



---

# EQUIPO PARA LA DETECCIÓN DE RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA NO IONIZANTE

---



***GUSTAVO ADOLFO REYES TORRES***

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICOMECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2006**

***EQUIPO PARA LA DETECCIÓN DE RADIACIÓN  
ELECTROMAGNÉTICA NO IONIZANTE***

**GUSTAVO ADOLFO REYES TORRES**

**Código: 1922234**

*Trabajo de grado presentado como  
requisito parcial para optar al título  
Ingeniero Electrónico*

*Director*

**OSCAR MAURICIO REYES TORRES**

*Codirector*

**PhD. CARLOS RODRIGO CORREA CELY**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÑICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2006**

# RESUMEN

**TÍTULO:** EQUIPO PARA LA DETECCIÓN DE RADIACIÓN ELECTRO-MAGNÉTICA NO IONIZANTE \*

**AUTOR:** Gustavo Adolfo Reyes Torres\*\*

**Palabras clave:** radiación electromagnética, ionizante, celular, antena, densidad de potencia.

## DESCRIPCIÓN:

Hoy en día el uso de dispositivos que generan radiación electromagnética no ionizante es muy común, al punto que el espacio que nos circunda se está viendo saturado por este tipo de radiación, cuyos efectos aún no han sido determinados de manera concluyente. Esto hace que las investigaciones relacionadas con este tema cobren vigencia, y en particular resulte útil contar con dispositivos capaces de realizar mediciones de densidad de potencia, intensidad de campo eléctrico, tasa de absorción específica (SAR) y otras variables asociadas a los campos electromagnéticos presentes en nuestro ambiente.

El presente trabajo está orientado al desarrollo de un equipo que para la detección y eventual medición de la densidad de potencia proveniente de fuentes de radiación electromagnética no ionizante como un aporte al estudio y conocimiento en esta materia dentro del Grupo de Investigación CEMOS de la Universidad Industrial de Santander.

A partir de la revisión de diferentes clases de dispositivos detectores de radiación no ionizante se proponen algunos diseños preliminares de acuerdo a las necesidades del proyecto de los cuales se deriva el diseño final partiendo de las especificaciones definidas previamente. Con base en diferentes pruebas realizadas al equipo construido se presentan los resultados y su respectivo análisis, del cual se derivan las conclusiones del trabajo y se explora la posibilidad de implementar una red de sensores de esta clase que permita ejercer control sobre el uso de dispositivos que generan radiación no ionizante.

---

\* Proyecto de grado

\*\* Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Oscar Mauricio Reyes Torres. Codirector: PhD. Carlos Rodrigo Correa Cely.

# ABSTRACT

**TITLE:** EQUIPMENT FOR DETECTION OF ELECTROMAGNETIC NON IONIZING RADIATION \*

**AUTHOR:** Gustavo Adolfo Reyes Torres \*\*

**Key words:** Electromagnetic Radiation, Ionizing, Cellular, Antenna, power density.

## DESCRIPTION:

Actually the use of devices that they generate electromagnetic non ionizing radiation is very common, to the point that the space that surrounds us is being saturated by this radiation type whose effects have not still been determined in a conclusive way. This makes that the researches related with this topic charge validity, and in particular be useful to have devices able to carry out measurements of power density, electric field intensity, specific absorption rate (SAR) and other variables associated to the electromagnetic fields present in our atmosphere.

The present work is oriented to develop an equipment for detection and eventual measurement of power density coming from electromagnetic non ionizing radiation sources, to contribute to the study and knowledge in this matter inside the CEMOS Research Group of the Industrial University of Santander.

Based on revision of different classes of non ionizing radiation detectors it's intended some preliminary designs according to the project necessities deriving the final design taking account defined previously specifications. Based on different tests carried out to the designed equipment the results and their respective analysis are presented, of which the work conclusions are derived and it is explored the possibility of implementing a sensor network that allows controlling the use of devices that they generate non ionizing radiation.

---

\* Project of grade

\*\* Physic-Mechanic Engineers Faculty. Electrical, Electronic and Telecommunications' School. Director: Oscar Mauricio Reyes Torres. Co-director: CARLOS RODRIGO CORREA CELY, PhD.

A  
Dios,  
*Mis Padres Rodolfo y Leonor*  
*Mis hermanos Jorge H. y Oscar M.*  
*y a mi Hija Gabriela.*

# AGRADECIMIENTOS

Al profesor Óscar Mauricio Reyes Torres y al Dr. Carlos Rodrigo Correa Cely.

A los profesores de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, y de la Universidad Industrial de Santander que contribuyeron en mi formación como ingeniero.

A la ingeniera Ivonne Andrea Mantilla González.

A mis padres y hermanos.

# CONTENIDO

	pág.
RESUMEN	IV
AGRADECIMIENTOS	VII
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABLAS	X
INTRODUCCION	1
1. ANÁLISIS DE CONVERSORES RMS / DC	1
1.1 TIPOS DE CONVERSORES	1
1.2 DISEÑO PRELIMINAR	1
1.2.1 Tarjeta de evaluación del AD8361	2
1.2.2 Tarjeta de evaluación del AD8362	6
2. DISEÑO DEL SISTEMA DETECTOR	11
2.1 ALIMENTACIÓN	11
2.2 RECEPCIÓN DE POTENCIA RF: ANTENA	12
2.3 PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL OEM	14
2.5 PROTOTIPO DETECTOR DE POTENCIA: pwr-915	19
3. PRUEBAS DE LABORATORIO	21
3.1 DATOS DE REFERENCIA	21
3.2 DETECCIÓN DE DISPOSITIVOS	22
3.3 VARIACIÓN CON LA DISTANCIA	24
3.4 VARIACIÓN CON LA POTENCIA	25
3.5 VARIACIÓN CON LA FRECUENCIA	26
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	28
4.1 CONCLUSIONES	28
4.2 RECOMENDACIONES	28
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	30
ANEXOS	31
ANEXO A. MARCO DE REFERENCIA	31
ANEXO B. CÓDIGO FUENTE DEL PIC12F675	52

# LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1. Esquemático de la tarjeta de evaluación del AD8361	3
Figura 2. PCB de la tarjeta de evaluación del AD8361	4
Figura 3. Vista de la tarjeta de evaluación del detector de potencia AD8361	4
Figura 4. Diagrama de bloques del AD8361	5
Figura 5. $V_{in}$ vs. $V_{out}$ en las tres configuraciones del AD8361	5
Figura 6. Vista de la tarjeta de evaluación del detector de potencia AD8362	7
Figura 7. Esquemático de la tarjeta de evaluación del AD8362	8
Figura 8. PCB de la tarjeta de evaluación del AD8362	8
Figura 9. Estructura del AD8362	9
Figura 10. Diagrama de bloques del equipo PWR-915	11
Figura 11. Esquemático y vista del sistema de alimentación del equipo PWR-915	12
Figura 12. Diseño sobre PCB de antena whip para el equipo PWR-915	14
Figura 13. Esquemático y vista de La configuración del PIC12F675 y el AD8361	15
Figura 14. Diagrama de flujo del programa implementado en el PIC12F765	17
Figura 15. Esquemático y vista de la etapa de amplificación del equipo PWR-915	19
Figura 16. Esquemático del equipo PWR-915	19
Figura 17. PCB del equipo prototipo PWR-915	20
Figura 18. Vistas frontal y posterior del equipo PWR-915.	20
Figura 19. Vista final del PWR-915	20
Figura 20. Respuesta del PWR-915 ante un dispositivo Bluetooth	23
Figura 21. Detección simultánea de tres teléfonos celulares	24
Figura 22. Respuesta del detector en función de la potencia	26
Figura 23. Variación de la respuesta del PWR-915 respecto a la frecuencia	27
Figura 24. Máximos niveles permisibles de campo eléctrico	35
Figura 25. Máximos niveles permisibles de densidad de potencia	36
Figura 26. Comparación de normas	36
Figura 27. Métodos para medir potencia promedio de señales RF y microondas	39
Figura 28. Diagrama de bloques de un sensor termocupla y un medidor de potencia	42
Figura 29. Circuito de un diodo detector	43
Figura 30. $V_{in}$ vs $V_o$ para un diodo detector	44
Figura 31. Potencia contra voltaje en un diodo detector	45
Figura 32. Sistema de control de ganancia automática	46
Figura 33. Amplificador de voltaje controlado	47
Figura 34. Antena whip	49
Figura 35. Trazo de una antena whip sobre PCB	49
Figura 36. Estructura física de una antena helicoidal	50
Figura 37. Antena de lazo	51
Figura 38. Trazo de una antena de lazo sobre PCB	51

# LISTA DE TABLAS

	pág.
Tabla 1. Lista de los conversores RMS/DC disponibles en el mercado de dispositivos electrónicos.	2
Tabla 2. Configuraciones del AD8361	5
Tabla 3. Configuración de pines y opciones de la tarjeta de evaluación del AD8362.	6
Tabla 4. Consumo de potencia aproximado para el equipo PWR-915	12
Tabla 5 Comparación de parámetros de tres tipos de antena: whip, helicoidal, lazo.	13
Tabla A.1. Tipos de radiación no ionizante	33
Tabla A.2. Valores estándar de velocidad de absorción específica en el cuerpo humano.	35

# INTRODUCCION

Hoy en día el uso de dispositivos que generan radiación electromagnética no ionizante es muy común, al punto que el espacio que nos circunda se está viendo saturado por este tipo de radiación, cuyos efectos aún no han sido determinados de manera concluyente. Esto hace que las investigaciones relacionadas con este tema cobren vigencia, y en particular resulte útil contar con dispositivos capaces de realizar mediciones de densidad de potencia, intensidad de campo eléctrico, SAR y otras variables asociadas a los campos electromagnéticos presentes en nuestro ambiente.

Entre los dispositivos más utilizados hoy en día que contribuyen a la “polución” electromagnética se encuentran los de comunicaciones móviles (entre los que se cuentan los celulares y PCS). Por cuestiones de seguridad, su uso se encuentra restringido en ciertos ambientes (como estaciones de gasolina, entidades bancarias y cárceles); pero es difícil controlarlo. Para este caso, la detección de la radiación proveniente de un dispositivo móvil de comunicaciones permitiría ejercer un mejor control sobre su uso en los ambientes que así lo requieran localizando las fuentes de radiación y procurando su eliminación.<sup>1</sup>

De manera que el desarrollo de un equipo para la detección y eventual medición de la densidad de potencia proveniente de fuentes de radiación electromagnética no ionizante es un aporte al estudio y conocimiento en esta materia dentro del Grupo de Investigación CEMOS<sup>2</sup> de la Universidad Industrial de Santander; que en trabajos anteriores desarrolló un prototipo de detección de fugas de microondas empleando como dispositivo transductor un diodo de germanio [12].

El contenido de este libro se encuentra organizado en cuatro capítulos, donde el primero contiene una revisión de diferentes clases de dispositivos detectores de radiación no ionizante a partir de la cual se proponen algunos diseños preliminares de acuerdo a las necesidades del proyecto. En el segundo capítulo se describe el equipo diseñado partiendo de las especificaciones definidas previamente. El tercer capítulo resume las pruebas realizadas al equipo construido y presenta los resultados para su posterior análisis. Por último, con base en los resultados obtenidos se presentan las conclusiones del trabajo y se hacen algunas recomendaciones para el trabajo futuro. Como referencia adicional se anexa un marco de teórico sobre las radiaciones no ionizantes y medición de potencia de las ondas electromagnéticas, el código fuente usado para la programación del microcontrolador utilizado, así como las hojas de datos de los diferentes dispositivos empleados.

---

<sup>1</sup> En el caso de un teléfono celular, eliminar la fuente de radiación equivale a apagar el equipo.

<sup>2</sup> Grupo de investigación en Control, Electrónica, Modelado y Simulación, (categoría C).

# 1. ANÁLISIS DE CONVERTORES RMS / DC

El esquema preliminar del prototipo está fundamentado en los métodos de detección de potencia electromagnética descritos en el Anexo A. De esta manera, el diseño de la fase de procesamiento y amplificación de la señal RF es descrita y definida en este capítulo que tiene por objeto de estudio circuitos integrados que convierten la densidad de potencia electromagnética de una señal RF en un nivel DC proporcional a dicha potencia.

Inicialmente se hace una revisión de algunos convertidores de potencia RF existentes en el mercado, teniendo en cuenta los resultados y consideraciones que se presentan en el Anexo A. Dichas características son: rango de trabajo (dado por la banda de frecuencias en la que operan los teléfonos celulares y su potencia); precisión y exactitud (los cambios registrados deben ser producto de un delta de la variable, y no de un error inherente al sensor o del ruido del ambiente); sensibilidad (debe ser ajustada a valores emitidos por un teléfono celular, por lo tanto se necesita un sensor con un alto grado de sensibilidad, atendiendo también a las posibles limitaciones de ganancia del circuito acondicionador); y por último el precio (el objetivo es ofrecer una solución de bajo costo al problema planteado).

Seguidamente, se describen e implementan dos de las referencias comparadas (AD8361 y AD8362) que más se ajustan a los requerimientos del sistema; para determinar el dispositivo que formará parte del prototipo final.

## 1.1 TIPOS DE CONVERTORES

La Tabla 1 muestra un listado de algunos convertidores RMS/ DC que se encuentran en el mercado de dispositivos electrónicos; características como: la frecuencia de operación, rango dinámico, precisión, precio entre otras.

## 1.2 DISEÑO PRELIMINAR

En esta fase preliminar se escogieron dos referencias que se acercan a los requerimientos del diseño final. El primer requisito es la frecuencia de operación, que debe estar en la banda de los 900MHz, ya que la aplicación está enfocada a telefonía celular. Además de las características de un amplio rango dinámico, consumo de energía, tamaño, versatilidad en el funcionamiento y buen precio.

**Tabla 1. Lista de los conversores RMS/DC disponibles en el mercado de dispositivos electrónicos.**

Referencia	Corriente de Alimentación	Voltaje de alimentación	Frecuencia RF (MHz)	Rango Dinámico (dB)	Precisión	Respuesta a la salida	Tiempo de respuesta	Precio
AD8361 Analog Devices	1.1	2.7 a 5.5V	2500	30	$\pm 0.25$	Lineal en voltaje	320 ns	\$3.75 US
AD8362 Analog Devices	20	4.5 a 5.5V	2700	60	$\pm 0.5$	Lineal en dB	45 ns	\$6.25 US
AD8364* Analog Devices	70	4.5 a 5.5V	2700	60	-	Lineal en dB	-	\$6.85 US
ADL5500 Analog Devices	1.1	2.7 a 5.5V	6000	30	$\pm 0.25$	Lineal en voltaje	10000 ns	\$2.75 US
AD83612 Analog Devices	-	-	2700	45	-	Lineal en voltaje	-	\$1.07 US
AD83612 Analog Devices	-	5V	8000	50	-	Lineal en voltaje	8 ns	\$5.99 US
MAX2016* Dallas Semicon- ductor	-	-	2500	52	$\pm 1$	Lineal en voltaje	-	\$9.85 US
LMV225	-	2.7 a 5.5V	2000	30	-	Lineal en voltaje	-	\$0.65 US

\* Medidor y comparador de dos señales RF simultáneamente.

Fuente: [18], [20], [21]

Las referencias de los conversores RMS/DC corresponden a: AD8361 y el AD8362, cada uno de los cuales fue implementado, de acuerdo a las indicaciones del fabricante, en la versión de tarjeta de evaluación y se examinó su desempeño como detectores de señales de radiofrecuencia provenientes de un teléfono celular; para luego seleccionar el detector que será implementado en el diseño final.

### 1.2.1 Tarjeta de evaluación del AD8361

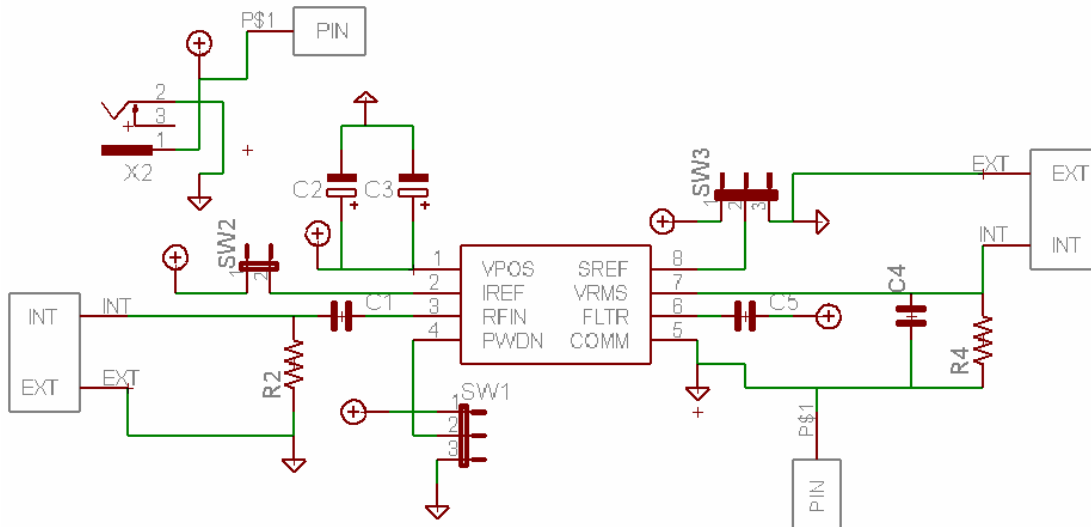
La tarjeta de evaluación del AD8361 (Figura 1) cuenta con:

- El **terminal de alimentación** de tensión en el rango de los 2.7V a los 5.5V.
- El **terminal de referencia** o tierra.
- **3 Interruptores (switches)**: el *switch* 1 (SW1) habilita el dispositivo. En la posición 3 el pin PWDN está aterrizado es decir el dispositivo está en modo de operación, mientras en la posición 1 el pin PWDN es conectado a  $+V_s$  dejando el dispositivo apagado.

