia de 40 cm. De esta forma se cumplen los objetivos marcados en el inicio. No obstante, los sistemas de *RF energy-harvesting* se hallan en una fase aún embrionaria. Son diversos los problemas a superar, como la fuerte dependencia de la exactitud de la frecuencia del emisor. Pequeñas variaciones en ella hacen que el receptor se no esté adaptado y, por lo tanto, no aproveche al máximo la energía disponible, disminuyendo su eficacia.

Para poder alimentar sistemas electrónicos de muy bajo consumo de forma autónoma, sin necesidad de implementar el emisor, sería necesario diseñar sistemas que no dependan de una sola fuente, aprovechando la energía de diversas bandas frecuenciales. Una forma de realizarlo aparece con el uso de antenas fractales, que son capaces de captar correctamente señales de frecuencias distintas. Realizar circuitos adaptados simultáneamente a esta diversidad de señales y que, combinándolas, extraigan energía de ellas de forma efectiva, puede ser el siguiente paso de investigación. Estos sistemas tendrían que ser capaces de ser autónomos, al conseguir niveles de energía mayores, captando radiación de diversas fuentes de forma simultánea.



## BIBLIOGRAFÍA

- P.D., Mitcheson et al., “*Architectures for Vibration-Driven Micropower Generators*”, J. Microelectromechanical Systems, vol.13, nº3, pag. 429-440.
- Committee on Electric Power for the Dismounted Soldier, “*Energy-Efficient Technologies for the Dismounted Soldier*”, NATIONAL ACADEMY PRESS Washington, D.C., 1997
- G.J. Pottie, “*Wireless sensor networks*”, Information Theory Workshop'98, Killarney, Ireland. June 1998.
- Paul H. Dietz, Darren Leigh, William S. Yerazunis, “*Wireless liquid level sensing for restaurant applications*”. IEEE.2002
- Microchip Technology.”*MicroID 125KHz RFID system design guide*”, Microchip Technology. 1998. <http://microchip.com>
- Ignatov, I., “*Transponder*”, Microchip Technology. 1997.
- Gellersen, H., Beigl, M, Krull, H.,“*The MediaCup: Awareness Technology Embedded in an every day object*”. 11<sup>th</sup> International Sym. handheld and ubiquitous computing, Karlsruhe, Germany. 1999.
- Daniel W. Harrist, “*Wireless battery charging system using radio frequency energy harvesting*”, BS Thesis, University of Pittsburgh, 2001.
- Dietz, P., “*A pragmatic introduction to the art of electrical engineering*”, Parallax, Rocklin, CA. 1999.
- Daniel Crepaldo, Eduardo Prina, María Isabel Schiavon, “*Implementación de un conversor RF-DC como parte de un sistema de modulación por absorción*”, Universidad Nacional de Rosario. Argentina.
- J.Rabaey, J.Ammer, J.L.da Silva Jr., D. Patel, “*PicoRadio: Ad-hoc wireless networking of ubiquitous Low-Energy sensor/monitor nodes*”, University of California at Berkeley. 1999.
- Joseph A. Paradiso, Thad Starner, “*Energy scavenging for mobile and wireless electronics*”. Pervasive Computing. Vol.4 Number1. IEEE. January-March 2005.
- Joseph A.,“*Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics*”, Paradiso; Thad Starner. Georgia Institute of Technology. IEEE'04
- Lee, W.C.Y., “*Mobile Cellular Telecommunications Systems*”, McGraw-Hill, 1989.

- K.Fujimoto, J.R.James, "*Mobile Antenna Systems Handbook*", ArtechHouse, London. 1994. ISBN: 0-89006-539-X.
- Garry C. Hess, "*Land – Mobile Radio System Engineering*", Artech House, Inc., ISBN 0-89006-680-9, 1993
- Lee, W.C.Y., "*Mobile Radio Signal Correlation vs. Antenna Height and Spacing*", IEEE Trans. Vehicular Technology, 1997.
- Lee, W.C.Y., "*Mobile Communications Design Fundamentals*", Howard W. Sams and Co., 1986.







**Escola Politècnica Superior  
de Castelldefels**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# **ANNEXOS**

**TÍTULO: Estudio de un sistema de transmisión de energía por RF**

**AUTOR: Javier Valle Fernández**

**DIRECTOR: Oscar Casas Piedrafita**

**FECHA: Febrero de 2006**





## A. ANNEXO 1: Introducción a los sistemas de diversidad

Sin pretender entrar en un estudio profundo de las diversas técnicas de diversidad existentes, si que se pretende señalar la utilidad de estas técnicas en un estudio como este. Con el fin de maximizar la energía captada en nuestro receptor se pueden utilizar diversos métodos.

La idea básica detrás de las técnicas de diversidad es que, si un mensaje es recibido por un número de caminos de transmisión que están sujetos a diferentes estadísticas de atenuación, entonces las diversas señales alternativas pueden ser seleccionadas o combinadas de manera que la señal resultante sea mejor que si se escoge cualquier única muestra. Los aspectos clave, de los sistemas de diversidad, son la manera cómo se obtienen esas múltiples copias de la señal y la manera en cómo estas copias son seleccionadas o combinadas entre ellas. Además, estas señales, deben de ser lo suficientemente incorreladas, es decir, con un grado de semejanza pequeño, de manera que el mensaje llegue de formas alternativas.

Usualmente, la diversidad se aplica en el receptor, en forma de un dispositivo pasivo que no introduce ninguna interferencia. La labor de la diversidad radica en el número de copias de la señal recibidas, y, además, en el coeficiente de correlación entre ellas. Es posible conseguir la misma mejora realizando dos experimentos de combinación de dos señales al azar si la correlación entre ellos es la misma. La diferencia de la información que contienen las señales, es lo que nos aporta un grado de mejora en los sistemas de diversidad, y su combinación, de forma inteligente, puede ser que permita mejorar los resultados obtenidos sin diversidad.

Obtendremos dos señales, en dos antenas, si usamos diversidad espacial, de polarización o de directividad; por otro lado, las dos señales las obtendremos sólo de una antena, si usamos diversidad frecuencial o de campo. Principalmente son cuatro las técnicas de combinación usadas:

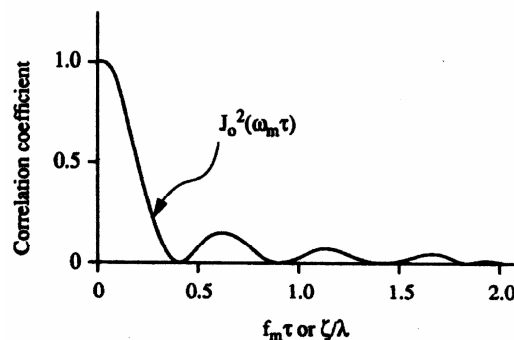
- MRC (Maximal Ratio Combining) - Suma de las señales obtenidas en diferentes ramas.
- EGC (Equal – Gain Combining) – Suma, una vez puestas en fase, de las señales obtenidas. La que mayor potencia obtiene.
- SEC (Selective Combining) – Selección de la rama con más calidad.
- SWC (Switch Combining) – Conmuta seleccionando la mejor calidad a cada momento.

## Clasificación de técnicas de diversidad

### A.1 Diversidad espacial

Uno de los métodos más usados para obtener múltiples copias de la señal, es el uso de dos o más antenas separadas en el espacio, de ahí el uso del término diversidad espacial.

Si aplicamos un sistema de diversidad espacial, para conseguir que las diferentes antenas capten señales lo suficientemente diferenciadas como para reconstruir la original, las antenas deben distanciarse del orden de decenas de longitudes de onda ( $\lambda$ ), aunque, el canal móvil es tan variable, que empíricamente se comprueba que con distancias de  $\frac{1}{4}\lambda$ , las señales captadas ya son lo suficientemente incorreladas. Esta relación entre coeficiente de correlación de la señal y la distancia entre antenas en longitudes de onda se muestra en el siguiente gráfico:



**Figura A.1:** Coeficiente de correlación de la envolvente de la señal en función del espaciado entre antenas expresado en longitudes de onda.

Potencialmente, se puede conseguir más ganancia de diversidad si el coeficiente de correlación cruzada de las envolventes está por debajo de<sup>1</sup> 0,7, o lo que es lo mismo, el coeficiente de correlación cruzada de las señales es inferior a  $\sqrt{0,7} = 0,84$ .

La diversidad espacial más usada es la separación horizontal de las antenas, en detrimento de la separación vertical. Existe una importante razón para ello, cuanto más disten entre ellas, existe menos probabilidad de que las dos señales recibidas sufran un *fading* simultáneo. Es decir, la ganancia conseguida en diversidad para reducir el efecto de las caídas de señal, aumenta proporcionalmente con la distancia de separación. Lógicamente, la potencia de las dos señales será aproximadamente igual; si la intensidad con la que se reciben las dos señales no es similar, caso habitual en la diversidad espacial vertical, la mejora gracias a la diversidad no podrá ser aprovechada, a pesar de que se cumplan los requisitos de separación de las antenas.

<sup>1</sup> Garry C. Hess, "Land – Mobile Radio System Engineering", Artech House, Inc., ISBN 0-89006-680-9, 1993

El diseño de un proyecto de diversidad en antenas, se basa en el parámetro  $\eta$ , que depende de la altura real de la antena ( $h$ ) y de la distancia ( $d$ ) entre ellas. Este parámetro indica unas relaciones entre estas medidas que, mediante experimentos empíricos reales, se tabulan y clasifican con el fin de encontrar los valores ideales. Se debe tener en cuenta que  $h$  no es la altura de la antena en sí misma, si no, la altura total a la que se encuentra una vez instalada. Estos datos se relacionan de la forma:

$$\eta = \frac{h}{d} \quad (1.1)$$

Experimentalmente se encuentran los valores ideales de  $\eta$  para las técnicas de diversidad espacial horizontal y vertical. Encontrar la relación adecuada puede no ser sencillo, y se han necesitado muchas realizaciones y experimentos hasta lograr los datos adecuados.

### A.1.1 Separación horizontal

Para la separación horizontal de las antenas, se ha determinado experimentalmente que el valor óptimo<sup>2</sup> de  $\eta$  es de 11. Por ejemplo, si la altura de la antena es de  $h = 50$  metros, el valor óptimo de la distancia de la siguiente antena sería de  $D = 4,54$  m. Resultado sencillo de obtener si manipulamos de forma mínima la expresión (1.1) a la forma:

$$d = \frac{h}{\eta} \quad (1.2)$$

Por lo tanto, cuánto más alta sea la antena, más separación será necesaria para obtener una ganancia óptima de señal gracias a la diversidad.

En un entorno real, los receptores, se hallan a multitud de alturas, y en todas las direcciones, vistos desde la posición del emisor. Es por esto que, la altura efectiva de antena  $h_e$ , definida como la medida vista desde el emisor, varía con el tiempo, según las localizaciones de los vehículos analizados por el sistema. Es entonces posible que una antena situada a una altura  $h$  tenga dos  $h_e$  diferentes de acuerdo con la posición actual del vehículo. Para un sistema específico, cuando  $h_e$  es menor que la  $h$  para la que fue desarrollado, la señal recibida en el vehículo será más débil<sup>3</sup>. Estas pérdidas de la señal se pueden expresar como un  $\Delta G$  de la forma:

$$\Delta G = 20 \cdot \log\left(\frac{h_e}{h}\right) \quad (1.3)$$

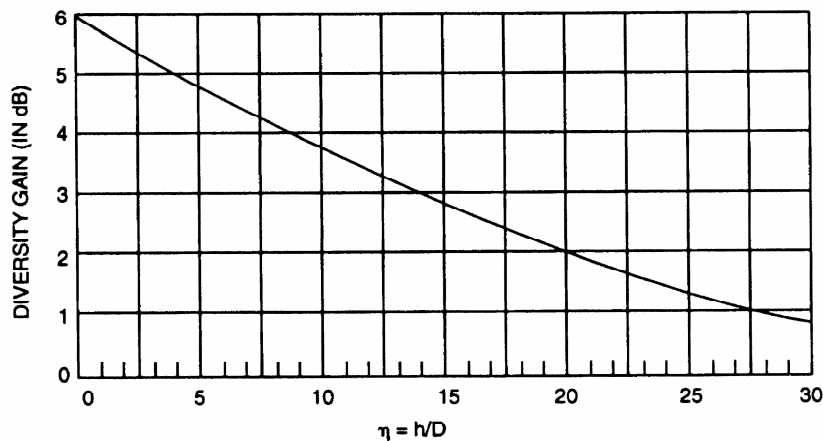
<sup>2</sup> Lee, W.C.Y., "Mobile Radio Signal Correlation vs. Antenna Height and Spacing", IEEE Trans. Vehicular Technology, 1997, 290 – 292.

<sup>3</sup> Lee, W.C.Y., "Mobile Communications Design Fundamentals", Howard W. Sams and Co., 1986, 204

Según el receptor se vaya desplazando, o el medio que los separa se modifique, variará el valor de  $\eta_e$  definida como:

$$\eta_e = \frac{h_e}{d} \quad (1.4)$$

Esta variación de  $\eta_e$  dependerá de la localización actual del receptor. El valor de  $\eta_e$  varia proporcionalmente al valor de  $h_e$ , y dejará de ajustarse al ideal de  $\eta=11$ . La ganancia de señal debida a la diversidad variará, y a medida que se aleje del valor 11 irán disminuyendo, o aumentando, las pérdidas del sistema. Estas pérdidas de eficacia seguirán, según la próxima gráfica, un camino casi lineal y descendente. La siguiente figura A.2, que acompaña este texto, muestra como es la curva de relación entre la ganancia de diversidad  $\Delta G$  en dB y el factor  $\eta$ :



**Figura A.2:** Relación entre ganancia de diversidad y  $\eta$ .

### A.1.2 Separación vertical

Normalmente, la separación vertical de las antenas ha de ser mayor que la separación horizontal para conseguir el mismo logro en ganancia de diversidad. Para aplicar el mismo procedimiento que el utilizado en el análisis anterior, partiremos de unas hipótesis para así establecer unas condiciones similares al caso anterior.

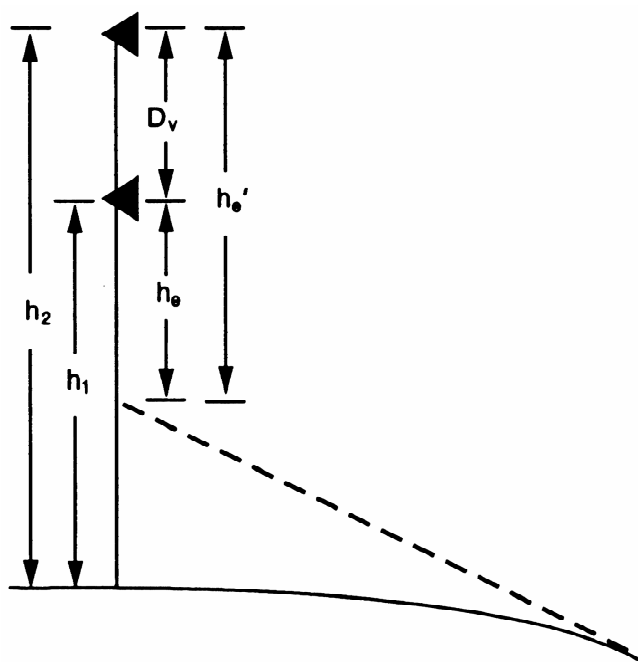
Supongamos un sistema formado por dos antenas, una a mayor altura que la otra. Llamemos  $h_1$  a la antena situada en la posición más cercana al suelo, y designaremos con  $h_2$  la altura respecto al suelo de la segunda antena, situada por encima de la primera. Con estas condiciones la separación vertical  $d_v$  será la diferencia, en valor absoluto, de estos valores.

$$d_v = h_2 - h_1 \quad (1.5)$$

La diferencia en la ganancia de recepción ( $\Delta G$ ), definida en la ecuación (1.3), entre las dos alturas efectivas de las dos antenas, puede escribirse de la forma siguiente si aplicamos la fórmula (1.5) en la definición de  $\Delta G$  (1.3):

$$\Delta G = 20 \cdot \log \left( \frac{h_e'}{h_e} \right) = 20 \cdot \log \left( 1 + \frac{d_v}{h_e} \right) \quad (1.6)$$

En (1.6) consideramos  $h_e$  y  $h_e'$  las alturas efectivas de cada una de las dos antenas, siendo  $h_e'$  la altura correspondiente a la antena que se encuentra en una posición más elevada según el esquema siguiente (fig. A.3), donde se expresan gráficamente que indican las variables anteriores.