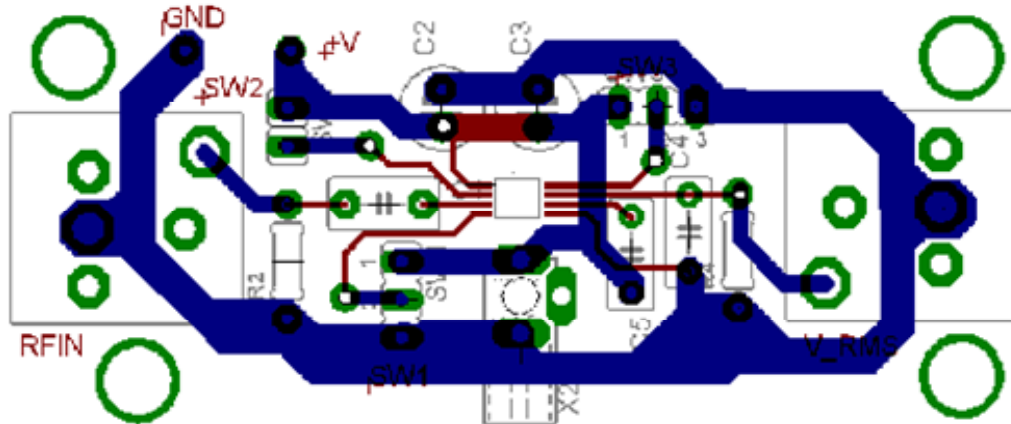
El *switch* 2 y el *switch* 3 seleccionan uno de los tres modos de operación del AD8361 que corresponden a: (1) modo de referencia a tierra, (2) modo de referencia interna, y (3) modo de referencia a fuente.

- El condensador  $C_1$  y la resistencia  $R_2$  acoplan la señal RF de entrada.  $R_2$  ( $75\Omega$ ) se combina con la impedancia interna de entrada del AD8361 dando una impedancia aproximada de  $50\Omega$ . Para una mayor precisión en el acople de la frecuencia deseada, la resistencia  $R_2$  puede ser reemplazada por los valores que más se ajusten a las necesidades de la aplicación.  $C_1$  realiza un acople AC de la señal de entrada, es decir, determina la frecuencia de corte de un filtro pasa altas que tiene un valor de  $8\text{MHz}$  con un valor estándar de  $100\text{pF}$ . El valor de  $C_1$  puede ser incrementado para operación a frecuencias más bajas. Si se emplea una resistencia de atenuación  $R_1$  a la entrada, cuyo valor nominal es de  $0\Omega$ , puede ser reemplazado por un valor apropiado.
- El condensador  $C_2$  y  $C_3$  y la resistencia  $R_6$  son empleados para desacoplar la fuente de alimentación. Los valores nominales de  $C_2$  y  $C_3$  son  $0,01\mu\text{F}$  y  $100\text{pF}$  respectivamente. ( $R_6 = 0\Omega$ )
- El condensador  $C_5$  es un filtro. El terminal FLTR tiene una capacitancia interna de  $50\text{pF}$  que puede ser aumentada colocando  $C_5$  cuyo valor nominal es de  $1\text{nF}$ .
- El condensador  $C_4$  y la resistencia  $R_4$ , se colocan como impedancia de carga a la salida  $V_{\text{rms}}$  del AD8361.

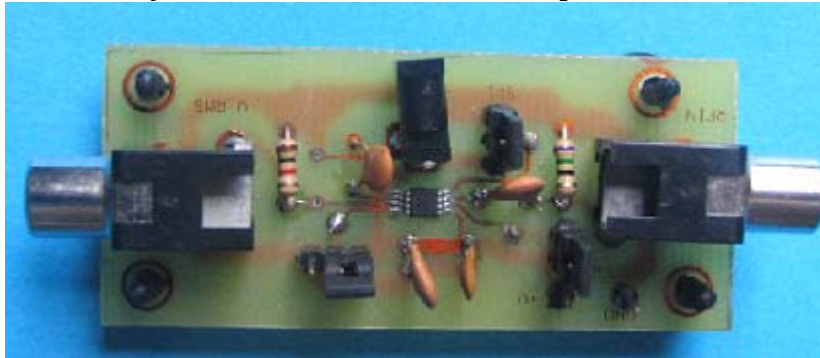
**Figura 1. Esquemático de la tarjeta de evaluación del AD8361**



Fuente: Autor.

**Figura 2. PCB de la tarjeta de evaluación del AD8361**

Fuente: Autor.

**Figura 3. Vista de la tarjeta de evaluación del detector de potencia AD8361**

Fuente: El autor.

### **Características generales del AD8361**

El AD8361 (Figura 4) es un detector de potencia electromagnética que se emplea en receptores y transmisores de alta frecuencia hasta los 2,5GHz. Mide potencia RMS de la señal electromagnética independiente de su forma de onda, en especial es empleado para medir señales con un alto factor de cresta como las señales moduladas en CDMA y W-CDMA. La salida del AD8361 es lineal respondiendo con un voltaje DC proporcional al voltaje RMS de entrada con una ganancia de conversión igual a  $7,5 \frac{V}{V_{RMS}}$ .

### **Configuraciones del AD8361**

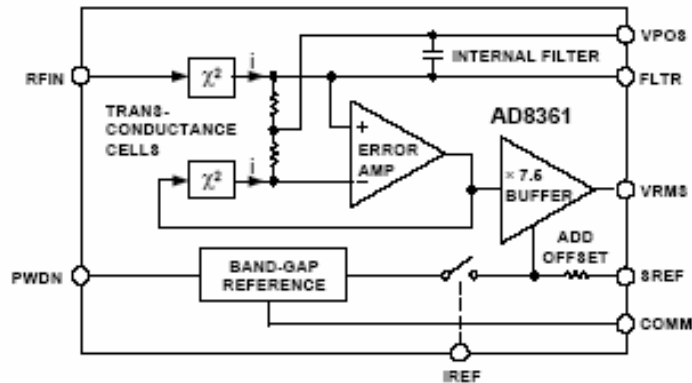
El AD8361 tiene tres tipos de conexiones, cuyos niveles de tensión a la salida y mínimo valor de tensión a la salida (entrada cero) se muestran en la Tabla 2.

Tabla 2. Configuraciones del AD8361

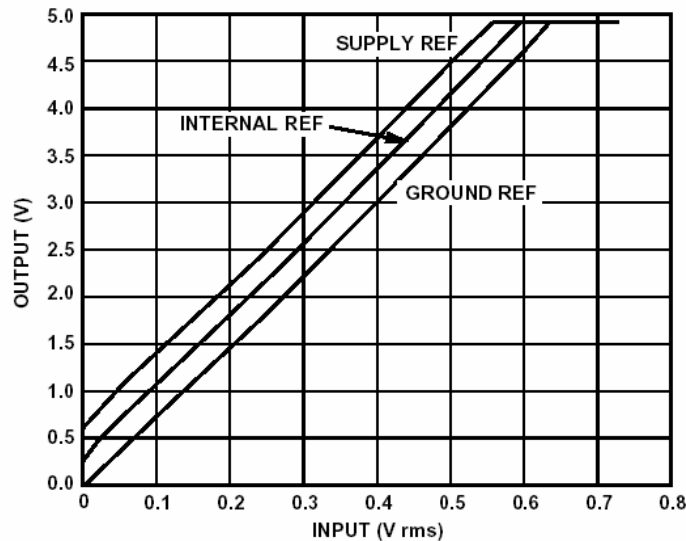
Configuración	Salida (sin señal)	Voltaje de Salida
Modo de referencia interna	0.350V	$7,5 * V_{IN} + 0,350V$
Modo de referencia a tierra	Cero	$7,5 * V_{IN}$
Modo de referencia a fuente	$\frac{V_S}{7.5}$	$7,5 * V_{IN} + \frac{V_S}{7,5}$

Fuente: Analog Devices [4]

Figura 4. Diagrama de bloques del AD8361



Fuente: Analog Devices [4]

Figura 5.  $V_{in}$  vs.  $V_{out}$  en las tres configuraciones del AD8361

Fuente: Analog Devices [4]

La Figura 5 muestra el comportamiento del AD8361 en sus tres configuraciones para valores de tensión a la entrada entre 0 y 0.8  $V_{RMS}$ . En el modo de referencia interna el valor de salida es sumado a un voltaje de *offset* igual a 0.350V; para el modo de

referencia a fuente la salida es sumado con un valor de tensión igual a  $\frac{V_s}{7.5}$  donde  $V_s$  es el voltaje de alimentación o fuente; y por último en el modo de referencia a tierra el valor de salida es directamente proporcional al nivel de entrada en un factor de 7,5. Estas variaciones de tensión a la salida, es decir las presentadas en las configuraciones de referencia interna y referencia a fuente; representan una reducción del rango dinámico efectivo lo cual no es apropiado implementarlas en el diseño del prototipo.

## 1.2.2 Tarjeta de evaluación del AD8362

Esta tarjeta de evaluación permite emplear los diferentes modos de operación y configuración del AD8362. El modo de medición es habilitado a través del *switch* 2 de tal forma que quede unido a la salida del pin  $V_{OUT}$ ; además, la pendiente de la respuesta en  $V_{OUT}$  puede ser incrementada empleando un divisor con los valores de resistencia  $R_{17}$  y  $R_{19}$  apropiados.

Para habilitar el modo de control se coloca el SW2 en posición contraria a la implementada en el modo de medición, es decir, se conecta la salida del pin VSET con el conector VSET, aplicándole un voltaje de ajuste al conector VSET.

La referencia de voltaje interno es usada para la tarjeta de voltaje cuando el SW1 está unido a la salida del pin VREF. Este voltaje puede opcionalmente ser reducido a través de un divisor implementado con las resistencias  $R_4$  y  $R_5$ , uniendo además las señales VREF y VTGT y colocando el SW1 en la posición alternativa

El AD8362 es encendido a través del SW3, en donde el conector PWDN queda en circuito abierto; y para apagar el dispositivo se coloca el SW3 en la posición alternativa a la descrita anteriormente. La Tabla 3 muestra la configuración de pines y opciones de la tarjeta de evaluación del AD8362.

**Tabla 3. Configuración de pines y opciones de la tarjeta de evaluación del AD8362.**

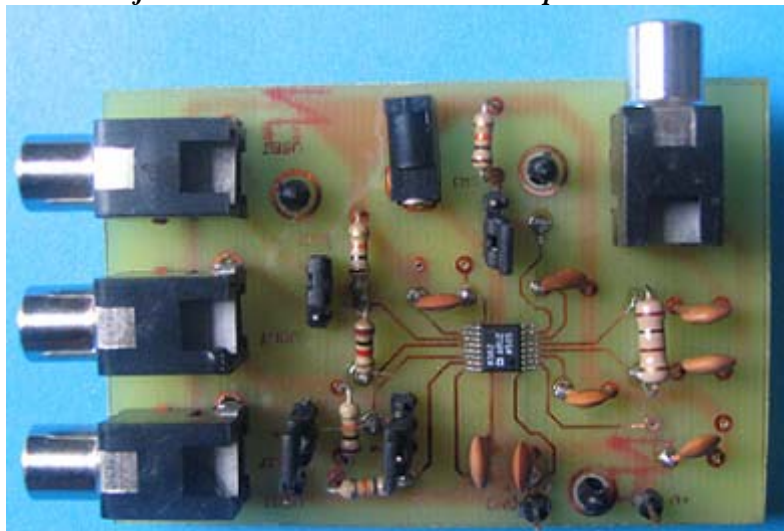
COMPONENTE	FUNCIÓN	VALOR ESTÁNDAR
$C_1$	Filtro de la fuente de alimentación / capacitor de desacople	$0.1 \mu F$
$C_2$	Filtro de la fuente de alimentación / capacitor de desacople	100pF
$C_3$	Capacitor de salida del filtro pasa bajas	$0.1 \mu F$
$C_4, C_7, C_{10}$	Capacitores de desacople	1000pF
$C_5, C_6$	Capacitores de acople de la señal de entrada	100pF

$C_8$	Capacitor de entrada del filtro pasa altas	1000pF
$R_1, R_4, R_6, R_7, R_8, R_{10}, R_{15}$	Jumpers	$0\ \Omega$
$R_5, R_9, R_{13}$	Resistencias de <i>pull-down</i>	10K $\Omega$
SW1	Selector interno/ externo de la tarjeta de voltaje	
SW2	Selector del modo de medición/ modo de control	
SW3	Selector de apagado/encendido ó apagado externo	

Fuente: Analog Devices [5]

El diseño del circuito impreso, PCB de la tarjeta de evaluación se muestra en la Figura 8; y el circuito implementado se muestra en la Figura 6.

**Figura 6. Vista de la tarjeta de evaluación del detector de potencia AD8362**

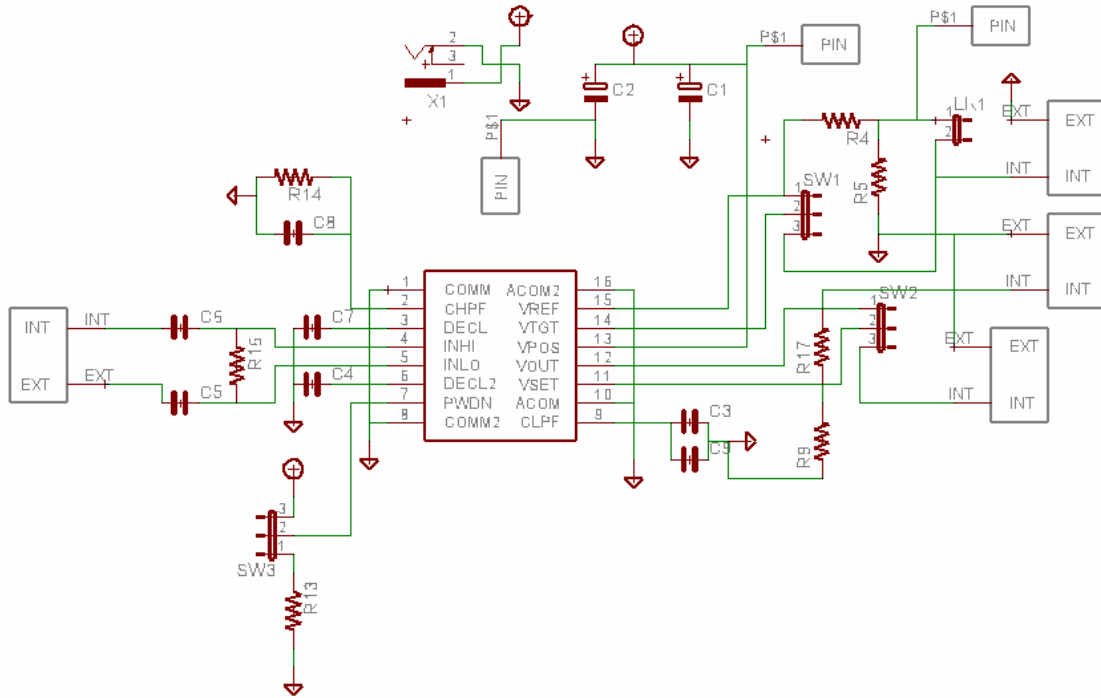


Fuente: Autor

### ***Características generales del AD8362***

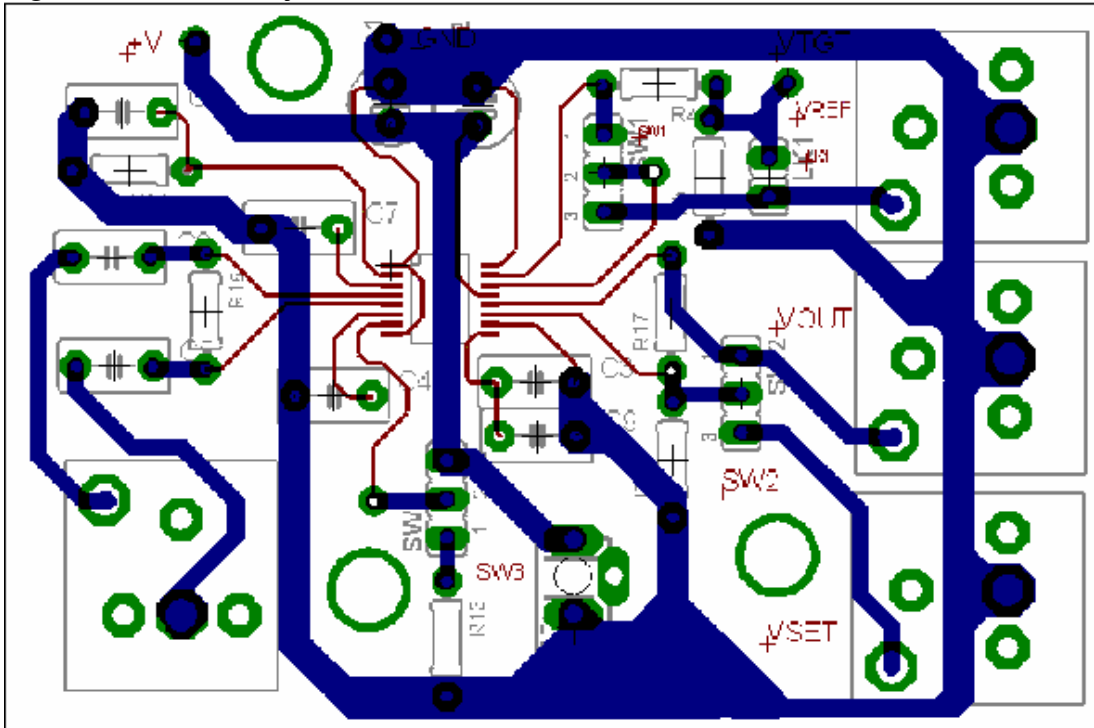
El AD8362 es un conversor RMS a DC con un rango de medida de 60dB, de alta precisión; opera con señales de bajas frecuencias (cercano a los 0Hz) hasta frecuencias no superiores a los 2.7GHz. Además, el ancho de banda de respuesta es completamente independiente de la magnitud de la señal, como también, la capacidad de medir señales con alto factor de cresta es independiente de la frecuencia de la señal o de su magnitud absoluta.

Figura 7. Esquemático de la tarjeta de evaluación del AD8362



Fuente: Autor.

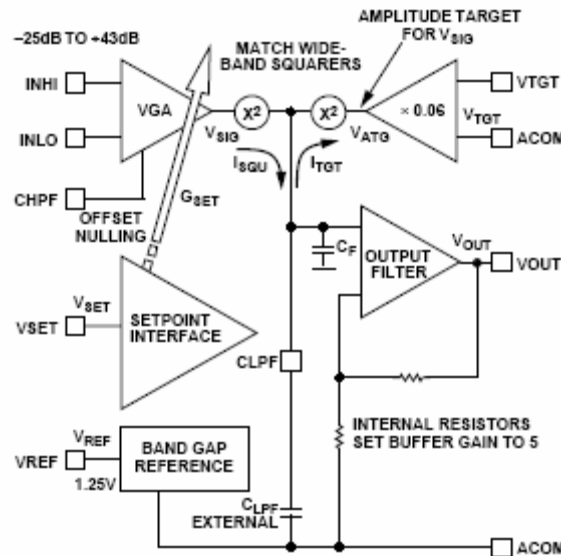
Figura 8. PCB de la tarjeta de evaluación del AD8362



Fuente: Autor.

Características como la linealidad, ancho de banda, amplificador de ganancia variable (VGA) permiten una ganancia de voltaje general,  $G_{SET}$ ; que es lineal en dB. La Figura 9 muestra estructura básica del AD8362, que se describe brevemente a continuación.

Figura 9. Estructura del AD8362



Fuente: Analog Devices [5]

La salida del amplificador de ganancia variable,  $V_{SIG}$ , es aplicado al detector cuadrático, el cual proporciona el valor RMS, en respuesta a la señal alternante que independiente de la forma de onda. El voltaje resultante se amplifica en un valor ganancia igual a 5, el cual es conectado con el pin de salida  $V_{OUT}$ , que es empleado en las configuraciones de medición y control.

En algunas aplicaciones, el lazo AGC es cerrado a través del voltaje de ajuste presente en el pin  $V_{SET}$ ; como es el caso de la configuración en modo de medición en la cual el voltaje de salida en el terminal  $V_{OUT}$  es conectado a la entrada del pin  $V_{SET}$ . Todos los lazos AGC tienen un límite mínimo y máximo de entrada en el cual fuera de ellos el sistema no responde correctamente. Es decir, para una entrada por debajo de las mínimas condiciones la salida no puede tornar y falsamente indicar un alto valor de entrada; para valores de entrada por encima de las máximas condiciones, la salida puede retornar a algún valor bajo. De cualquier manera, la salida del sistema en óptimas condiciones de funcionamiento presenta errores en las medidas.

El voltaje de *offset* varía dependiendo de la ganancia actual a la cual el VGA está operando, así como la amplitud de la señal de entrada.

La precisión de la medida de un dispositivo que mide el valor RMS idealmente no está afectada por la forma de onda de la señal. Es una ventaja en sistemas como

CDMA donde hay una variación aleatoria de la amplitud de la portadora RF en frecuencias banda base. Cabe anotar que a bajas frecuencias es usual la presencia de errores de medida debido a los efectos de la forma de onda como una función del factor de cresta ( $\delta$ ).

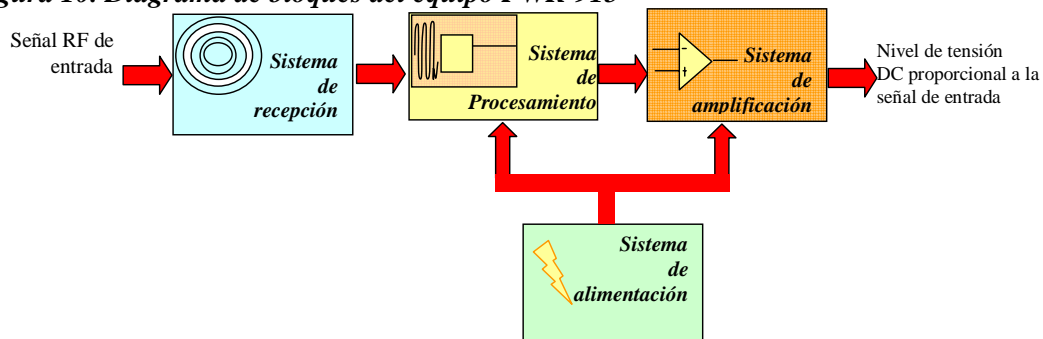
Teniendo en cuenta parámetros como: consumo de potencia (corriente y voltaje de alimentación), tamaño, respuesta a la salida y precio; el dispositivo AD8361 en configuración de modo de referencia, se elige como la opción que más se acerca a las necesidades del equipo prototipo; ya que bajo esta configuración se logra un rango dinámico mayor aunque el voltaje de salida es menor que en las otras dos configuraciones.

## 2. DISEÑO DEL SISTEMA DETECTOR

El diseño final del equipo detector, es el resultado del estudio y análisis de las posibles alternativas de implementación descritas en el capítulo anterior. Como resultado de ello se tiene un equipo conformado por módulos o pequeños sistemas tal como lo muestra el diagrama de bloques de la Figura 10. El primer bloque corresponde al sistema de recepción; en el cual la señal de radiofrecuencia es detectada por una antena *whip* sintonizada en la banda de los 900MHz. La señal RF es tratada en el bloque de procesamiento en el cual un detector de potencia RF indica el valor medio de la señal (RMS). En este bloque se encuentra la unidad de control del sistema que está a cargo del microcontrolador PIC12F675.

Una vez se tiene la señal DC ( $V_{RMS}$ ), el amplificador de ganancia variable AD627 amplifica la señal que puede ser monitoreada por equipos de medida externos. Por último se encuentra el sistema de alimentación que provee la energía necesaria para el funcionamiento del prototipo. A continuación se describe con más detalle cada uno de los sistemas que conforman el equipo, denominado de aquí en adelante PWR-915 pues, como se explica más adelante, la antena se diseñó para trabajar a esta frecuencia (cerca al centro de la banda de operación de la telefonía celular).

**Figura 10. Diagrama de bloques del equipo PWR-915**



Fuente: El autor

### 2.1 ALIMENTACIÓN

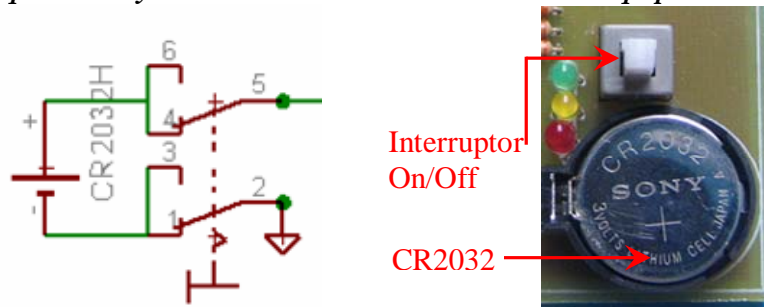
El sistema de alimentación (Figura 11) busca ofrecer al equipo características de portabilidad, seguridad y eficiencia. Para este propósito se utilizó una batería de litio de referencia CR20XX (en particular la CR2032) que provee a todos los dispositivos del PWR-915 un nivel de tensión de +3V, suficiente para el correcto funcionamiento del equipo (el valor aproximado de la potencia total disipada por el equipo se muestra en la Tabla 4). Por otra parte, esta batería es de las más económicas y accesibles en el mercado local debido a la cantidad de aplicaciones que la utilizan (por ejemplo, el BIOS de un computador); además su tamaño, de 21,62 mm de diámetro, no implica un aumento excesivo en las dimensiones finales del equipo.

**Tabla 4. Consumo de potencia aproximado para el equipo PWR-915**

dispositivo	cálculo de potencia	potencia consumida
Microcontrolador PIC12F675	$P_{DIS} = V_{DD} * (I_{DD} - I_{OH}) + (V_{DD} - V_{OH}) * I_{OH} + V_{OL} * I_{OL}$ $P_{DIS} = 3V * (500\mu A - (-3mA)) + (3V - 2,3V) * (-3mA) + 0,6V * 8,5mA$ $P_{DIS} = 10,5mW + (-2,1mW) + 5,1mW$	$P_{DIS} = 13,5mW$
Detector de potencia AD8361	Dato obtenido de las especificaciones encontradas en la hoja de datos del AD8361	3,3 mW
Amplificador de ganancia variable AD627	$P_{DIS(máx)} = 85 \mu A * 3V$	0,255 mW
<b>TOTAL</b>		<b>17,055mW</b>

Fuente: El autor

El prototipo cuenta además con un interruptor que habilita el sistema de alimentación junto con las demás etapas del circuito. Este interruptor permite que el consumo de potencia se controle, es decir en los momentos en que el usuario requiere operar el equipo.

**Figura 11. Esquemático y vista del sistema de alimentación del equipo PWR-915**

Fuente: El autor

## 2.2 RECEPCIÓN DE POTENCIA RF: ANTENA

En el momento en que se genera una onda de radiofrecuencia en la banda de los 900 MHz, el equipo necesita recibirla para procesarla y medir la potencia de dicha señal. En esta etapa del sistema se diseña una antena capaz de percibir estas señales, que no sea sensible a la manipulación con las manos ni a la proximidad a diversos objetos ya que se trata de un equipo portátil; ni demasiado aparatosa tal que sea difícil de manejar.

Cada tipo de antena tiene características particulares que las hacen apropiadas para determinada aplicación (ver Anexo A) ya sea por su robustez, ancho de banda, sencillez y manipulación entre otros aspectos que a continuación se sintetizan en una comparación directa (Tabla 5) que permite definir el tipo de antena empleada en el prototipo.

Primero, la antena *whip* físicamente tiene una estructura larga utilizada para aplicaciones que demandan un rango amplio de operación; el modelo de radiación omnidireccional que presenta tiene un muy buen desempeño en todas las direcciones (modelo de radiación que comparten los tres tipos de antena pero que varía un poco en una y otra); además de la sencillez y facilidad en el diseño. La antena helicoidal se ajusta a aplicaciones donde el tamaño es importante (más pequeña y compacta), aunque son más difíciles de ajustar y optimizar en comparación con la antena *whip* ya que la cercanía con otros objetos cambia sus características, además del costo que representa; y por último las antenas de lazo poseen el rango de operación más pobre en contraste con las antenas *whip* y helicoidal; al necesitar capacitor externo para su sintonía presenta disminución en su eficiencia. Su implementación es recomendada en aplicaciones que trabajan a bajas frecuencias al igual que la antena helicoidal.

**Tabla 5 Comparación de parámetros de tres tipos de antena: whip, helicoidal, lazo.**

PARÁMETRO	WHIP	HELICOIDAL	LAZO
Simplicidad diseño	***	**	*
Rango de operación	***	**	*
Tamaño	*	***	**
Inmunidad a objetos cercanos	**	*	***
Desempeño en general	***	**	*

\*\*\* = Muy buen desempeño relativo.

\*\*= Buen desempeño relativo.

\* = Mal desempeño relativo.

Fuente: [14]

Teniendo en cuenta las necesidades de robustez, rango de operación (banda de 900 MHz), tamaño y portabilidad, facilidad de diseño y construcción, la antena *whip* sobre PCB, responde con los requerimientos del prototipo y por lo tanto se seleccionó como el tipo de antena a implementar en el equipo.

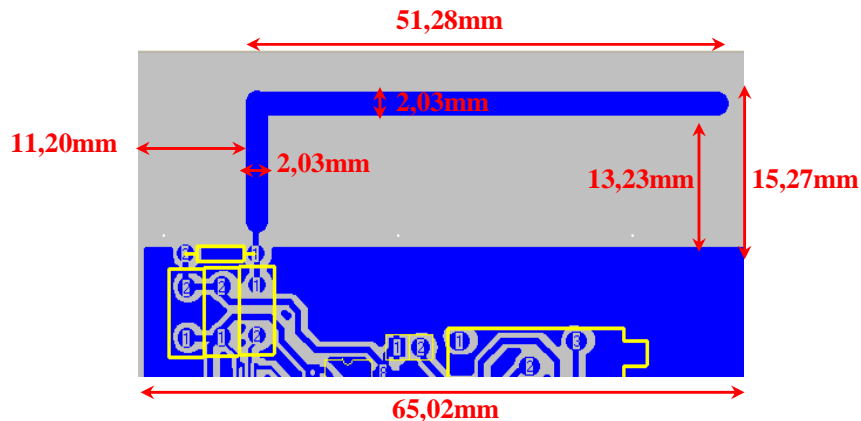
Teniendo en cuenta la anterior decisión, el siguiente paso corresponde a definir los criterios en lo que al diseño de antenas sobre PCB se refiere [16]:

- Nunca colocar el plano de tierra o caminos debajo de la antena.
- Nunca colocar la antena muy cerca de objetos metálicos.
- Tener precaución en el cableado del producto final, sin cerrar demasiado la antena.
- Realizar la sintonización sobre la antena instalada, no hacerlo en el espacio libre.
- No adjuntar otro metal o plástico metalizado en la antena.

- No utilizar componentes de carga con un bajo factor Q.
- Los trazos de la antena sobre el PCB deben ser lo suficientemente anchos para un óptimo funcionamiento.
- Se debe tener en cuenta que las corrientes que se manejan en el plano de tierra son altas, por tal razón su tamaño debe ser considerable para lograr un buen comportamiento del sistema.

La Figura 12 muestra el diseño en PCB de la antena; hay que resaltar las medidas de los dos trazos que corresponden a 51,28 mm y 11,20 mm para un total de 62,48 mm que corresponden al 78% del valor encontrado en el literal (a) del cálculo teórico de una antena *whip* (Anexo A) que trabaja a una frecuencia de 915MHz. El grosor es de 2,03 mm que comparado con el ancho de un trazo promedio del equipo (0,51 mm) es aproximadamente cuatro veces mayor. Las dimensiones del plano de tierra son de 65,02 mm de largo y 51,08 mm de ancho, que en relación con la antena se puede estimar de gran tamaño. El diseño aísla la antena del resto del circuito, es decir, no hay proximidad con los demás dispositivos ni con el plano de tierra.