**Figura A.3:** Nomenclatura usada en antenas con separación vertical.

A pesar que la separación horizontal puede proveer mayor diversidad, a veces, puede haber limitaciones, cuando los receptores se hallen en determinadas áreas respecto a la estación base, que pueden ser subsanadas con la diversidad vertical de las antenas emisoras.

## A.2 Diversidad de polarización

Teóricamente, se pueden transportar dos señales en una misma radiación usando la propiedad de que existen dos polarizaciones, vertical y horizontal. Como el medio ideal no introduce acoplamiento entre estas dos polarizaciones, no debería haber interferencias entre estas dos señales. Pero la realidad demuestra que no se cumple este principio. El medio introduce cambios importantes en las señales, y en especial el canal móvil. Surge un fuerte acoplamiento entre las dos señales, polarizadas perpendicularmente, que provoca fuertes interferencias entre ellas. En la práctica, produce que, después de la propagación por el canal móvil de radio, la energía aportada a la onda con polarización vertical se halle cruzada con la de la onda polarizada horizontalmente, y viceversa.

Colocar antenas que respondan a señales con diversidad de polarización puede ser bastante complicado. Aunque existen tres polarizaciones posibles, sólo es posible conseguir dos copias de la señal: una para la vertical y otra para la horizontal. Esta limitación del número máximo de copias ya es de por sí negativo. Aunque el emisor y el receptor estén polarizados convenientemente, el receptor, móvil por definición, y el medio, pueden modificar estos parámetros y perderse parte de la señal captada.

Otra solución a adoptar, sería emitir simultáneamente en las dos polarizaciones, pero existiría una pérdida inherente al sistema de 3 dB debido a la división de potencia del transmisor entre las dos polarizaciones.

Como ventaja de este método de diversidad, se puede nombrar el hecho de que las dos antenas receptoras se pueden colocar tan próximas como se desee, sin que por ello haya pérdida de diversidad. Podría ser un buen sistema para proyecto de *Energy Harvesting*, dónde el tamaño y la separación de las antenas es un punto importante y además, la orientación del aparato puede ser cualquiera; recibiendo siempre un nivel de señal adecuado, aunque con la pérdida implícita de 3 dB mencionada. Pero nos encontramos con que recibiríamos una única radiación, por lo tanto una única fuente de energía, por lo que no sería la mejor forma de conseguir redundar las fuentes.

## A.3 Diversidad direccional

Los caminos que producen caídas en el nivel de la señal se sitúan en diferentes ángulos y posiciones vistos desde el receptor. En la diversidad direccional, los ángulos de llegada de dos señales con caídas pueden ser diferenciados lo suficiente como para que no haya correlación entre ellos. Es preferible que las antenas estén situadas en dirección paralela al movimiento del receptor, y no perpendiculares a éste; así se conseguirá situarlas en las posiciones de 0º y 180º grados.

El efecto de la directividad de antena ha sido probado para el canal móvil. La directividad en sistemas de diversidad no incrementa la potencia de la señal, pero las pérdidas y caídas (*fadings*) sí que se ven disminuidas para transmisiones de banda estrecha. Esta es una técnica útil para micro-ondas, donde la apertura direccional de las antenas tiene un tamaño físico pequeño, pero no es de aplicación en casos de *Energy Harvesting*.

#### **A.4 Diversidad frecuencial**

Si un mensaje puede ser transmitido sobre diversos canales suficientemente separados en frecuencia, entonces los *fadings* pueden ser evitados y conseguir ganancia con la diversidad. El ancho de banda de coherencia de los canales móviles está, generalmente, cercano a los 500kHz, pero para ser útil, los múltiples canales deberán estar separados por varios Megahercios. Esta técnica requiere solo una única antena, pero paga un alto precio en eficiencia espectral. Puede llegar a ser una técnica muy útil en el ámbito de proyectos de captación de energía si se logra desarrollar un sistema capaz de captar energía de diversas frecuencias simultáneamente. En este apartado entrarían en juego antenas fractales, capaces de captar señales de distintas longitudes de onda.

#### **A.5 Diversidad temporal**

Este sistema es el equivalente en tiempo a la diversidad espacial. Implica el re-envío del mensaje un tiempo suficientemente grande para combatir los *fadings*. Esta idea es usada por códigos digitales que dispersan la información en bits asociados a bytes diferentes. La diversidad temporal está presente implícitamente en sistemas ARQ (*Automatic Repeat Request*), donde los paquetes recibidos erróneamente son retransmitidos de nuevo un cierto tiempo después. Pero en términos de potencia disponible simultáneamente, que es lo que interesa en ámbitos de *Energy Harvesting*, no se le encuentra utilidad.





## B. ANNEXO 2: Datasheet AgilentHSMS-282x Series



### Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes

#### Technical Data

#### HSMS-282x Series

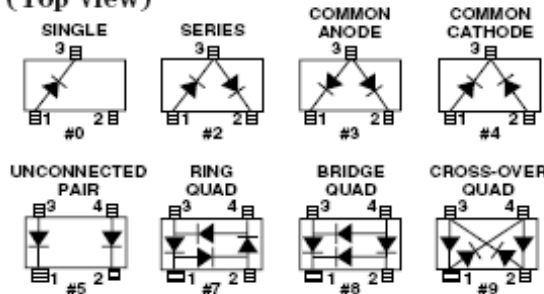
#### Features

- Low Turn-On Voltage (As Low as 0.34V at 1 mA)
  - Low FIT (Failure in Time) Rate\*
  - Six-sigma Quality Level
  - Single, Dual and Quad Versions
  - Unique Configurations in Surface Mount SOT-363 Package
    - increase flexibility
    - save board space
    - reduce cost
  - HSMS-282K Grounded Center Leads Provide up to 10 dB Higher Isolation
  - Matched Diodes for Consistent Performance
  - Better Thermal Conductivity for Higher Power Dissipation
  - Lead-free Option Available
- \* For more information see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.

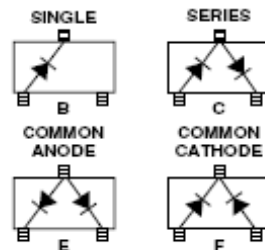
#### Description/Applications

These Schottky diodes are specifically designed for both analog and digital applications. This series offers a wide range of specifications and package configurations to give the designer wide flexibility. Typical applications of these Schottky diodes are mixing, detecting, switching, sampling, clamping,

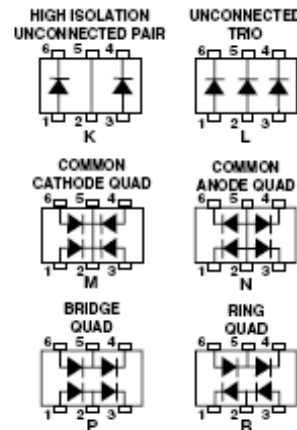
#### Package Lead Code Identification, SOT-23/SOT-143 (Top View)



#### Package Lead Code Identification, SOT-323 (Top View)



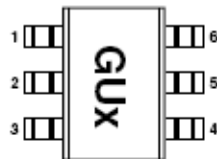
#### Package Lead Code Identification, SOT-363 (Top View)



and wave shaping. The HSMS-282x series of diodes is the best all-around choice for most applications, featuring low series resistance, low forward voltage at all current levels and good RF characteristics.

Note that Agilent's manufacturing techniques assure that dice found in pairs and quads are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest degree of match.

### Pin Connections and Package Marking



#### Notes:

1. Package marking provides orientation and identification.
2. See "Electrical Specifications" for appropriate package marking.

### Absolute Maximum Ratings<sup>[1]</sup> $T_C = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	Unit	SOT-23/SOT-143	SOT-323/SOT-363
$I_F$	Forward Current (1 $\mu\text{s}$ Pulse)	Amp	1	1
$P_{IV}$	Peak Inverse Voltage	V	15	15
$T_J$	Junction Temperature	$^\circ\text{C}$	150	150
$T_{stg}$	Storage Temperature	$^\circ\text{C}$	-65 to 150	-65 to 150
$\theta_{JC}$	Thermal Resistance <sup>[2]</sup>	$^\circ\text{C}/\text{W}$	500	150

#### Notes:

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

### Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Single Diode<sup>[4]</sup>

Part Number HSMS <sup>[5]</sup>	Package Marking Code	Lead Code	Configuration	Minimum Breakdown Voltage $V_{BR}$ (V)	Maximum Forward Voltage $V_F$ (mV)	Maximum Forward Voltage $V_F$ (V) @ $I_F$ (mA)	Maximum Reverse Leakage $I_R$ (nA) @ $V_R$ (V)	Maximum Capacitance $C_T$ (pF)	Typical Dynamic Resistance $R_D$ ( $\Omega$ ) <sup>[6]</sup>
2820	C0 <sup>[5]</sup>	0	Single	15	340	0.5 10	100 1	1.0	12
2822	C2 <sup>[5]</sup>	2	Series						
2823	C3 <sup>[5]</sup>	3	Common Anode						
2824	C4 <sup>[5]</sup>	4	Common Cathode						
2825	C5 <sup>[5]</sup>	5	Unconnected Pair						
2827	C7 <sup>[5]</sup>	7	Ring Quad <sup>[6]</sup>						
2828	C8 <sup>[5]</sup>	8	Bridge Quad <sup>[6]</sup>						
2829	C9 <sup>[5]</sup>	9	Cross-over Quad						
282B	C0 <sup>[7]</sup>	B	Single						
282C	C2 <sup>[7]</sup>	C	Series						
282E	C3 <sup>[7]</sup>	E	Common Anode						
282F	C4 <sup>[7]</sup>	F	Common Cathode						
282K	CK <sup>[7]</sup>	K	High Isolation Unconnected Pair						
282L	CL <sup>[7]</sup>	L	Unconnected Trio						
282M	HH <sup>[7]</sup>	M	Common Cathode Quad						
282N	NN <sup>[7]</sup>	N	Common Anode Quad						
282P	CP <sup>[7]</sup>	P	Bridge Quad						
282R	OO <sup>[7]</sup>	R	Ring Quad						
Test Conditions				$I_R = 100 \mu\text{A}$	$I_F = 1 \text{ mA}^{[1]}$			$V_F = 0 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}^{[2]}$	$I_F = 5 \text{ mA}$

#### Notes:

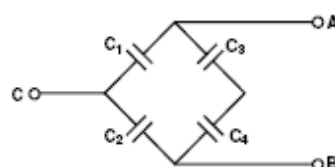
1.  $\Delta V_F$  for diodes in pairs and quads is 15 mV maximum at 1 mA.
2.  $\Delta C_{T0}$  for diodes in pairs and quads is 0.2 pF maximum.
3. Package marking code is in white.
4. Effective Carrier Lifetime ( $\tau$ ) for all these diodes is 100 ps maximum measured with Krakauer method at 5 mA.
5. See section titled "Quad Capacitance."
6.  $R_D = R_S + 5.2 \Omega$  at  $25^\circ\text{C}$  and  $I_F = 5 \text{ mA}$ .
7. Package marking code is laser marked.

**Quad Capacitance**

Capacitance of Schottky diode quads is measured using an HP4271 LCR meter. This instrument effectively isolates individual diode branches from the others, allowing accurate capacitance measurement of each branch or each diode. The conditions are: 20 mV R.M.S. voltage at 1 MHz. Agilent defines this measurement as “CM”, and it is equivalent to the capacitance of the diode by itself. The equivalent diagonal and adjacent capacitances can then be calculated by the formulas given below.

In a quad, the diagonal capacitance is the capacitance between points A and B as shown in the figure below. The diagonal capacitance is calculated using the following formula

$$C_{DIAGONAL} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_3 \times C_4}{C_3 + C_4}$$

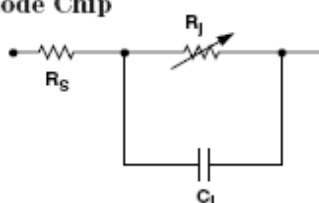


The equivalent adjacent capacitance is the capacitance between points A and C in the figure below. This capacitance is calculated using the following formula

$$C_{ADJACENT} = C_1 + \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4}}$$

This information does not apply to cross-over quad diodes.

**Linear Equivalent Circuit Model Diode Chip**



RS = series resistance (see Table of SPICE parameters)

CJ = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

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

where

Ib = externally applied bias current in amps

Is = saturation current (see table of SPICE parameters)

T = temperature, °K

n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

Note:

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

**ESD WARNING:**

Handling Precautions Should Be Taken To Avoid Static Discharge.

**SPICE Parameters**

Parameter	Units	HSMS-282x
BV	V	15
CJ0	pF	0.7
EG	eV	0.69
IBV	A	1E-4
IS	A	2.2E-8
N		1.08
RS	Ω	6.0
PB	V	0.65
PT		2
M		0.5

Typical Performance,  $T_C = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise noted), Single Diode

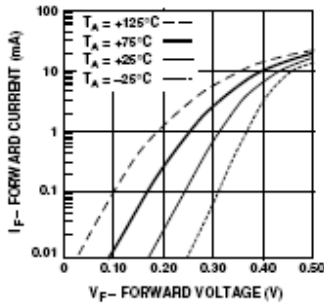


Figure 1. Forward Current vs. Forward Voltage at Temperatures.

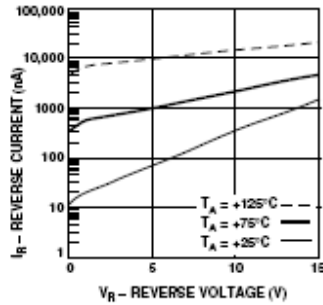


Figure 2. Reverse Current vs. Reverse Voltage at Temperatures.

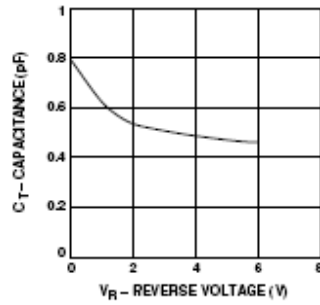


Figure 3. Total Capacitance vs. Reverse Voltage.

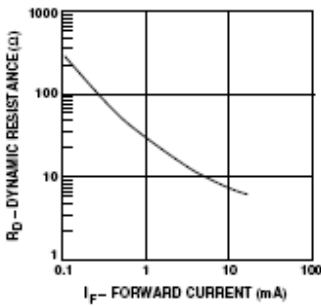


Figure 4. Dynamic Resistance vs. Forward Current.

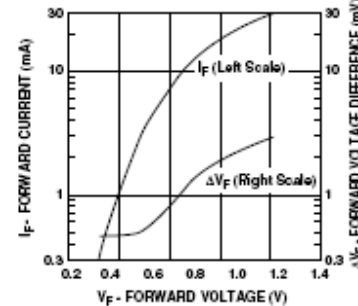


Figure 5. Typical  $V_f$  Match, Series Pairs and Quads at Mixer Bias Levels.

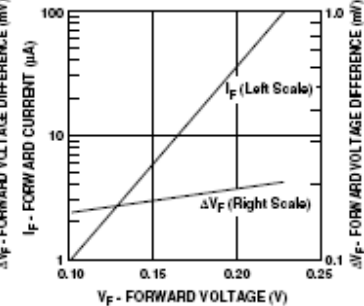


Figure 6. Typical  $V_f$  Match, Series Pairs at Detector Bias Levels.

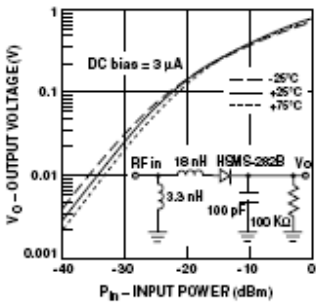


Figure 7. Typical Output Voltage vs. Input Power, Small Signal Detector Operating at 850 MHz.