**Figura 12. Diseño sobre PCB de antena whip para el equipo PWR-915**



Fuente: Autor

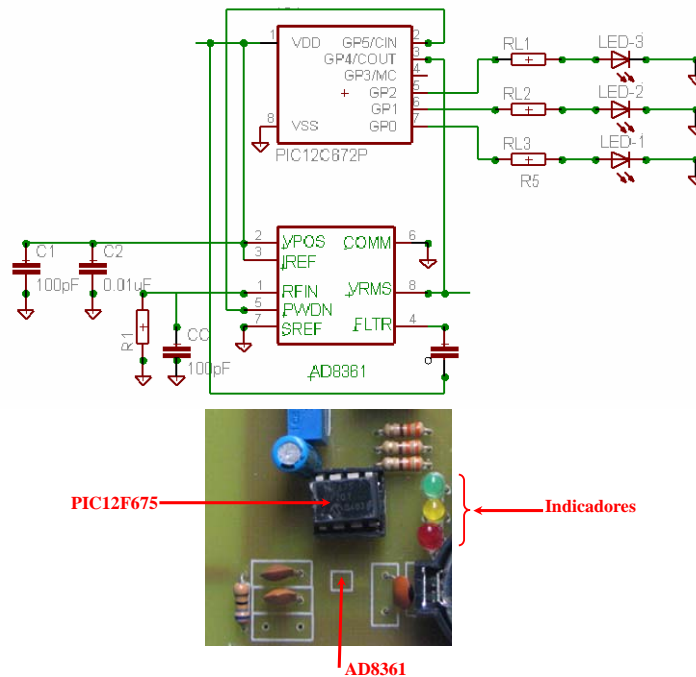
### 2.3 PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL OEM

Una vez la señal de radiofrecuencia (banda de 900MHz) es percibida por la antena se procesa a través de un detector de potencia que responde al valor medio ( $V_{rms}$ ) de la señal sensada, es decir, el sistema debe responder a la potencia emitida por un teléfono celular en operación.

En el capítulo anterior se compararon los desempeños de cada una de las posibles alternativas de implementación definiendo finalmente el AD8361 [4] en conjunto con

el microcontrolador PIC12F675 que controlará al PWR-915. Las razones que determinaron la elección del detector de potencia se describieron en el capítulo 1, y entre otras características se resalta su buen desempeño, nivel de alimentación, consumo y tamaño. En el caso del microcontrolador PIC12F675 se tiene un dispositivo con encapsulado DIP de 8 pines, con memoria *flash* de 1024 palabras, memoria de datos: SRAM de 64 bytes y EEPROM de 128 bytes, un módulo comparador y dos temporizadores de 8 y 16 bits; tiene cuatro canales de conversión analógico/digital con resolución de 10 bits que permite procesar la señal RMS a la salida del detector de potencia y compararla con 3 niveles de tensión preestablecidos que permiten determinar cuantitativamente en qué rangos de tensión (RMS) se encuentra la señal RF de entrada, e indicarlos a través de sus puertos de entrada/salida GPIO. Además, la salida del detector de potencia también se amplifica mediante el AD627 y así contar con una salida analógica para realizar las pruebas de caracterización del equipo.

**Figura 13. Esquemático y vista de La configuración del PIC12F675 y el AD8361**



Fuente: El autor

La configuración del microcontrolador y el detector de potencia se muestran en la Figura 13. Para mejorar el desempeño del oscilador interno del microcontrolador se implementó un capacitor de desacople entre los pines de alimentación (VDD) y referencia (VSS). El detector de potencia (AD8361) opera en modo de referencia a tierra ya que presenta un rango dinámico mayor al de las otras dos configuraciones (modo de referencia interna y modo de referencia a fuente de alimentación), aunque tiene la desventaja que el voltaje a la salida es menor que el presentado en cualquier otra configuración.

### **Programación del PIC12F675**

El algoritmo implementado en el PIC12F675 (Anexo B) compara el valor RMS de la señal RF de entrada con tres niveles de tensión preestablecidos, visualizándolos a través de tres *leds* a la salida de los puertos GPIO0, GPIO1, GPIO2. El diagrama de flujo presentado en la Figura 14, muestra de forma global el algoritmo implementado.

El programa comienza realizando la configuración interna del PIC12F675, es decir: establece los puertos de entrada/salida (GPIO1, GPIO2, GPIO3, GPIO5 como salidas digitales y GPIO4 como entrada analógica). Carga el registro de dirección, calibra el oscilador interno (cristal de 4MHz); deshabilita el detector de potencia (AD8361) y el convertor de datos; habilita el *Pull-Up*, el temporizador (Tmr0 con un preescalador de 1:256) e interrupciones, y por último enciende el detector de potencia (AD8361).

Mientras el sistema esté encendido, la entrada analógica (GPIO4) del microcontrolador está recibiendo continuamente el nivel DC ( $V_{rms}$ ) de la salida del detector de potencia (AD8361). Esta señal es procesada por el canal AN3 (GPIO4) del convertor analógico/digital con un período de adquisición de  $4 \mu s$  y período de muestreo de 10s; el resultado es guardado en el registro de conversión (CONREG) para luego ser confrontado con tres valores que en orden ascendente corresponden a:

- 6 LSB ---- *led1*/ color verde
- 42 LSB----*led2*/ color amarillo
- 165 LSB---*led3*/ color verde

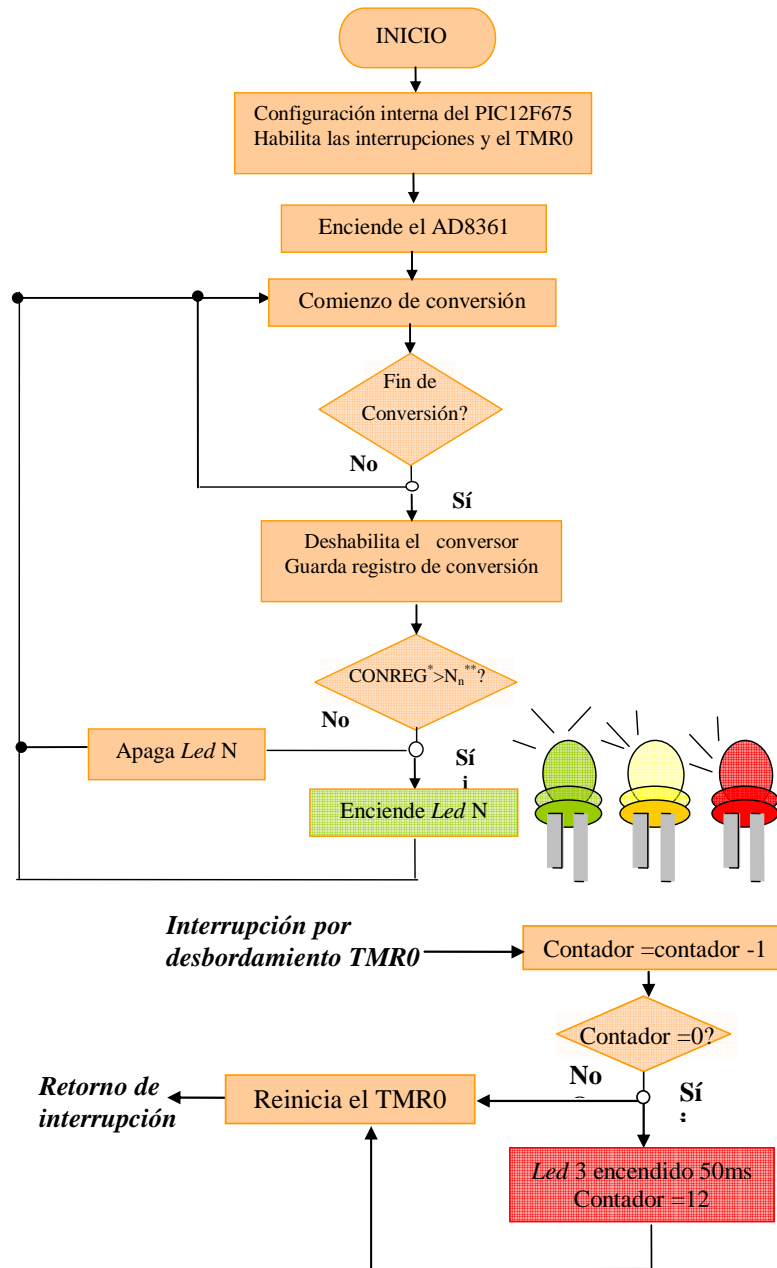
Un LSB en términos de voltaje es igual a:

$$1LSB = \frac{V_{REF}}{2^{10}}$$

El voltaje de referencia del convertor de datos es igual a 3V, de lo que se obtiene:

$$\begin{aligned} 1LSB &= \frac{3}{1024} V \\ &= 2,9mV \end{aligned}$$

Figura 14. Diagrama de flujo del programa implementado en el PIC12F675



\*= Registro de conversión  
\*\*=Niveles predeterminados

Fuente: El autor

Una vez comparado el registro de conversión con cada uno de los tres valores se determina en qué rango se encuentra la señal de entrada y se visualiza iluminando el *led* correspondiente a cada nivel; si el nivel no corresponde a ninguno de los rangos descritos apaga el *led* y comienza nuevamente con el proceso de conversión. De

forma paralela cada vez que ocurre desbordamiento en el TMR0 el sistema está siendo interrumpido con el fin de generar una señalización que permita al usuario estar seguro que el equipo está en operación, es decir con un período de 12 segundos se ilumina uno de los tres *leds* del equipo por 50ms. Cada vez que se atiende la interrupción se reanuda el TMR0, se habilitan nuevamente las interrupciones y se continúa en el punto en que fue detenida la rutina principal.

## **2.4 AMPLIFICACIÓN Y CONEXIÓN CON EQUIPOS DE MEDIDA EXTERNOS: AD627**

Esta etapa (Figura 15) está implementada con un amplificador de ganancia variable **AD627**, cuya configuración interna es la de un amplificador de instrumentación que emplea dos amplificadores con lazos de retroalimentación que mejoran el desempeño en frecuencias cercanas a DC, el diagrama interno y especificaciones del dispositivo se encuentran en la hoja de datos del dispositivo.

La ganancia nominal del amplificador conectado en modo diferencial es igual 5, pero puede ser superior si se coloca un resistor externo  $R_G$ ; es decir el voltaje de salida y la ganancia están dados por las expresiones:

$$V_{OUT} = [V_{IN}(+) - V_{IN}(-)] * \left( 5 + \frac{200k\Omega}{R_G} \right) + V_{REF}$$

$$ganancia = 5 + \left( \frac{200k\Omega}{R_G} \right)$$

La ganancia diseñada para el equipo prototipo tiene un valor de 7 que corresponde a una resistencia externa de  $100k\Omega$  implementada en los pines 1 y 8 ( $R_G$ ) del AD627.

### ***Interferencia de radiofrecuencias***

Todos los amplificadores de instrumentación pueden rectificar señales fuera de banda en altas frecuencias; una vez rectificadas estas señales aparecen como un *offset* de error DC a la salida. Por esta razón es necesario diseñar una configuración que tenga buen rechazo a la interferencia de radiofrecuencias pero que no reduzca el desempeño de los amplificadores pasabanda. En el caso del equipo prototipo se implementó un capacitor de  $22\mu F$  en medio de los pines de referencia positiva y negativa (7 y 4) del amplificador para mantener el rechazo en modo común a bajas frecuencias con una frecuencia de media potencia o de -3dB es de 200Hz.

**Figura 15. Esquemático y vista de la etapa de amplificación del equipo PWR-915**

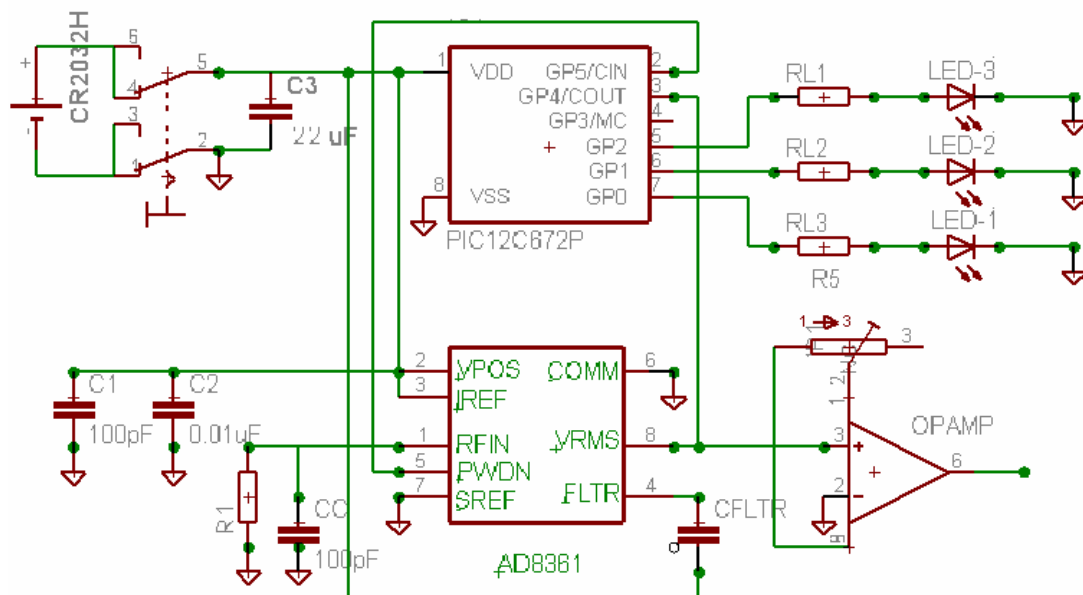


Fuente: El autor

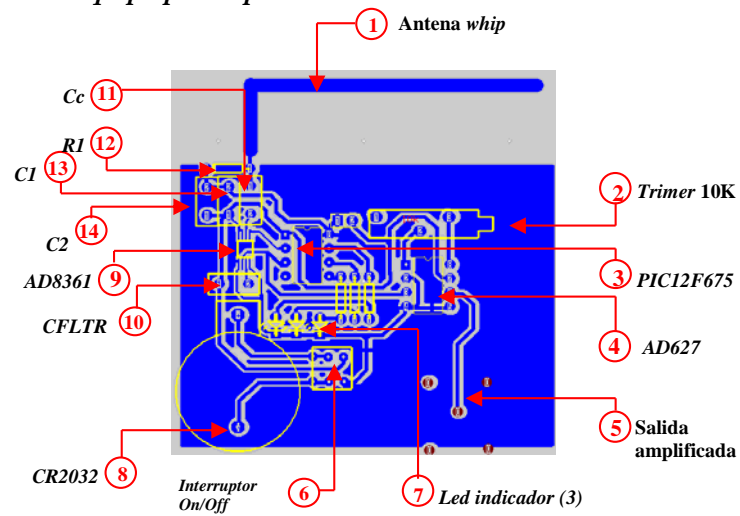
## 2.5 PROTOTIPO DETECTOR DE POTENCIA: PWR-915

El compendio de cada una de las etapas descritas anteriormente conforman el equipo detector de potencia PWR-915; el diagrama esquemático final se muestra en la Figura 16, al igual que el PCB con todos los elementos del sistema se observan en la Figura 17. El circuito impreso de una sola cara está construido en fibra de vidrio con dimensiones de 6cm de ancho y 6,5cm de largo (Figura 18) que permite la manipulación y portabilidad del prototipo (Figura 19) convirtiéndose en una de sus mejores características. Como se mencionó antes, la antena diseñada es de tipo *whip* o de cuarto de onda trazada sobre PCB que cumple con los requerimientos básicos para un óptimo desempeño, con la ventaja que le brinda sencillez y robustez al equipo.

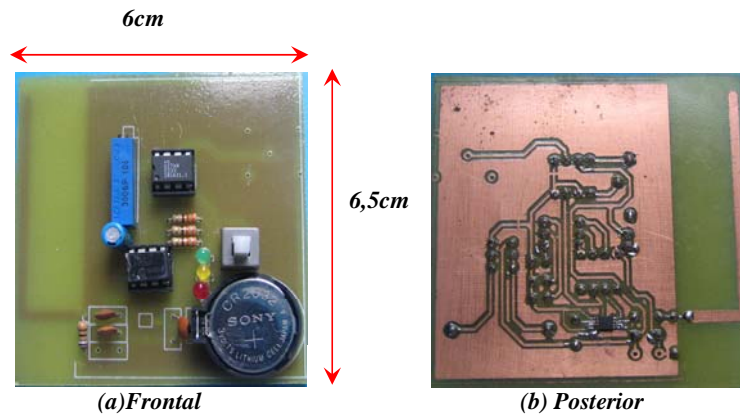
**Figura 16. Esquemático del equipo PWR-915**



Fuente: El autor

**Figura 17. PCB del equipo prototipo PWR-915**

Fuente: Autor

**Figura 18. Vistas frontal y posterior del equipo PWR-915.**

Fuente: El autor

**Figura 19. Vista final del PWR-915**

Fuente: Autor

### 3. PRUEBAS DE LABORATORIO

Para las pruebas de laboratorio, realizadas en LAT208, se empleó el siguiente equipo:

- 1 Prototipo detector de radiación PWR-915.
- 1 Analizador de espectros Tektronix 2705.
- 1 Generador de señales Marconi 2023.
- 1 Osciloscopio Tektronix 520C
- 1 Teléfono celular con servicio de Movistar.
- 1 Teléfono celular con servicio de Comcel.
- 1 Teléfono celular con servicio de Ola<sup>3</sup>.
- 1 Teléfono inalámbrico General Electrics en la banda de 900 MHz.
- 1 Dispositivo Bluetooth (*dongle*) de MSI para conexión a PC.
- 1 Tarjeta de evaluación Bluetooth de Free2move.
- 1 Generador de FM (LabVolt)
- 2 antenas telescópicas.

Con el fin de caracterizar el comportamiento del equipo, en todas las pruebas se empleó la salida analógica RMS amplificada del PWR-915 (Figura 17-5) monitoreada con el osciloscopio Tektronix 520C. En todas las pruebas se realizaron al menos 3 mediciones para obtener un dato promedio. Además, dado que no se contaba con una forma de validar la medida absoluta de potencia, se optó por manejar en todos los casos mediciones relativas.

#### 3.1 DATOS DE REFERENCIA

##### **OBJETIVO**

Verificar el correcto funcionamiento del PWR-915.

##### **PROCEDIMIENTO**

1. Se enciende el PWR-915 y se mide la tensión de salida en ausencia de fuentes significativas de potencia.

---

<sup>3</sup> En pruebas preliminares no se apreció una variación significativa en las lecturas causadas por diferentes operadores de telefonía celular o diferentes equipos telefónicos. Por esta razón no se hace énfasis en este tipo de diferencias.

2. Se conecta una antena telescópica al generador Marconi, produciendo una salida de máxima potencia (+13 dBm) a una frecuencia de 900 MHz, con el fin de saturar la salida del PWR-915.

### **RESULTADOS**

El voltaje medido fue de  $2,02 \text{ V} \pm 0,03 \text{ mV}$ . Este nivel se mantuvo estable en el entorno de prueba por lo que se puede considerar éste como un nivel de referencia. El delta de variación define el umbral que se debe superar, respecto al nivel de referencia, para la detección de una fuente de radiación. Al saturar el detector se encontró que el nivel de salida aumenta en 1,09 V hasta llegar a los 3V aproximadamente.

## **3.2 DETECCIÓN DE DISPOSITIVOS**

### **OBJETIVO**

Verificar el funcionamiento del PWR-915 en presencia de algunas fuentes de radiación.

### **PROCEDIMIENTO**

Usar diferentes fuentes de radiación a una distancia menor de 10 cm del PWR-915 y observar los resultados. Usar el analizador de espectros para verificar la presencia de la fuente de radiación.

### **RESULTADOS**

FUENTE: Teléfono inalámbrico.

RESULTADO: **no** fue detectada la fuente. La potencia medida por el analizador está al menos 20 dB por debajo de cualquiera de las otras fuentes empleadas.

CONCLUSIÓN: potencia por debajo del umbral de detección.

FUENTE: Generadores FM Directo e Indirecto (98 MHz y 101.7 MHz, respectivamente).

RESULTADO: **no** fue detectada la fuente. La potencia medida por el analizador fue la más alta respecto a las otras fuentes empleadas.

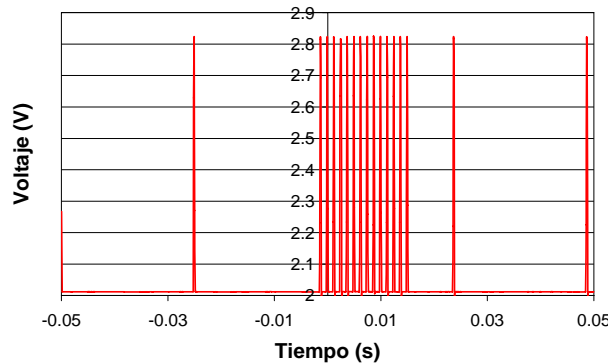
CONCLUSIÓN: frecuencia por debajo del umbral de detección.

FUENTE: Dispositivo Bluetooth (2,4-2,48 GHz).

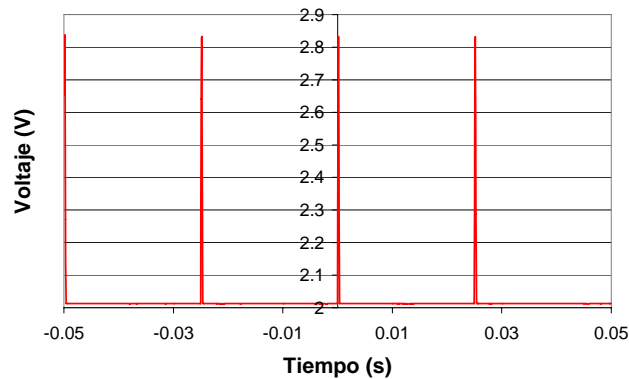
RESULTADO: en estado de búsqueda **no** fue detectada la fuente. La frecuencia del dispositivo está por fuera del rango del analizador de espectros. En proceso de conexión (Figura 20-a) y una vez establecida la misma (Figura 20-b) **sí** fue detectada la fuente.

**CONCLUSIÓN:** la frecuencia y la potencia de un enlace Bluetooth establecido están dentro del rango de detección del PWR-915. Además, la separación de los pulsos recibidos corresponde a lo esperado de acuerdo a las características de las tramas del protocolo [1]. Este conocimiento puede resultar útil para diferenciar varias fuentes de radiación presentes de manera simultánea.

**Figura 20. Respuesta del PWR-915 ante un dispositivo Bluetooth**



(a) Dispositivo Bluetooth en proceso de conexión con un host.



(b) Dispositivo Bluetooth conectado con un host.

Fuente: Autor.

**FUENTE:** Teléfonos celulares de diferentes marcas y operadores. Bandas de 900 MHz y de 1900 MHz.

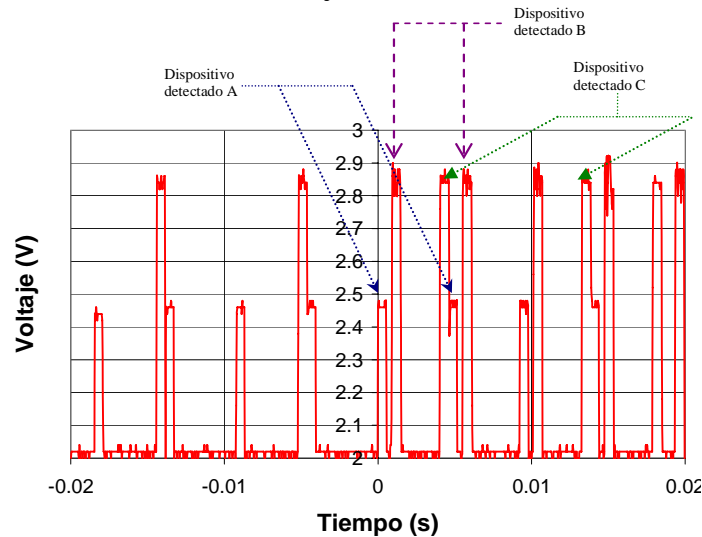
**RESULTADO:** en todos los casos se detectaron ráfagas de pulsos separados 4,62 ms y de una duración que oscilaba entre 367  $\mu$ s y 548  $\mu$ s. Estos pulsos se detectaron en las siguientes condiciones:

- Encendido del celular, durante la búsqueda de señal.
- Apagado del celular.
- Durante **TODO** el curso de una llamada, presentándose pulsos con un promedio de 0,2 V más de amplitud cuando se está intentando establecer conexión que cuando la llamada está en curso.

En la Figura 21 se aprecia la detección de tres teléfonos celulares (diferentes modelos y operadores) durante sendas llamadas. Una vez más, la separación entre pulsos es característica, y en este caso común, de todos los sistemas celulares.

**CONCLUSIÓN:** la frecuencia y la potencia de los teléfonos celulares (se incluyen aquí los PCS's) están dentro del rango de detección del PWR-915 en los estados mencionados.

*Figura 21. Detección simultánea de tres teléfonos celulares*



Fuente: Autor

En general, cuando hubo detección de dispositivos, se produjeron variaciones de voltaje entre 0,5 V y 0,9 V respecto al nivel de referencia. Estas variaciones no parecen obedecer a un patrón regular de comportamiento; sin embargo, cuando fue posible, se observó el mismo patrón irregular en la medición del analizador de espectros, lo que hace suponer que estas variaciones en la lectura efectivamente obedecen a cambios en la densidad de potencia presente en el medio.

### **3.3 VARIACIÓN CON LA DISTANCIA**

#### **OBJETIVO**

Caracterizar la respuesta del PWR-915 en función de la distancia a la fuente de radiación.

#### **PROCEDIMIENTO**

Medir la variación de voltaje presente a la salida del PWR-915 en la medida que una fuente de radiación (teléfono celular en la banda de 900 MHz) se aleja del equipo.

**RESULTADOS**

<b>Distancia [cm]</b>	4	20	80	100	200	400
<b>Voltaje [V]</b>	2,92	2,89	2,57	2,48	2,40	2,31

Más allá de los 4 m, se lograron detecciones irregulares a distancias hasta de 10 m. Estas mediciones se ven bastante afectadas por las condiciones del entorno. Empleando diferentes posiciones relativas de la antena del PWR-915 respecto a la fuente de radiación, los resultados no cambiaron significativamente.

**3.4 VARIACIÓN CON LA POTENCIA****OBJETIVO**

Determinar la relación existente entre el voltaje entregado por el PWR-915 y la potencia generada por una fuente controlada de radiación.

**PROCEDIMIENTO**

Se ajusta el generador Marconi para irradiar una señal senoidal pura de 900 MHz y se dispone el PWR-915 lo más cerca posible de esta fuente (esto garantiza que el generador está en capacidad de saturar la salida del detector).

Se procede a hacer variaciones en la potencia emitida por el generador desde el mínimo detectado por el PWR-915 hasta llegar a su saturación procurando que no existan variaciones en el entorno con el fin de evitar perturbaciones en los patrones de radiación presentes, pues se detectó que la presencia de personas, por ejemplo, cerca del detector y/o el generador alteraba la medición absoluta, pero no la relativa.

**RESULTADOS**

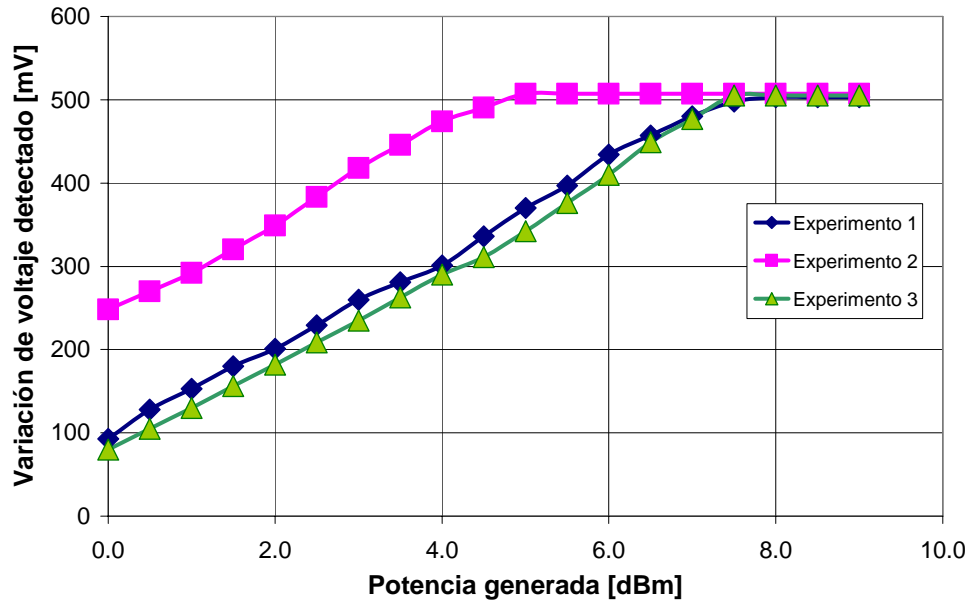
Los resultados obtenidos en tres experimentos diferentes en los cuales cambió ligeramente la posición relativa entre el detector y el generador se resumen en la Figura 22. Antes de alcanzar la saturación se encuentra que la variación es lineal con las siguientes pendientes:

<b>Experimento</b>	1	2	3	Promedio
<b>Pendiente [mV/dB]</b>	53,6	55,3	56,7	<b>55,2</b>

Esto significa que por cada dB de variación en la potencia que detecta el PWR-915, éste responde con una variación de 55,2 mV en su salida RMS amplificada. De manera que aunque no hay forma de patronar la medida de potencia con los equipos

disponibles en la Escuela, sí se pueden validar las variaciones en la medición de densidad de potencia.

**Figura 22. Respuesta del detector en función de la potencia**



Fuente: Autor.

### 3.5 VARIACIÓN CON LA FRECUENCIA

#### OBJETIVO

Determinar la relación existente entre el voltaje entregado por el PWR-915 y la frecuencia generada por una fuente controlada de radiación.

#### PROCEDIMIENTO

Se genera una señal de 5 dBm de potencia y se realizan variaciones de frecuencia en el rango de interés: 750 MHz – 1,2 GHz, midiendo en cada caso el voltaje en el PWR-915.

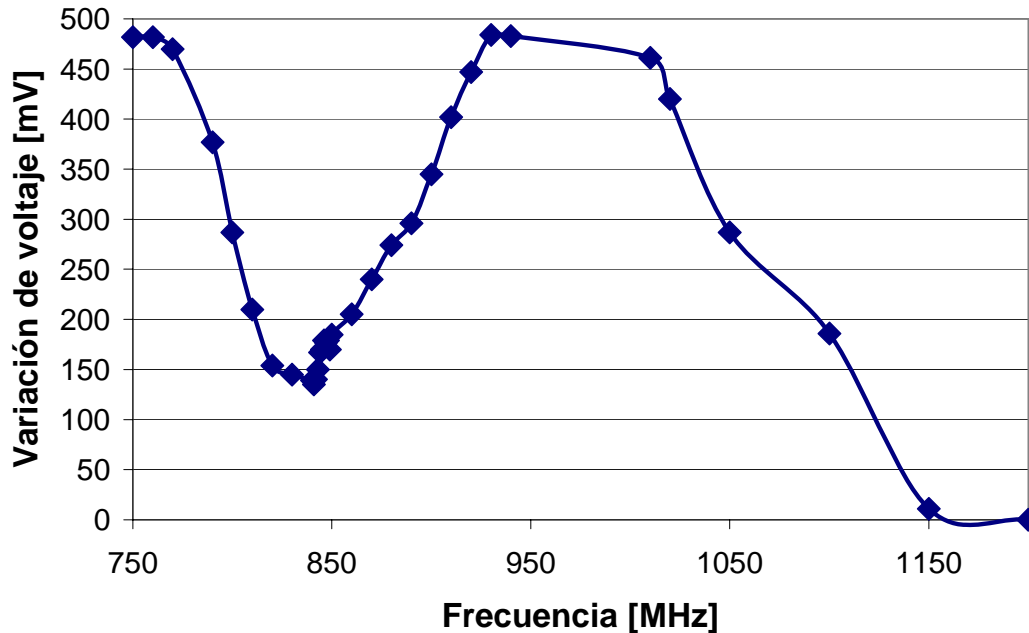
Se mide con el analizador de espectros el perfil de densidad de potencia en el rango de interés con el fin de obtener una medida relativa independiente de los niveles de radiación presentes en el ambiente en la banda de 750 a 1200 MHz.

#### RESULTADOS

De la prueba de detección de dispositivos (sección 3.2) se comprobó que el filtro de baja frecuencia (FLTR) en el AD8361 reduce la sensibilidad del PWR-915 ante

frecuencias del orden de los 88-108 MHz (banda de radiodifusión FM), por lo cual este experimento se concentra en la banda de celulares y aprovechando los rangos de los instrumentos disponibles (en particular, la frecuencia máxima del generador Marconi que es de 1,2 GHz).

*Figura 23. Variación de la respuesta del PWR-915 respecto a la frecuencia*



Fuente: Autor.

De acuerdo a la lectura del analizador de espectros, la densidad de potencia sólo tiene un incremento de 2,5 dB en el rango de 750 a 1200 MHz, excepto en la banda de 850 a 900 MHz (aproximadamente) donde, debido a la radiación proveniente de las estaciones base de los sistemas de telefonía celular (enlace descendente), la densidad de potencia se incrementa en 20 dB.

Sin embargo, el comportamiento con relación a la frecuencia presenta un comportamiento irregular mostrando un claro rechazo a la banda de 850 MHz y siendo más sensible en la banda de 950 MHz. Con base en este experimento no es posible aclarar las causas de este comportamiento.

## **4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

### **4.1 CONCLUSIONES**

En cuanto a la estabilidad presentada por los detectores de potencia basados en diodos tienen muy poca estabilidad con la temperatura; y los detectores térmicos tienen tiempos de respuesta muy lentos; luego este tipo de detectores no son viables para el prototipo PWR-915 (Ver Anexo A).