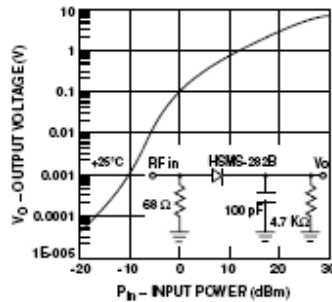


Figure 8. Typical Output Voltage vs. Input Power, Large Signal Detector Operating at 915 MHz.

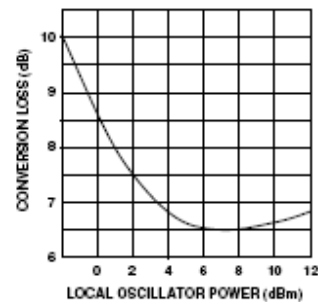


Figure 9. Typical Conversion Loss vs. L.O. Drive, 2.0 GHz (Ref AN997).

**Applications Information**  
**Product Selection**

Agilent's family of surface mount Schottky diodes provide unique solutions to many design problems. Each is optimized for certain applications.

The first step in choosing the right product is to select the diode type. All of the products in the HSMS-282x family use the same diode chip—they differ only in package configuration. The same is true of the HSMS-280x, -281x, 285x, -286x and -270x families. Each family has a different set of characteristics, which can be compared most easily by consulting the SPICE parameters given on each data sheet.

The HSMS-282x family has been optimized for use in RF applications, such as

- ✓ DC biased small signal detectors to 1.5 GHz.
- ✓ Biased or unbiased large signal detectors (AGC or power monitors) to 4 GHz.
- ✓ Mixers and frequency multipliers to 6 GHz.

The other feature of the HSMS-282x family is its unit-to-unit and lot-to-lot consistency. The silicon chip used in this series has been designed to use the fewest possible processing steps to minimize variations in diode characteristics. Statistical data on the consistency of this product, in terms of SPICE parameters, is available from Agilent.

For those applications requiring very high breakdown voltage, use the HSMS-280x family of diodes. Turn to the HSMS-281x when you

need very low flicker noise. The HSMS-285x is a family of zero bias detector diodes for small signal applications. For high frequency detector or mixer applications, use the HSMS-286x family. The HSMS-270x is a series of specialty diodes for ultra high speed clipping and clamping in digital circuits.

**Schottky Barrier Diode Characteristics**

Stripped of its package, a Schottky barrier diode chip consists of a metal-semiconductor barrier formed by deposition of a metal layer on a semiconductor. The most common of several different types, the passivated diode, is shown in Figure 10, along with its equivalent circuit.

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

$$R_J = \frac{8.33 \times 10^{-5} n T}{I_S + I_b} = R_V - R_S$$

$$\approx \frac{0.026}{I_S + I_b} \text{ at } 25^\circ\text{C}$$

where

- $n$  = ideality factor (see table of SPICE parameters)
- $T$  = temperature in °K
- $I_S$  = saturation current (see table of SPICE parameters)
- $I_b$  = externally applied bias current in amps
- $R_V$  = sum of junction and series resistance, the slope of the V-I curve

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

**The Height of the Schottky Barrier**

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

$$I = I_S \left( e^{\frac{V - IR_S}{0.026}} - 1 \right)$$

On a semi-log plot (as shown in the Agilent catalog) the current graph will be a straight line with inverse slope  $2.3 \times 0.026 = 0.060$  volts per cycle (until the effect of

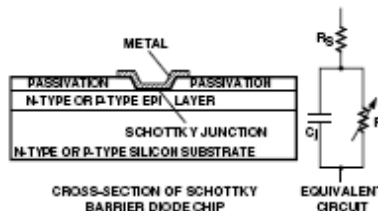


Figure 10. Schottky Diode Chip.

$R_S$  is seen in a curve that droops at high current). All Schottky diode curves have the same slope, but not necessarily the same value of current for a given voltage. This is determined by the saturation current,  $I_S$ , and is related to the barrier height of the diode.

Through the choice of p-type or n-type silicon, and the selection of metal, one can tailor the characteristics of a Schottky diode. Barrier height will be altered, and at the same time  $C_J$  and  $R_S$  will be changed. In general, very low barrier height diodes (with high values of  $I_S$ , suitable for zero bias applications) are realized on p-type silicon. Such diodes suffer from higher values of  $R_S$  than do the n-type. Thus, p-type diodes are generally reserved for detector applications (where very high values of  $R_V$  swamp out high  $R_S$ ) and n-type diodes such as the HSMS-282x are used for mixer applications (where high L.O. drive levels keep  $R_V$  low). DC biased detectors and self-biased detectors used in gain or power control circuits.

#### Detector Applications

Detector circuits can be divided into two types, large signal ( $P_{in} > -20$  dBm) and small signal ( $P_{in} < -20$  dBm). In general, the former use resistive impedance matching at the input to improve flatness over frequency—this is possible since the input signal levels are high enough to produce adequate output voltages without the need for a high Q reactive input matching network. These circuits are self-biased (no external DC bias) and are used for gain and power control of amplifiers.

Small signal detectors are used as very low cost receivers, and require a reactive input impedance matching network to achieve adequate sensitivity and output voltage. Those operating with zero bias utilize the HSMS-285x family of detector diodes. However, superior performance over temperature can be achieved with the use of 3 to 30  $\mu$ A of DC bias. Such circuits will use the HSMS-282x family of diodes if the operating frequency is 1.5 GHz or lower.

Typical performance of single diode detectors (using HSMS-2820 or HSMS-282B) can be seen in the transfer curves given in Figures 7 and 8. Such detectors can be realized either as series or shunt circuits, as shown in Figure 11.

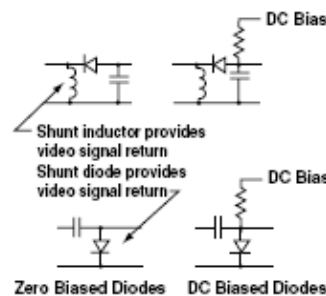


Figure 11. Single Diode Detectors.

The series and shunt circuits can be combined into a voltage doubler<sup>[1]</sup>, as shown in Figure 12. The doubler offers three advantages over the single diode circuit.

- ✓ The two diodes are in parallel in the RF circuit, lowering the input impedance and making the design of the RF matching network easier.
- ✓ The two diodes are in series in the output (video) circuit, doubling the output voltage.
- ✓ Some cancellation of even-order harmonics takes place at the input.

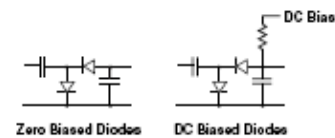


Figure 12. Voltage Doubler.

The most compact and lowest cost form of the doubler is achieved when the HSMS-2822 or HSMS-282C series pair is used.

Both the detection sensitivity and the DC forward voltage of a biased Schottky detector are temperature sensitive. Where both must be compensated over a wide range of temperatures, the differential detector<sup>[2]</sup> is often used. Such a circuit requires that the detector diode and the reference diode exhibit identical characteristics at all DC bias levels and at all temperatures. This is accomplished through the use of two diodes in one package, for example the HSMS-2825 in Figure 13. In the Agilent assembly facility, the two dice in a surface mount package are taken from adjacent sites on the wafer (as illustrated in Figure 14). This

<sup>[1]</sup> Agilent Application Note 956-4, "Schottky Diode Voltage Doubler."

<sup>[2]</sup> Raymond W. Waugh, "Designing Large-Signal Detectors for Handsets and Base Stations," *Wireless Systems Design*, Vol. 2, No. 7, July 1997, pp 42–48.

assures that the characteristics of the two diodes are more highly matched than would be possible through individual testing and hand matching.

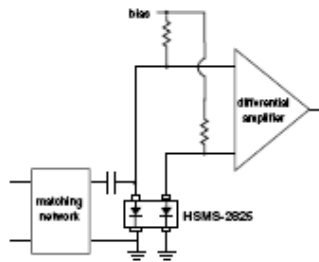


Figure 13. Differential Detector.