Los amplificadores logarítmicos son estables con la temperatura, y tienen un rango dinámico muy amplio; pero la respuesta a la salida es dependiente de la forma de onda de la señal. Esta respuesta produce variaciones a la salida con respecto al tipo de modulación que tenga la señal. Es decir, una implementación con esta clase de amplificador no resulta tan versátil como si se hiciera con un amplificador cuya respuesta a la salida es lineal.

La detección de potencia debe ser independiente de la forma de onda en sistemas que emplean múltiples esquemas de modulación. Por ejemplo, en sistemas de espectro expandido como CDMA y W-CDMA un amplificador logarítmico dentro de un lazo de control de ganancia automática puede regular la ganancia del amplificador de potencia de ganancia variable.

Una solución alternativa al problema de la dependencia de la forma de onda, es implementar el AD8361 que es un detector de potencia a alta frecuencia, con la ventaja que tiene un multiplicador que entrega un voltaje de salida proporcional al nivel de potencia de entrada.

El PWR-915 mide efectivamente las variaciones en la densidad de potencia del medio en la banda de interés, aunque no presenta un comportamiento uniforme con respecto a la frecuencia.

### **4.2 RECOMENDACIONES**

El sistema de alimentación puede ser mejorado implementando una protección de corriente inversa. Esta protección debe ser redundante, consiste de dos diodos (uno en modo de operación directa y el otro en modo de operación inversa), o un diodo en serie con una resistencia. La razón por la cual los elementos son redundantes es por si alguno falla, se protege el circuito, y/o el usuario [6].

En el aspecto social, el desarrollo del prototipo PWR-915 es una herramienta útil en la atención de desastres; como también es un instrumento de control en sitios donde

no está permitido el uso de teléfonos celulares como bancos, hospitales, puestos de policía, cárceles, aeropuertos y aeronaves, entre otros).

El equipo PWR-915 puede ser implementado en redes *mesh* (redes de sensores), en aplicaciones de seguridad para la policía. Disponiendo varios equipos medidores alrededor del área que interesa controlar se fija el nivel de referencia de los mismos en ausencia de dispositivos de comunicaciones operando. Las mediciones generadas por los equipos se recogen y analizan de forma centralizada donde, mediante un software, se puede determinar qué dispositivo(s) ha(n) detectado incrementos en la densidad de potencia de la radiación no ionizante e incluso existe la posibilidad de realizar una triangulación para determinar la ubicación de la causa de dichos incrementos. Con base en las pruebas de distancia realizadas, se estima que se pueden monitorear radios de aproximadamente 5 a 10 m.

En el campo tecnológico, el prototipo puede ser empleado en el control de emisiones de radiofrecuencia de equipos en la banda de los 900MHz de acuerdo a las reglamentaciones establecidas por el Ministerio de Comunicaciones mediante una estimación cuantitativa, por ejemplo para medir la calidad de la cobertura de redes de telefonía celular.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] AMAYA, Carlos y ARDILA, Norberto. Monitoreo de un sistema de calorimetría directa. Tesis de grado. Bucaramanga : 2006.
- [2] AGILENT. Fundamentals of RF and Microwave power measurements. USA, 2003. 52p.
- [3] ANALOG DEVICES. High speed design techniques. USA, 1996. 105p.
- [4] ANALOG DEVICES. LF to 2.5 GHz TruPwr™ Detector. AD8361, 2004. 24p.
- [5] ANALOG DEVICES. 50 Hz to 2.7 GHz 60 dB TruPwr™ Detector, 2004. 36p.
- [6] EVERARD, Jeremy. Fundamentals of RF circuit design. England: John Wiley & Sons. Ltda. 2001. 292 p.
- [7] FREESCALE SEMICONDUCTOR, PCB antenna, application note 2731. 26p.
- [8] HENAO, M.; HERNÁNDEZ, C.; HOYOS, G.; PABÓN, N. y VELÁSQUEZ, M... Educación superior: sociedad e investigación. Santafé de Bogotá: Colciencias-ASCUN, 2002. 408 p.
- [9] IEEE, “IEEE Standard for Electrothermic Power Meters” Std. 544, 1976. 20p
- [10] IEEE, “IEEE Standard application guide for Bolometric Power Meters” Std. 470, 1972.
- [11] MONTOSE, Mark. Printed circuit board design techniques for EMC compliance. USA: Wiley-interscience-IEEE, 2000. 298p.
- [12] REYES T., Oscar M. Estudio de la aplicación de microondas en operaciones de parcheo de pavimentos. Tesis de Maestría. Bucaramanga : Universidad Industrial de Santander, 2005. 123 p.
- [13] STRUZAK, Ryszard. *Radiopropagation basics*. Trieste: ICTP-ITU/BDT-URSI, 2005. 81 p.
- [14] Telecontrolli, Antenna design considerations, application note. 2p.
- [15] Linx, application note 00500. 7p.
- [16] Micrel. Antenna design tutorial, application note 23. 8p.
- [17] [fmujica@alum.mit.edu](mailto:fmujica@alum.mit.edu)
- [18] [www.analog.com/ent/subCat.html](http://www.analog.com/ent/subCat.html)
- [19] [www.cicomra.gov.ar](http://www.cicomra.gov.ar)
- [20] [www.maxim-inc.com](http://www.maxim-inc.com)
- [21] [www.national.com](http://www.national.com)

# ANEXOS

## ANEXO A MARCO DE REFERENCIA

En este apartado se presenta una recopilación de conceptos, principios básicos de propagación electromagnética, los diferentes métodos que existen para sensar su potencia, aplicaciones y normas que regulan la emisión de radiofrecuencias a nivel global y a nivel nacional. Con base en esta búsqueda bibliográfica, se fundamenta teóricamente el diseño e implementación del equipo detector PWR-915.

### ***A.1 ELECTROMAGNETISMO (EM) Y PRINCIPIOS BÁSICOS DE PROPAGACIÓN***

Como se sabe, un campo electromagnético (EM) es una distribución espacial de fuerzas que actúan en una carga eléctrica y que interactúa con la materia de la siguiente forma:

La componente eléctrica ( $\vec{E}$ ) interactúa con la carga eléctrica (fija o en movimiento).  
La componente magnética ( $\vec{H}$ ) interactúa sólo con cargas eléctricas en movimiento.

James Clerk Maxwell (1831-1879) creador y unificador de la teoría de la electricidad y el electromagnetismo, demostró que la luz es una onda electromagnética (OEM) y que todas las ondas electromagnéticas que se propagan a través de un medio lo hacen con la misma velocidad, la cual depende del dieléctrico y las propiedades magnéticas de dicho medio. Demostró también, que la OEM debe ser transversal. Así pues propuso cuatro ecuaciones, de las cuales dedujo otras propiedades de las ondas electromagnéticas:

- Determinó la relación entre la conductividad y la transparencia de un medio.
- Calculó la energía de los componentes eléctricos y magnéticos de las ondas electromagnéticas, y concluyó que la mitad de esta energía era eléctrica y la otra mitad magnética.
- En el caso de un rayo de luz polarizado en un plano, la onda eléctrica se propaga junto a la magnética dispuestas perpendicularmente entre sí.

En cuanto a la distribución del campo electromagnético, surgen dos conceptos: campo lejano y campo cercano. Se considera campo lejano la región del espacio donde la distribución del campo eléctrico y el campo magnético no tienen componentes en la dirección de propagación, una onda plana; y campo cercano la

región del espacio cercana al emisor donde la distribución de campo eléctrico y campo magnético no conforman una onda plana; es decir, la distribución de campo posee componentes en la dirección de propagación.

Existen varios modelos de propagación, y cada uno se ajusta de acuerdo a la aplicación, los diferentes entornos, las señales de interferencia, los diferentes mecanismos de propagación, rangos de frecuencia, etc. Algunos de ellos incluyen una variable asociada al comportamiento aleatorio (tiempo, temperatura, presión, etc.), la cual requiere de una aproximación probabilística. En el caso del espacio libre se tiene un modelo de propagación en el cual la potencia recibida por un receptor, en función de la potencia transmitida, la distancia, la ganancia de las antenas de transmisión y recepción; está dada por la ecuación [11]:

$$P_R = P_T * G_T * G_R * \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1)$$

Donde:

- $P_T$  = potencia transmitida (W).
- $d$  = distancia entre las antenas de  $T_x$  y  $R_x$  (m).
- $P_R$  = potencia recibida (W).
- $G_T$  = ganancia de potencia de la antena de transmisión.
- $G_R$  = ganancia de potencia de la antena de recepción.

La propagación de una onda electromagnética plana en un medio homogéneo sin pérdidas de absorción (vacío) puede desplazarse en todas las direcciones sin restricciones. Además, cuando se duplica la distancia la potencia recibida se reduce la cuarta parte; teniendo en cuenta que la ganancia de la antena varía con la frecuencia.

## ***A.2 RADIACIÓN NO IONIZANTE***

Existen dos tipos de radiación: la radiación ionizante y no ionizante, la primera es aquella que directamente produce alteraciones eléctricas, o ionización, en los materiales sobre los que actúa, dejándolos eléctricamente alterados. La radiación no ionizante está compuesta por ondas electromagnéticas que son producidas por el sol, y algunos elementos eléctricos y electrónicos; además se encuentra en las actividades que permiten obtener las comunicaciones, generar y transportar energía eléctrica y cocinar los alimentos (Tabla A.1).

Contrario a lo que sucede con la radiación ionizante, la exposición prolongada puede producir quemaduras, pero no modifica la composición interna de los átomos ya que no los ioniza.

Tabla A.1. Tipos de radiación no ionizante

NOMBRE DE LA ONDA	FUENTE QUE LA GENERA
Onda de radio	Radio AM, FM , celulares y antenas base.
Microondas	Horno microondas y radar
Infrarroja	Cuerpos calientes (seres vivos, estufas, motores, etc.), láseres y el Sol.
Visible	Fuentes artificiales de luz, Sol y algunos láseres
Ultravioleta	Sol

Fuente: [17]

Por ejemplo, en los enlaces de comunicaciones y los radares, se emplean las microondas; en ambos casos se tienen precauciones con la cercanía a la potencia de los enlaces, ya que de lo contrario se puede recibir quemaduras graves como si se estuviera dentro de un horno de microondas, sin embargo no existe un riesgo de radiación ionizante.

En el caso de los hornos de microondas, es importante que la cavidad esté completamente cerrada, ya que la fuga de radiación puede producir quemaduras. Cabe anotar que las microondas que generan los hornos dejan de producirse al cortarse la energía, por lo tanto no permanecen en la comida o en el interior del horno, es decir la comida preparada en hornos microondas no representa un riesgo de radiación.

La exposición a ondas de radio, como las producidas por antenas de radio, antenas de sistemas de celulares y las producidas por líneas de potencia eléctrica, pueden producir problemas de quemaduras si un sujeto se acerca a una distancia en la cual la potencia de la energía sea muy fuerte, por esta razón las antenas son altas para proteger al público general.

Estudios recientes en Gran Bretaña<sup>4</sup> sobre el uso de celulares, han demostrado que no existe relación en el uso de estos aparatos y daños biológicos. Sin embargo ese mismo estudio ha señalado que recomiendan restringir el uso prolongado de los celulares a niños, además de restringir su uso en hospitales por la posible interferencia a equipos sensibles.

Los láseres industriales, médicos y los portátiles usados como punteros, pueden generar graves daños en la piel si se dirigen directamente; vale recordar que algunos de ellos se usan como bisturís. Además se debe evitar que los láseres no sean apuntados a los ojos ya que su luz coherente es suficientemente poderosa para destruir las células del ojo.

<sup>4</sup> FERNANDEZ M. Fernando. Radiación no ionizante. [fmujica@alum.mit.edu](mailto:fmujica@alum.mit.edu)

Están catalogados en clases según el daño que puedan provocar, en relación a la potencia del láser:

**Clase 1:** No produce daños

**Clase 2:** Requiere protección para casos específicos

**Clase 3:** Puede producir daños oculares

**Clase 4:** Produce quemaduras en ojos y piel

Los efectos de la radiación no ionizante están ligados a quemaduras como se había mencionado anteriormente, y no tiene incidencia de tipo genético, ni se ha comprobado relación directa con algunos tipos de cáncer. La mayor parte de los efectos perjudiciales para la salud que pueden producirse por la exposición a campos de radiofrecuencia en este rango de frecuencias se asocian a calentamiento inducido, cuyo resultado es el aumento de la temperatura de un tejido, o del propio cuerpo superior a 1°C.

El calentamiento inducido en tejidos corporales puede provocar varias respuestas tanto fisiológicas como termoregulatorias, incluyendo una menor capacidad para realizar tareas tanto físicas como mentales debido al aumento de la temperatura corporal. Se han observado efectos similares en personas sometidas a estrés calorífico, como las que trabajan en ambientes muy calurosos o que padecen estados febriles prolongados. Del mismo modo, puede afectar al desarrollo del feto, se sabe que para que se puedan producir malformaciones en el nacimiento, es necesario que la temperatura del feto aumente entre 2°C y 3°C durante horas; además se ha encontrado que puede afectar la fertilidad en el hombre y favorecer la aparición de opacidades oculares (cataratas). La mayor parte de los estudios relativos a frecuencias superiores a 1 MHz se evaluaron los resultados de una exposición corta en el tiempo a una radiación de alta intensidad, exposición que no suele ocurrir en la vida diaria, en la que quizá la exposición es más larga, pero a una radiación de intensidad no tan alta.

### **A.2.1 Velocidad de Absorción Específica – SAR**

Es una medida de la velocidad de la energía absorbida por unidad de masa. Se expresa en Watts por kilogramo (W/kg.).

$$SAR_{\text{máx}} = 4 \text{ W/kg para cuerpo entero (30 minutos - 1°C) (2)}$$

La ecuación anterior  $SAR_{\text{máx}} = 4 \text{ W/kg para cuerpo entero (30 minutos - 1°C) (2)}$ , establece que los valores del SAR no sean superiores a 4 W/kg. (Estos valores están estandarizados de acuerdo a la región y rango de frecuencia como lo muestra la Tabla A.2); por encima de este umbral se producen efectos perjudiciales para la salud en las personas que se exponen a radiaciones de estas frecuencias, ya que la profundidad de penetración en el tejido depende de la frecuencia del campo y crece conforme decrece la frecuencia de la radiación.

Depende asimismo de las propiedades del tejido:

- La **composición dieléctrica** del tejido en cuestión. Por ejemplo, los huesos, con menor contenido en agua, absorben menor parte de la energía que los músculos.
- El **Tamaño del tejido** en relación a la longitud de onda de la radiación a la que es expuesto.
- La **forma**, la **geometría** y la **orientación del tejido** con respecto a la radiación.

En particular, los campos de RF entre 1MHz y 10 GHz (banda en la cual se encuentra la telefonía celular, los PCS y las microondas terrestres), al contrario de lo que ocurre con las de frecuencia superior a 10 GHz, penetran en los tejidos expuestos, y producen un calentamiento de los mismos debido a la absorción energética de la señal.