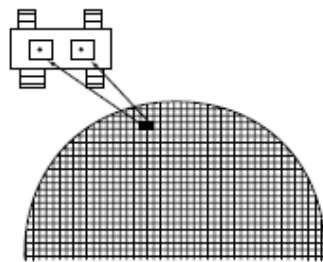


Figure 14. Fabrication of Agilent Diode Pairs.

In high power applications, coupling of RF energy from the detector diode to the reference diode can introduce error in the differential detector. The HSMS-282K diode pair, in the six lead SOT-363 package, has a copper bar between the diodes that adds 10 dB of additional isolation between them. As this part is manufactured in the SOT-363 package it also provides the benefit of being 40% smaller than larger SOT-143 devices. The HSMS-282K is illustrated in Figure 15— note that the ground connections must be made as close to the package as possible to minimize stray inductance to ground.

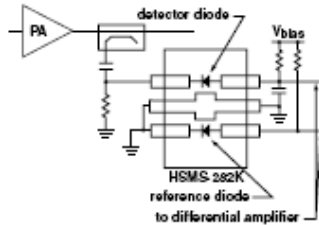


Figure 15. High Power Differential Detector.

The concept of the voltage doubler can be applied to the differential detector, permitting twice the output voltage for a given input power (as well as improving input impedance and suppressing second harmonics).

However, care must be taken to assure that the two reference diodes closely match the two detector diodes. One possible configuration is given in Figure 16, using two HSMS-2825. Board space can be saved through the use of the HSMS-282P open bridge quad, as shown in Figure 17.

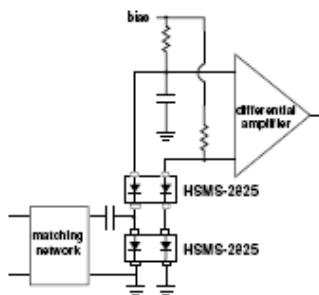


Figure 16. Voltage Doubler Differential Detector.

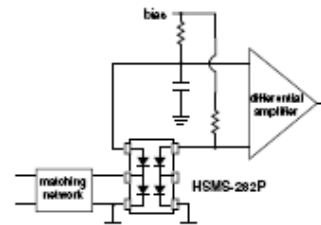


Figure 17. Voltage Doubler Differential Detector.

While the differential detector works well over temperature, another design approach<sup>[3]</sup> works well for large signal detectors. See Figure 18 for the schematic and a physical layout of the circuit. In this design, the two 4.7 KΩ resistors and diode D2 act as a variable power divider, assuring constant output voltage over temperature and improving output linearity.

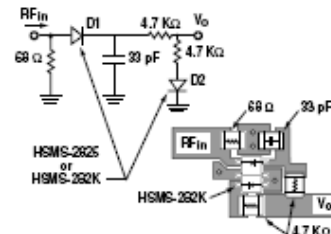


Figure 18. Temperature Compensated Detector.

In certain applications, such as a dual-band cellphone handset operating at both 900 and 1800 MHz, the second harmonics generated in the power control output detector when the handset is working at 900 MHz can cause problems. A filter at the output can reduce unwanted emissions at 1800 MHz in this case, but a

<sup>[3]</sup> Hans Eriksson and Raymond W. Waugh, "A Temperature Compensated Linear Diode Detector," to be published.

lower cost solution is available<sup>[4]</sup>. Illustrated schematically in Figure 19, this circuit uses diode D2 and its associated passive components to cancel all even order harmonics at the detector's RF input. Diodes D3 and D4 provide temperature compensation as described above. All four diodes are contained in a single HSMS-282R package, as illustrated in the layout shown in Figure 20.

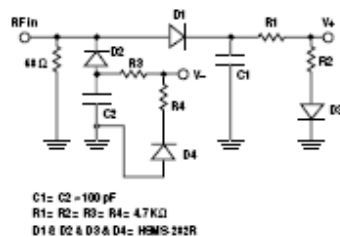


Figure 19. Schematic of Suppressed Harmonic Detector.

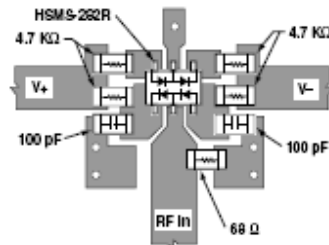


Figure 20. Layout of Suppressed Harmonic Detector.

Note that the foregoing discussion refers to the output voltage being extracted at point V+ with respect to ground. If a differential output is taken at V+ with respect to V-, the circuit acts as a voltage doubler.

#### Mixer applications

The HSMS-282x family, with its wide variety of packaging, can be used to make excellent mixers at frequencies up to 6 GHz.

The HSMS-2827 ring quad of matched diodes (in the SOT-143 package) has been designed for double balanced mixers. The smaller (SOT-363) HSMS-2829 ring quad can similarly be used, if the quad is closed with external connections as shown in Figure 21.

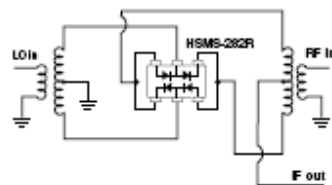


Figure 21. Double Balanced Mixer.

Both of these networks require a crossover or a three dimensional circuit. A planar mixer can be made using the SOT-143 crossover quad, HSMS-2829, as shown in Figure 22. In this product, a special lead frame permits the crossover to be placed inside the plastic package itself, eliminating the need for via holes (or other measures) in the RF portion of the circuit itself.

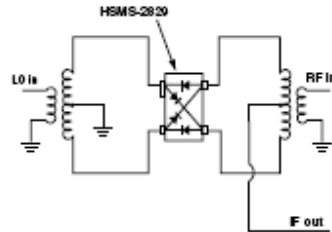


Figure 22. Planar Double Balanced Mixer.

A review of Figure 21 may lead to the question as to why the HSMS-282R ring quad is open on the ends. Distortion in double balanced mixers can be reduced if LO drive is increased, up to the point where the Schottky diodes are driven into saturation. Above this point, increased LO drive will not result in improvements in distortion. The use of expensive high barrier diodes (such as those fabricated on GaAs) can take advantage of higher LO drive power, but a lower cost solution is to use a eight (or twelve) diode ring quad. The open design of the HSMS-282R permits this to easily be done, as shown in Figure 23.

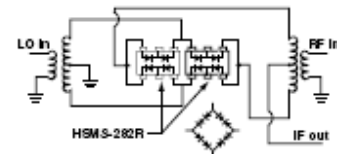


Figure 23. Low Distortion Double Balanced Mixer.

This same technique can be used in the single-balanced mixer. Figure 24 shows such a mixer, with two diodes in each spot normally occupied by one. This mixer, with a sufficiently high LO drive level, will display low distortion.

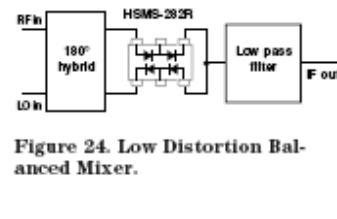


Figure 24. Low Distortion Balanced Mixer.

[4] Alan Rixon and Raymond W. Waugh, "A Suppressed Harmonic Power Detector for Dual Band Phones," to be published.



### Sampling Applications

The six lead HSMS-282P can be used in a sampling circuit, as shown in Figure 25. As was the case with the six lead HSMS-282R in the mixer, the open bridge quad is closed with traces on the circuit board. The quad was not closed internally so that it could be used in other applications, such as illustrated in Figure 17.

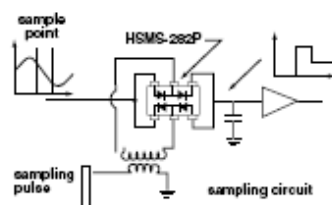


Figure 25. Sampling Circuit.

### Thermal Considerations

The obvious advantage of the SOT-323 and SOT-363 over the SOT-23 and SOT-142 is combination of smaller size and extra leads. However, the copper leadframe in the SOT-3x3 has a thermal conductivity four times higher than the Alloy 42 leadframe of the SOT-23 and SOT-143, which enables the smaller packages to dissipate more power.