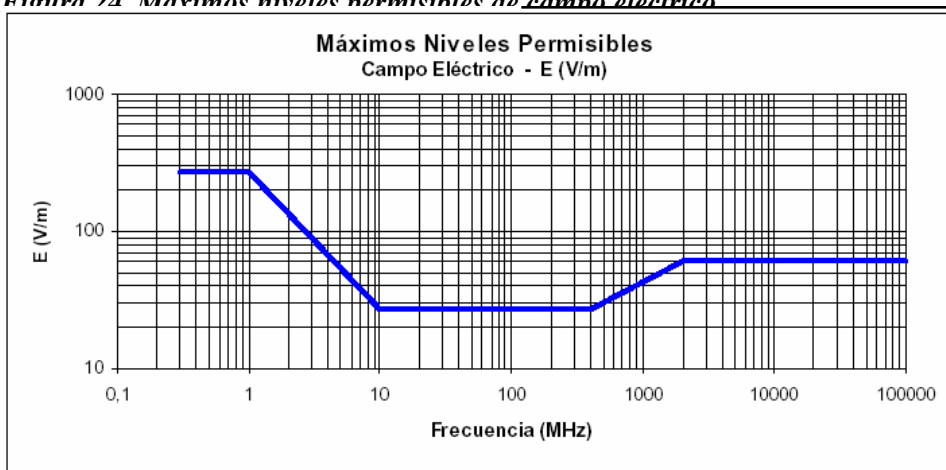
**Tabla A.2. Valores estándar de velocidad de absorción específica en el cuerpo humano.**

Región de aplicación		ICNIRP	Unión Europea	Europa	EEUU
Rango de frecuencia		100 kHz - 10 GHz	10 MHz - 10 GHz	10 kHz - 300 GHz	100 kHz - 6 GHz
SAR (W/kg)	Cuerpo Entero	0,4	0,4	0,4	0,4
	Medio	0,08	0,08	0,08	0,08
	Cabeza y tronco	10	10	10	8
	Localizado	2	2	2	1,6
	Miembros Localizado	20	20	20	20
	Localizado	4	4	4	4

Ocupacional ■  
 Poblacional ■

Fuente: [19]

**Figura 24. Máximos niveles permisibles de campo eléctrico**

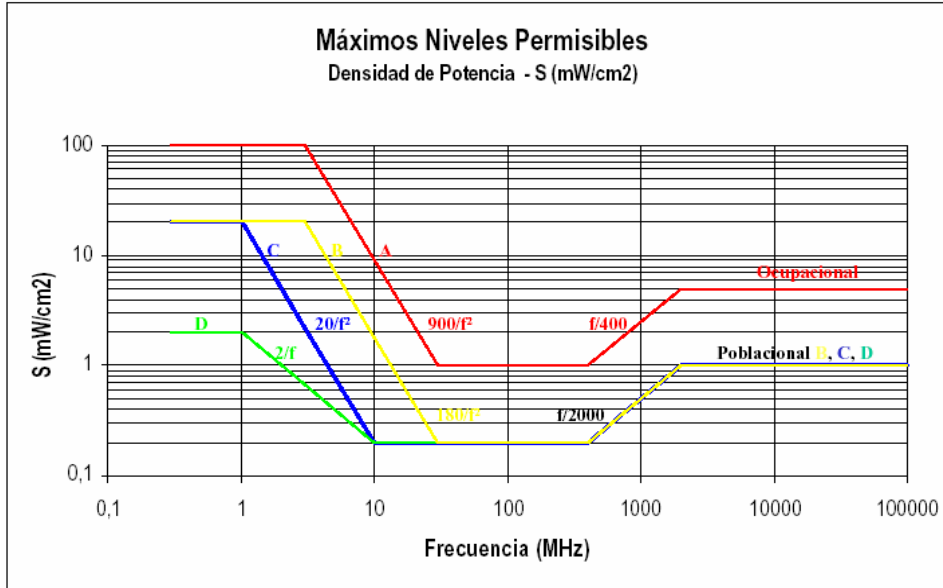


Fuente: [19]

Además, se debe tener en cuenta las regulaciones acerca de los máximos niveles permisibles de campo eléctrico (Figura 24) y densidad de potencia (Figura 25),

descrito en el manual de estándares de seguridad para la exposición a radiofrecuencias comprendidas entre los 100kHz y 300GHz.

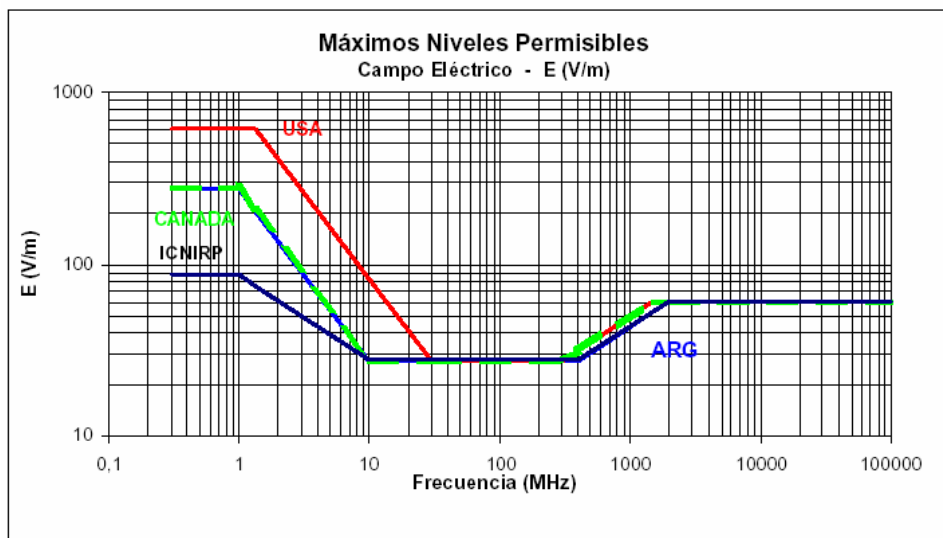
**Figura 25. Máximos niveles permisibles de densidad de potencia**



Fuente: [19]

Las regulaciones cambian de acuerdo a la región, en la Tabla A.2 se confrontan las curvas de los máximos niveles permisibles de campo eléctrico en Canadá, USA, Argentina y el ICNIRP; siendo la norma estadounidense la más “tolerante” a la intensidad de exposición en frecuencias por debajo de los 30MHz; para frecuencias superiores las normas convergen en promedio a los mismos puntos.

**Figura 26. Comparación de normas**



Fuente: [19]

Para evaluar el cumplimiento de estas normas se emplean instrumentos de medida. Estos instrumentos se pueden clasificar en dos grupos: de banda ancha, que consta de un medidor y una sonda detectora, ya sea de campo eléctrico E o campo magnético H; y los de banda angosta que emplean medidores de campo junto a antenas calibradas o analizadores de espectro y antenas calibradas.

En el territorio nacional, el decreto 195 del 31 de enero del 2005 estipula los límites máximos de exposición según la frecuencia de operación y el tipo de exposición: ocupacional o público en general (Tabla A.3).

**Tabla A.3. Límites de exposición según la frecuencia de operación**

Tipo de exposición	Gama de frecuencias	Intensidad de campo eléctrico E (V/m)	Intensidad de campo magnético H (V/m)	Densidad de potencia de onda plana equivalente, S (W/m <sup>2</sup> )
<b>Ocupacional</b>	9 - 65 KHz	610	24,4	-
	0,065 - 1 MHz	610	1,6/f	-
	1-10 MHz	610/f	1,6/f	-
	10 - 400 MHz	61	0,16	10
	400 - 2.000 MHz	3 f <sup>A/2</sup>	0,008 f <sup>A/2</sup>	f/40
	2 - 300 GHz	137	0.36	50
<b>Público en general</b>	9 - 150 KHz	87	5	-< f /o:p>
	0,15 - 1 MHz	87	0,73/f	-
	1-10 MHz	87/f <sup>A/2</sup>	0,73/f	-
	10 - 400 MHz	28	0,073	2
	400 - 2.000 MHz	1,375 f <sup>A/2</sup>	0,0037 f <sup>A/2</sup>	f/ 200
	2 - 300 GHz	61	0,16	10

### A.3 MEDICIÓN DE POTENCIA DE OEM<sup>5</sup>

Desde que se comenzó a diseñar y desarrollar aplicaciones sistemas de radiofrecuencia y sistemas de microondas, ha sido necesario determinar el nivel de salida; y en este caso en particular el equipo prototipo PWR-915 debe ser diseñado para responder ante los niveles de densidad de potencia electromagnética correspondientes a: (1) la cercanía a una fuente de radiación (teléfono celular), (2) entrada de una llamada y por último (3) salida de una llamada realizada con un teléfono celular que opera en la banda de los 900MHz.

Algunas técnicas han sido relevadas por otras más sofisticadas; por ejemplo la invención del klystron a finales de 1930 empleaba tubos de potencia de microondas,

<sup>5</sup> Ondas electromagnéticas.

esta técnica fue adecuada para indicar cualquier cambio dentro de la cavidad y dar una medida basta de los cambios en el nivel de potencia.

Las primeras mediciones de señales de sistemas de alta potencia fueron acoplados por arreglos que “absorben” la potencia del sistema con una clase de terminal que censa el aumento de calor en el tiempo; una aplicación de este estilo fue empleada en sistemas de radar de alta potencia con los calorímetros de flujo, que eran fabricados en un vaso o tubo dieléctrico de pocas pérdidas a través de una guía de onda indirecta a un ángulo pequeño, ya que el agua es un excelente absorbente de la energía de las microondas, la potencia a medir era solamente una medida del aumento de calor del agua desde el inicio hasta el final de la medición.

En los años de 1950 a 1960, el coaxial y el termistor fueron la tecnología de “trabajo pesado”.

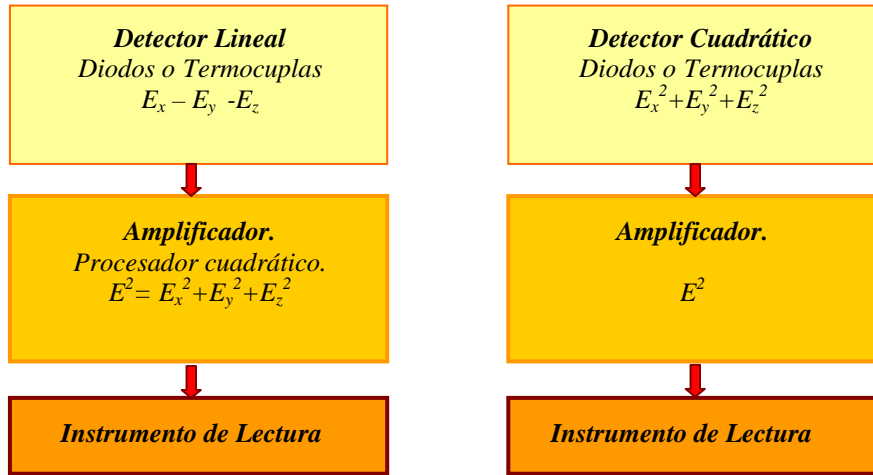
Hoy en día gracias al desarrollo de la electrónica se tienen diversidad de métodos e instrumentos para censar potencia en sistemas de radiofrecuencia y microondas; los elementos más frecuentes son: el termistor, la termocupla, el diodo detector y la antena.

### **A.3.1 Métodos para medir potencia**

La técnica general para medir potencia promedio es vincular apropiadamente el sensor calibrado al puerto de la línea transmisión el cual medirá la potencia hasta el momento desconocida; la Figura 27 muestra dos diagramas de bloques, donde básicamente se tiene una fase de detección (detectores de tipo lineal o de tipo cuadrático), una fase amplificadora (procesador cuadrático o amplificador), y por último un medidor o instrumento de lectura.

Los errores presentados en uno y otro modelo, están dados por el tipo de detector que se utilice. Tanto en el detector lineal como en el cuadrático se presentan errores en la respuesta en frecuencia y la anisotropicidad; pero el detector de tipo lineal presenta además errores de linealidad.

La operación de calibrar el “cero” del sistema de medición, se realiza sin entrada de potencia RF a el sensor y el medidor puesto en cero, luego se enciende la fuente de potencia y el sensor responde al nivel de entrada enviando una señal al medidor, registrándose una nueva lectura.

**Figura 27. Métodos para medir potencia promedio de señales RF y microondas**

Fuente: [19]

**a) Fase de detección**

En el caso ideal como el planteado en el apartado anterior, el sensor “absorbe” toda la potencia que le incide, pero en la experiencia no lo es así, existen dos categorías de comportamiento no ideal:

- **Diferencia entre las características de la impedancia de la fuente de RF y la impedancia de entrada del sensor**, es decir que parte de la potencia que incide en el sensor es reflejada de nuevo al generador en lugar de disiparse en el sensor. La relación entre la potencia incidente  $P_i$ , la potencia reflejada  $P_r$ , y la potencia disipada  $P_d$  esta dada por la siguiente ecuación:

$$P_i = P_r + P_d \quad (3)$$

Donde la potencia incidente y la potencia reflejada están relacionadas para cada sensor en particular por el coeficiente de reflexión  $\rho_l$ :

$$P_r = \rho_l^2 \times P_i \quad (4)$$

La especificación de la magnitud del coeficiente de reflexión es muy importante para un sensor de potencia ya que el desconocimiento de esta contribuye a la principal fuente de error. En el caso ideal el coeficiente de reflexión es cero, no hay desigualdad; para la mayoría de las aplicaciones se emplean sensores con coeficientes entre el 0.05 y el 5 por ciento, pero un coeficiente alrededor del 50 por ciento no es conveniente debido al amplio margen de incertidumbre como consecuencia de esta diferencia.

- **Potencia disipada en los elementos del sensor**, este efecto es conocido como la “eficiencia eficaz del sensor”; un valor de 1 ó del 100% significa que absolutamente toda la potencia entregada a la unidad sensora es absorbida por el elemento sensor y el medidor, la potencia no se disipa en conductores, paredes u otros componentes del sensor.

La especificación que más se tiene en cuenta al momento de escoger un sensor de potencia es el factor de calibración,  $K_b$ . Este factor es una combinación entre el coeficiente de reflexión y la eficiencia eficaz, como lo indica la expresión:

$$K_b = \eta_e (1 - \rho_l^2) \quad (5)$$

Es decir, si un sensor tiene un  $K_b$  de 0.9, la potencia medida puede generalmente indicar un nivel de potencia que es el 10% menor del nivel de potencia incidente  $P_i$ .

Los sensores modernos son calibrados de fábrica y llevan una carta de calibración o tienen datos de corrección grabados en una EEPROM; entonces los medidores de potencia corrigen las lecturas indicadas como bajas colocando un factor que es definido por el usuario ya sea a través de un teclado o una GPIB en los medidores digitales; este factor de calibración corregido no es capaz de eliminar el efecto total del coeficiente de reflexión debido a la desconocida relación de fase entre la fuente y el sensor.

### Tipos de sensores

#### ***Termistor***

Los sensores bolométricos, especialmente los termistores, se han convertido durante años en el instrumento de medición de potencia de microondas y señales RF; aunque últimamente se ha empleado con más frecuencia la termocupla y técnicas con diodos han abarcado la mayoría de estas aplicaciones debido a el incremento de sensibilidad, los rangos dinámicos más anchos, y capacidades más altas de potencia. En la actualidad se consideran aún los termistores como una opción para transferir cantidades de potencia estándar debido a su capacidad de sustitución de potencia DC.

Un termistor usado para medir potencia RF es una pequeña “gota” de óxido de metal, normalmente de 0.4mm de diámetro con alambres de conducción de 0.03mm de diámetro. Las características de resistencia en función de la potencia son no lineales, y varían considerablemente de un termistor a otro; por ello se utilizan técnicas de puentes balanceados para mantener constante la resistencia termistor.

El funcionamiento de este detector se realiza de la siguiente manera: el termistor disipa la potencia de RF, hecho que tiende que la resistencia del termistor baje, las *bias* de potencia son separadas en igual proporción para balancear el puente y mantener el mismo valor de resistencia. El decremento en las *bias* de potencia debe ser proporcional al incremento de la potencia RF y que es mostrado en el instrumento de lectura.

Los elementos que conforman el sensor termistor están montados en una estructura coaxial o guía de onda, además son compatibles con los sistemas de transmisión que utilizan microondas y radiofrecuencias. El termistor y su montura deben ser diseñados para satisfacer los más importantes requerimientos como lo es captar la mayor parte de potencia incidente sobre la montura como sea posible.

Primero, el sensor debe presentar una buena impedancia que se acople con la línea de transmisión sobre el rango de frecuencia especificado; debe tener también baja resistencia y pérdidas dieléctricas junto con la montura ya que solamente la potencia que es disipada en el termistor puede ser registrada en el instrumento de lectura. Además, el diseño mecánico debe proporcionar aislamiento de un choque térmico o físico y debe guardar de pequeñas fugas de potencia en la montura. El blindaje es muy importante para prevenir que una “extraña” potencia RF entre a la montura. Los termistores modernos tienen una compensación adicional para corregir las variaciones de la temperatura ambiente, es decir, están regulados en sus características de temperatura-resistencia. La montura del termistor está diseñada para mantener aislado eléctricamente el detector del compensador.

### ***Termocupla***

La termocupla fue introducida en el mercado en 1974 y desde entonces han sido una opción para censar potencia RF y microondas; dos razones principales para elegirla son la alta sensibilidad que presenta en comparación con la del termistor y posee la característica inherente de detección cuadrática (la potencia de entrada RF es proporcional al voltaje DC a la salida).

La termocupla es un sensor cuyo principio físico de funcionamiento es el calor; este detector es bueno promediando y es recomendado para todo tipo de señal desde una señal continua o una modulada digitalmente en fase. De hecho, la termocupla es más robusta que el termistor, ya que tiene un nivel de medida de potencia por debajo de  $0.3 \mu\text{W}$  (0.30dBm, escala completa), y la incertidumbre en la medida es mucho menor debido a que posee una mejor relación de onda estacionaria (SWR).

Está compuesta de dos metales distintos que generan una tensión debido a la diferencia de calor y frío en la unión de los dos metales. Una unión del metal es expuesta al calor y la otra no, si el lazo se cierra un flujo de corriente circula a lo largo de las dos uniones; si el lazo se rompe y se coloca un voltímetro se puede medir el campo electromagnético neto presente en el circuito.