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

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

where

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

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

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

Package thermal resistance for the SOT-3x3 package is approximately 100°C/W, and the chip thermal resistance for the HSMS-282x family of diodes is approximately 40°C/W. The designer will have to add in the thermal resistance from diode case to ambient—a poor choice of circuit board material or heat sink design can make this number very high.

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

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

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

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

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

Equation (4) is substituted into equation (3), and equations (1) and (3) are solved simultaneously to obtain the value of junction temperature for given values of diode case temperature, DC power dissipation and RF power dissipation.

### Diode Burnout

Any Schottky junction, be it an RF diode or the gate of a MESFET, is relatively delicate and can be burned out with excessive RF power. Many crystal video receivers used in RFID (tag) applications find themselves in poorly controlled environments where high power sources may be present. Examples are the areas around airport and FAA radars, nearby ham radio operators, the vicinity of a broadcast band transmitter, etc. In such environments, the Schottky diodes of the receiver can be protected by a device known as a limiter diode.<sup>[5]</sup> Formerly available only in radar warning receivers and other high cost electronic warfare applications, these diodes have been adapted to commercial and consumer circuits.

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

<sup>[5]</sup> Agilent Application Note 1050, "Low Cost, Surface Mount Power Limiters."

### Assembly Instructions

#### SOT-3x3 PCB Footprint

Recommended PCB pad layouts for the miniature SOT-3x3 (SC-70) packages are shown in Figures 26 and 27 (dimensions are in inches). These layouts provide ample allowance for package placement by automated assembly equipment without adding parasitics that could impair the performance.

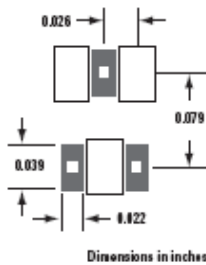


Figure 26. Recommended PCB Pad Layout for Agilent's SC70 3L/SOT-323 Products.

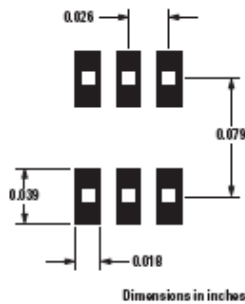


Figure 27. Recommended PCB Pad Layout for Agilent's SC70 6L/SOT-363 Products.

#### SMT Assembly

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

Agilent's diodes have been qualified to the time-temperature profile shown in Figure 28. This profile is representative of an IR reflow type of surface mount assembly process.

After ramping up from room temperature, the circuit board with components attached to it (held in place with solder paste)

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

The rates of change of temperature for the ramp-up and cool-down zones are chosen to be low enough to not cause deformation of the board or damage to components due to thermal shock. The maximum temperature in the reflow zone ( $T_{MAX}$ ) should not exceed 235°C.

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

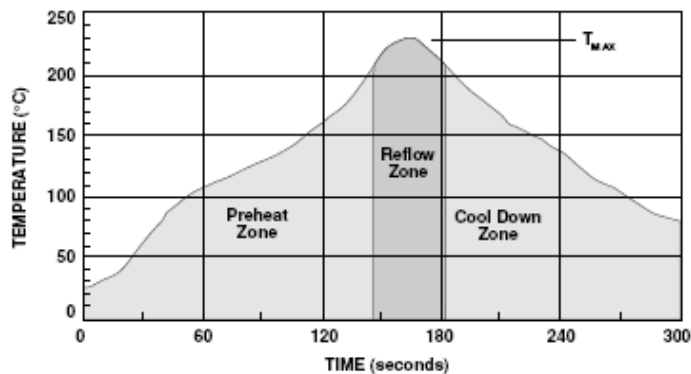
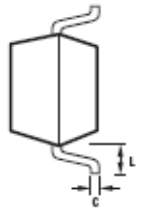
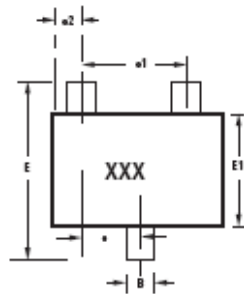


Figure 28. Surface Mount Assembly Profile.

**Package Dimensions**

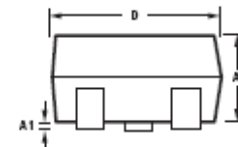
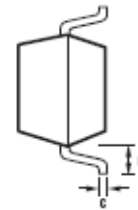
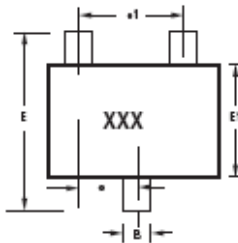
**Outline 23 (SOT-23)**



SYMBOL	DIMENSIONS (mm)	
	MIN.	MAX.
A	0.70	1.29
A1	0.000	0.100
B	0.37	0.54
C	0.064	0.152
D	2.73	3.13
E1	1.15	1.58
e	0.80	1.02
a1	1.78	2.04
a2	0.45	0.69
E	2.10	2.78
L	0.45	0.69

Note:  
XXX-package marking  
Drawings are not to scale

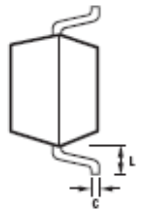
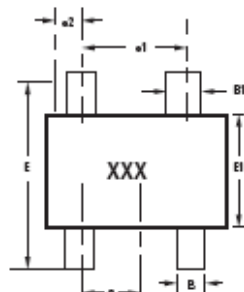
**Outline SOT-323 (SC-70 3 Lead)**



SYMBOL	DIMENSIONS (mm)	
	MIN.	MAX.
A	0.80	1.08
A1	0.00	1.08
B	0.15	0.48
C	0.10	0.28
D	1.80	2.25
E1	1.10	1.48
e	0.65 typical	
a1	1.38 typical	
E	1.80	2.48
L	0.425 typical	

Note:  
XXX-package marking  
Drawings are not to scale

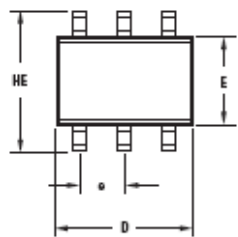
**Outline 143 (SOT-143)**



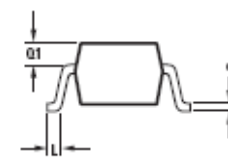
SYMBOL	DIMENSIONS (mm)	
	MIN.	MAX.
A	0.70	1.067
A1	0.013	0.18
B	0.36	0.54
B1	0.76	0.92
C	0.064	0.152
D	2.80	3.06
E1	1.20	1.48
e	0.80	1.02
a1	1.78	2.04
a2	0.45	0.69
E	2.10	2.65
L	0.45	0.69

Note:  
XXX-package marking  
Drawings are not to scale

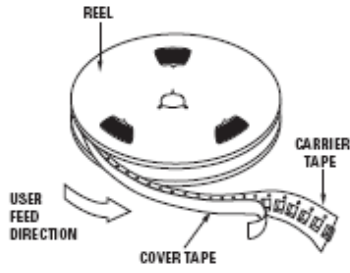
**Outline SOT-363 (SC-70 6 Lead)**



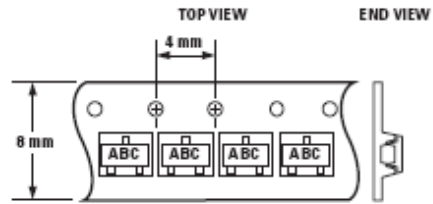
SYMBOL	DIMENSIONS (mm)	
	MIN.	MAX.
E	1.15	1.35
D	1.80	2.25
HE	1.80	2.40
A	0.80	1.10
A2	0.80	1.00
A1	0.80	0.10
Q1	0.30	0.40
e	0.650 BCS	
b	0.15	0.30
c	0.30	0.20
L	0.30	0.30



**Device Orientation**

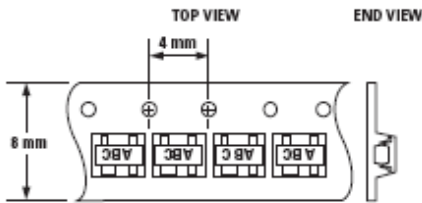


**For Outlines SOT-23, -323**



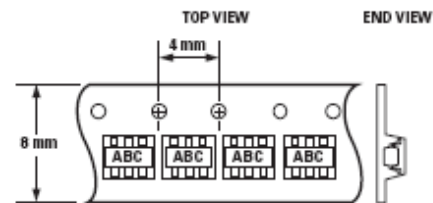
Note: "AB" represents package marking code.  
"C" represents date code.

**For Outline SOT-143**



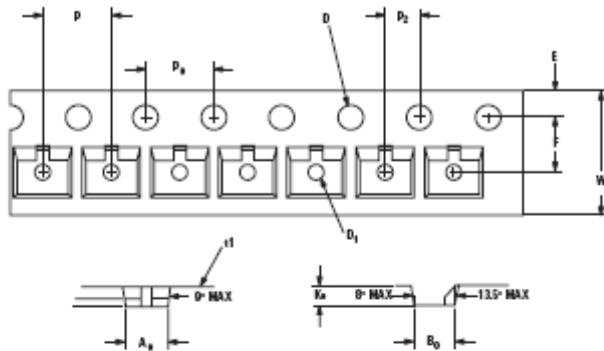
Note: "AB" represents package marking code.  
"C" represents date code.

**For Outline SOT-363**



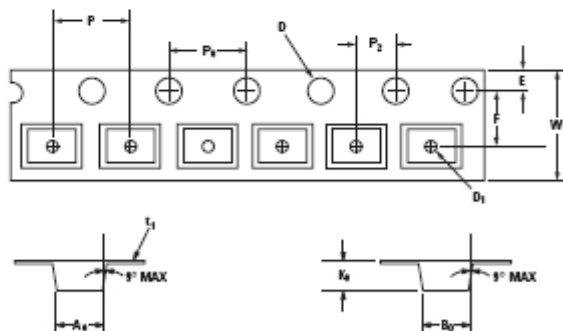
Note: "AB" represents package marking code.  
"C" represents date code.

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



DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	$A_0$	$3.15 \pm 0.10$	$0.124 \pm 0.004$
	WIDTH	$B_0$	$2.77 \pm 0.10$	$0.109 \pm 0.004$
	DEPTH	$K_0$	$1.22 \pm 0.10$	$0.048 \pm 0.004$
	PITCH	$P$	$4.00 \pm 0.10$	$0.157 \pm 0.004$
	BOTTOM HOLE DIAMETER	$D_1$	$1.80 \pm 0.05$	$0.071 \pm 0.002$
PERFORATION	DIAMETER	$D$	$1.50 \pm 0.18$	$0.059 \pm 0.004$
	PITCH	$P_0$	$4.00 \pm 0.10$	$0.157 \pm 0.004$
	POSITION	$E$	$1.75 \pm 0.10$	$0.069 \pm 0.004$
CARRIER TAPE	WIDTH	$W$	$8.40 \pm 0.30 - 8.18$	$0.331 \pm 0.012 - 0.084$
	THICKNESS	$t_1$	$0.220 \pm 0.013$	$0.009 \pm 0.005$
DISTANCE BETWEEN CENTERLINE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	$F$	$3.50 \pm 0.05$	$0.138 \pm 0.002$
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	$P_2$	$2.80 \pm 0.05$	$0.071 \pm 0.002$

**For Outline SOT-143**

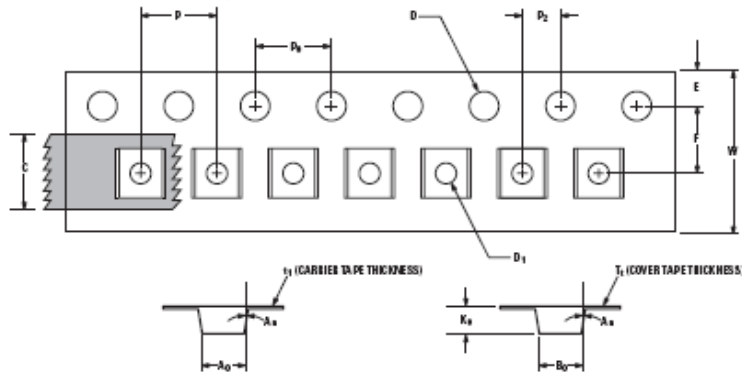


DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	$A_0$	$3.10 \pm 0.10$	$0.126 \pm 0.004$
	WIDTH	$B_0$	$2.80 \pm 0.10$	$0.111 \pm 0.004$
	DEPTH	$K_0$	$1.31 \pm 0.10$	$0.052 \pm 0.004$
	PITCH	$P$	$4.00 \pm 0.10$	$0.157 \pm 0.004$
	BOTTOM HOLE DIAMETER	$D_1$	$1.00 \pm 0.25$	$0.039 \pm 0.010$
PERFORATION	DIAMETER	$D$	$1.50 \pm 0.18$	$0.059 \pm 0.004$
	PITCH	$P_0$	$4.00 \pm 0.10$	$0.157 \pm 0.004$
	POSITION	$E$	$1.75 \pm 0.10$	$0.069 \pm 0.004$
CARRIER TAPE	WIDTH	$W$	$8.00 \pm 0.38 - 8.10$	$0.315 \pm 0.012 - 0.084$
	THICKNESS	$t_1$	$0.254 \pm 0.013$	$0.010 \pm 0.005$
DISTANCE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	$F$	$3.50 \pm 0.05$	$0.138 \pm 0.002$
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	$P_2$	$2.00 \pm 0.05$	$0.079 \pm 0.002$



### Tape Dimensions and Product Orientation

For Outlines SOT-323, -363



DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	$A_0$	$2.40 \pm 0.10$	$0.094 \pm 0.004$
	WIDTH	$B_0$	$2.40 \pm 0.10$	$0.094 \pm 0.004$
	DEPTH	$K_s$	$1.20 \pm 0.10$	$0.047 \pm 0.004$
	PITCH	$P$	$4.00 \pm 0.10$	$0.157 \pm 0.004$
	BOTTOM HOLE DIAMETER	$D_1$	$1.00 \pm 0.25$	$0.039 \pm 0.010$
PERFORATION	DIAMETER	$D$	$1.55 \pm 0.05$	$0.061 \pm 0.002$
	PITCH	$D_p$	$4.00 \pm 0.10$	$0.157 \pm 0.004$
	POSITION	$E$	$1.75 \pm 0.10$	$0.069 \pm 0.004$
CARRIER TAPE	WIDTH	$W$	$8.00 \pm 0.30$	$0.315 \pm 0.012$
	THICKNESS	$l_1$	$0.254 \pm 0.02$	$0.0100 \pm 0.0008$
COVER TAPE	WIDTH	$C$	$5.4 \pm 0.10$	$0.205 \pm 0.004$
	TAPE THICKNESS	$T_s$	$0.062 \pm 0.001$	$0.0025 \pm 0.00004$
DISTANCE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	$F$	$3.50 \pm 0.05$	$0.138 \pm 0.002$
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	$D_2$	$2.00 \pm 0.05$	$0.079 \pm 0.002$
ANGLE	FOR SOT-323 (SOT-3 LEAD)	$A_a$	0° MAX	
	FOR SOT-363 (SOT-4 LEAD)		10° MAX	

### Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
HSMS-282x-TR2*	10000	13" Reel
HSMS-282x-TR1*	3000	7" Reel
HSMS-282x-BLK*	100	antistatic bag

x = 0, 2, 3, 4, 5, 7, 8, 9, B, C, E, F, K, L, M, N, P or R  
For lead-free option, the part number will have the character "G" at the end, eg. HSMS-282x-TR2G for a 10,000 lead-free reel.

[www.agilent.com/semiconductors](http://www.agilent.com/semiconductors)

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site.

For technical assistance call:

America/Canada: +1 (800) 235-0312 or (916) 788-6763

Europe: +49 (0) 6441 92460

China: 10800 850 0017

Hong Kong: (85) 6756 2394

India, Australia, New Zealand: (65) 6755 1939

Japan: (+81 3) 3335-8152(Domestic/International), or 0120-61-1280(Domestic Only)

Korea: (65) 6755 1989

Singapore, Malaysia, Vietnam, Thailand, Philippines, Indonesia: (65) 6755 2044

Taiwan: (65) 6755 1843

Data subject to change.

Copyright © 2005 Agilent Technologies, Inc.

Obsolescence 5989-0279EN

March 3, 2005

5989-2503EN