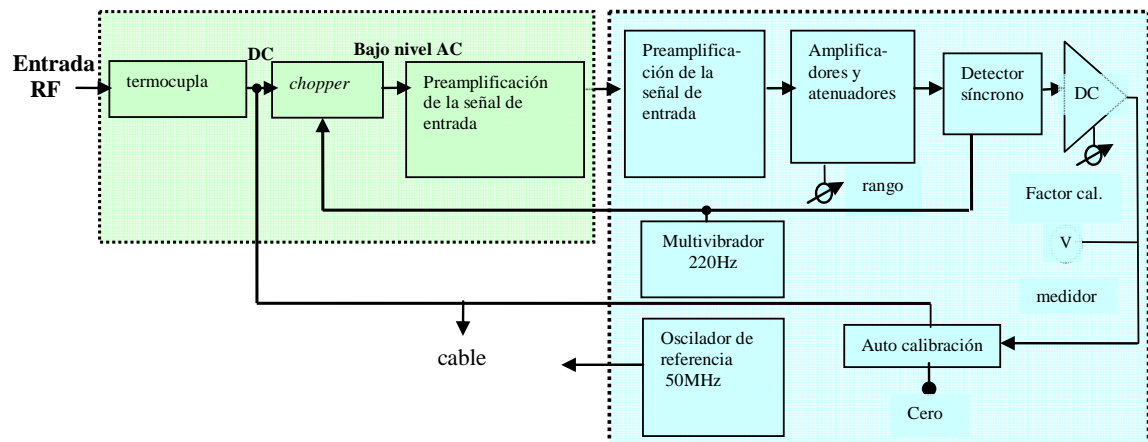
Las primeras termocuplas diseñadas para censar potencia RF emplearon para su fabricación metal de bismuto y antimonio. La unión se calienta en presencia de energía de radiofrecuencia, esta energía es disipada en una resistencia construida de los metales que constituyen la unión, la cual debe producir un cambio notable de temperatura para el mínimo valor de potencia detectado y medido por el instrumento de lectura. Las termocuplas modernas se encuentran disponibles en circuitos integrados y hechos de silicona, donde el principal elemento estructural es el marco de silicona tipo p, el cual soporta un tejido delgado de silicona tipo n.

Las termocuplas con salida DC tienen niveles muy bajos de tensión (aproximadamente 160nV para un  $1 \mu\text{W}$  de potencia a la entrada), y esto dificulta la

transmisión habitual de conexión por cable y más aún si desea un tramo relativamente largo (85m o más) entre el sensor y el instrumento de medida. Para dar solución a esta situación se implementa un amplificador AC dentro del sensor de potencia para así tener relativamente niveles altos de tensión en el cable.

Una forma práctica de manejar estos pequeños voltajes es “cortarlos” y formar una onda cuadrada que es amplificada con un sistema acoplado AC; después de amplificarse (ya sea en el sensor o el medidor) la señal está sincronizada y colocada como una señal AC de alto nivel, esto produce una señal DC de alto nivel que después de ser procesada se tiene nuevamente como resultado el valor de la medición (el diseño del sensor y el medidor se visualiza en el diagrama de bloques de la Figura 28).

**Figura 28. Diagrama de bloques de un sensor termocupla y un medidor de potencia**



Fuente: [2]

Debido a la habilidad propia del sensor en cuanto a su característica de detección cuadrática, la termocupla será siempre una buena alternativa para el manejo de señales con modulación compleja o múltiples tonos; siempre responden con el valor de la potencia promedio de una señal o múltiples señales; y además poseen la ventaja de ser robustas, estables y fiables en sus mediciones.

### **Diodo**

Durante largo tiempo los diodos rectificadores han sido empleados como detectores y medidores relativos de potencia en frecuencias de microondas. Los primeros diodos fueron usados principalmente para detección de envolvente y como componente de un mezclador no lineal en un receptor superheterodino. Para mediciones más precisas de potencia, la tecnología de diodo ha sido limitada a radiofrecuencias y bajas frecuencias de las microondas.

En los sistemas y aplicaciones que operan a altas frecuencias generalmente es necesario detectar la potencia de las señales que emite y/o recibe. Este proceso

habitualmente se realiza empleando un diodo detector, cuyo criterio de selección está sujeto a la sensibilidad requerida por la aplicación ya que es moderada.

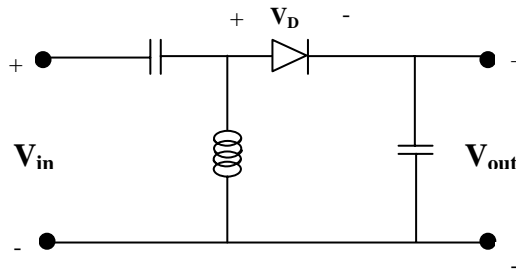
Pueden trabajar en uno de los dos modos que operan dependiendo de las características de las señales a censar:

- Ley cuadrática:  $V_{out} \propto P_{in}$  se emplea en la detección de baja potencia en un rango de -20 a -50 dBm.
- Modo lineal para la demodulación Am:  $V_{out} \propto V_{in}$  para niveles de potencia alrededor de los -15 dBm.

Asimismo, para detectar bajos niveles de potencia frecuentemente se utiliza un detector coherente como entrada a un analizador de espectro o a un receptor superheterodino.

La estructura básica de un diodo detector (Figura 29) consta de: un inductor (retorno DC), un diodo y una carga capacitiva.

**Figura 29. Circuito de un diodo detector**



Fuente: [6]

El voltaje aproximado del diodo con una tensión RF después de que la señal ha pasado al estado estable, se puede expresar como:

$$V_D = V_{in} \cos(\omega t) - V_o \quad (6)$$

Bajo la misma condición de estabilidad e ignorando los términos AC la corriente RF de entrada es igual a 0, matemáticamente se tiene la ecuación:

$$I = I_0 \left( -\frac{V_0}{V_T} + \frac{V_0^2}{2V_T^2} + \frac{V_{in}^2}{4V_T^2} \right) = 0 \quad (7)$$

A temperatura ambiente  $\frac{1}{V_T} = 40$ , entonces:

$$I_0 (-40V_0 + 800V_0^2 + 400V_{in}^2) = 0 \equiv I_0 (-V_0 + 20V_0^2 + 10V_{in}^2) = 0 \quad (8)$$

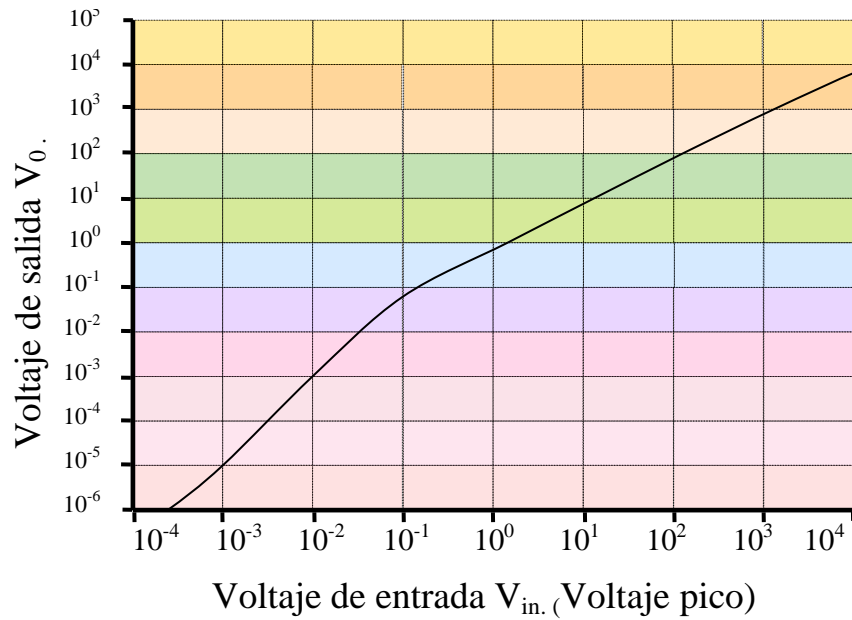
Para bajos niveles de potencia se simplifica la expresión a:

$$V_0 = 10V_{in}^2 \quad (9)$$

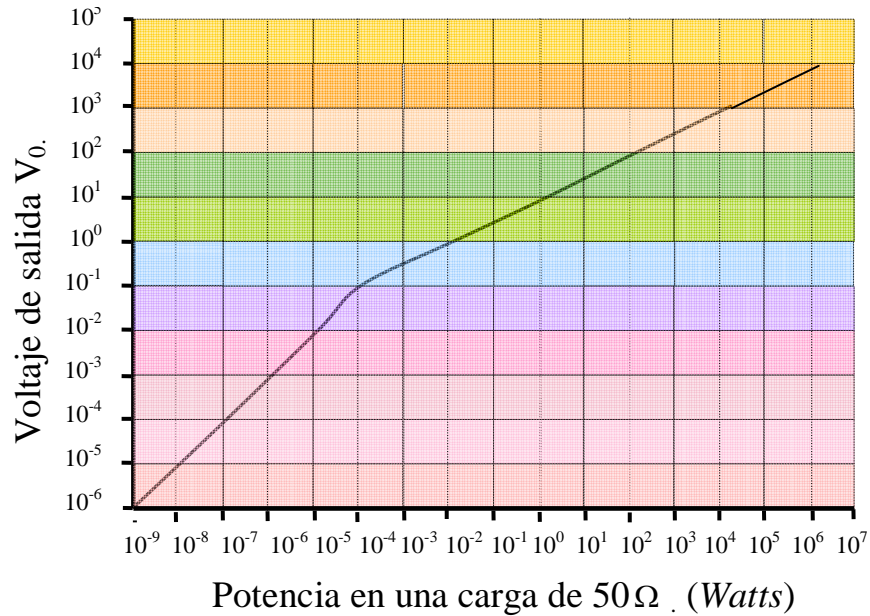
El comportamiento de  $V_0$  a medida que se incrementa  $V_{in}$  (incluyendo los efectos de alto orden) se muestra en la Figura 30. De igual forma con la ecuación (10) se puede expresar el comportamiento del voltaje de salida en función de la potencia vista en una carga de  $50\Omega$  (Figura 31):

$$P = \frac{V_{in}^2}{100} \quad (10)$$

**Figura 30.  $V_{in}$  vs  $V_0$  para un diodo detector**



Fuente: [6]

**Figura 31. Potencia contra voltaje en un diodo detector**

Fuente:[6]

En la Figura 31 se puede observar el comportamiento cuadrático del detector:

$$V_0 \propto V_{in}^2 \quad (11)$$

Para valores por encima de 30mV pico a la entrada y potencia de entrada alrededor de -15dBm la curva tiende a comportarse linealmente:

$$V_0 \propto V_{in} \quad (12)$$

Los diodos detectores tienen una limitada sensibilidad debido al modelado cuadrático y esta es la diferencia con respecto a un detector coherente donde el nivel de la señal de salida rastrea el nivel de la señal de entrada. La sensibilidad al ruido está definida en términos de la sensibilidad tangencial, que originalmente fue definida como el punto donde el nivel de la señal es igual al valor pico del nivel de ruido observado en un osciloscopio.

El ruido en el circuito del diodo es independiente de la técnica y construcción del diodo, pero contiene los componentes de ruido de tipo térmico y de disparo.

### **b) Fase de Procesamiento y amplificación de la señal RF**

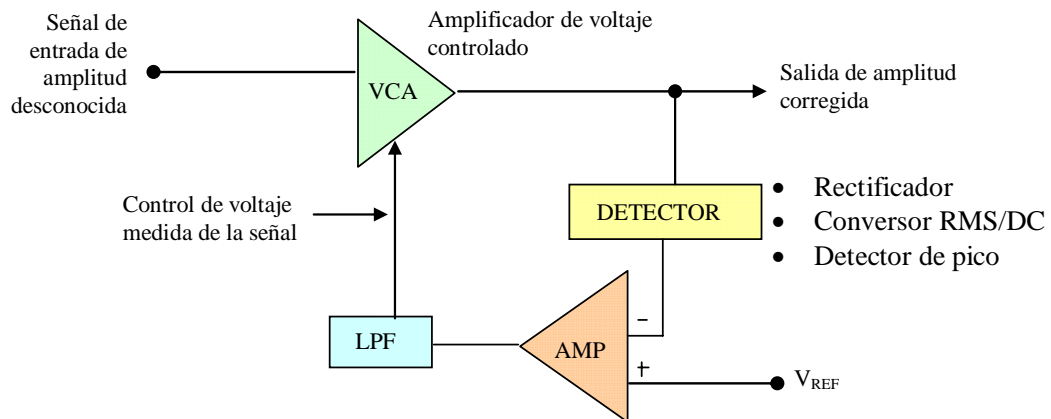
Control de ganancia automática (AGC) y amplificador de voltaje controlado (VCA)

En sistemas de radio por ejemplo, la energía emitida tiene variabilidad en la dirección de propagación lo que implica un amplio rango dinámico lo que requiere una compresión de rango dinámico en el receptor ya que en este caso la información se encuentra en la envolvente de la señal modulada. Algunos tipos de control de ganancia (AGC) son generalmente utilizados en el receptor para restaurar la amplitud de la señal portadora o señal recibida y alguna normalización del nivel de referencia en presencia de largas fluctuaciones a la entrada.

Los circuitos AGC son compresores de rango dinámico que responden con algún parámetro de la señal recibida, y que frecuentemente es la amplitud media adquirida sobre un intervalo de tiempo correspondiente a varios períodos de la señal. De igual manera requieren tiempo para ajustar las variaciones de nivel de la señal recibida, el tiempo necesario para responder a un rápido incremento del nivel de la señal puede ser reducido empleando métodos de detección de pico, pero con algunas pérdidas debido a la poca robustez ya que los picos de ruido transitorio pueden activar también los circuitos AGC. El filtrado no lineal y el concepto de “AGC retardado” puede ser utilizado para los sistemas AGC, en la se muestra un sistema básico.

En la figura se observa que los sistemas AGC tienen 2 salidas; la salida obvia que es la amplitud estabilizada de la señal y la otra salida que corresponde al control de voltaje del VCA (amplificador de voltaje controlado), la que es en realidad, una medida de la amplitud promedio de la señal de entrada. Si el sistema está precisamente escalado, el control de voltaje puede ser usado como una medida de la señal de entrada, algunas veces referido como un medidor de potencia de la señal recibida (RSSI) [2].

**Figura 32. Sistema de control de ganancia automática**



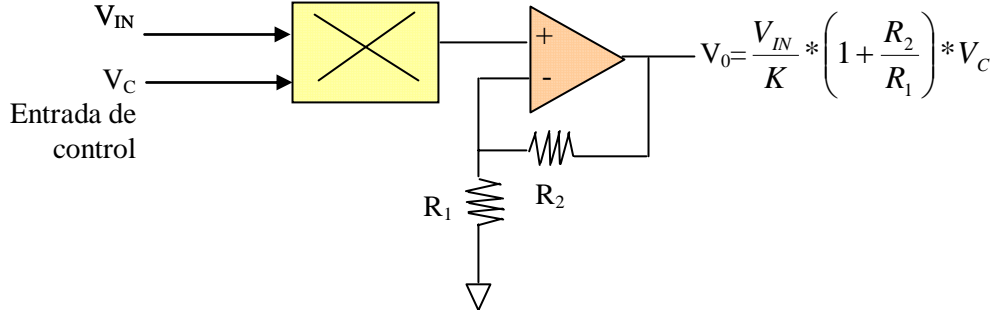
Fuente: [2]

### Amplificador de voltaje controlado

Un multiplicador análogo puede ser usado como un amplificador de ganancia variable como lo muestra la Figura 33. El voltaje de control es aplicado a una entrada, y la señal a otra. En esta configuración la ganancia es directamente proporcional al voltaje

de control. Muchos VCAs son hechos con multiplicadores analógicos cuya ganancia es lineal en volts con respecto al voltaje de control.

**Figura 33. Amplificador de voltaje controlado**



## A.4 CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE ANTENAS

Como se sabe, una antena de radiofrecuencia está definida como un componente que facilita la transferencia y recepción de una onda guiada en el espacio libre. Funcionalmente, una antena es esencialmente un transductor que convierte corrientes alternantes en campos electromagnéticos o viceversa, siendo las características electromagnéticas de una antena de transmisión equivalentes a las de una antena de recepción idéntica en forma y orientación (teorema de reciprocidad de antenas, [16]).

En cuanto al modelo de radiación, éste es propio y único de cada antena. Estos modelos son deducidos teóricamente asumiendo una distribución uniforme de corriente sinusoidal en la antena que está ubicada en el espacio libre alejada de otros objetos y referencia; todas estas consideraciones varían del modelo real.

En la práctica una antena irradia energía electromagnética eficientemente en ciertas direcciones y escasamente en otras; siendo los puntos de mayor eficiencia llamados picos y las áreas donde no tiene fuerza el campo llamados nulos. Dependiendo del tipo de aplicación será ventajoso tener un desempeño equitativo de la antena en todas las direcciones, entonces un estilo de antena con un modelo de radiación omnidireccional como la antena de tipo *whip* se adecúa mejor, pero si se necesita cumplir con características de direccionalidad un estilo de antena como la *Yagi* se puede escoger como alternativa.

Algunos conceptos básicos como: polarización, sintonía, ganancia y eficiencia permiten comprender el desempeño de las diferentes clases de antenas. La polarización se refiere a la orientación de las líneas de flujo en un campo electromagnético; es decir cuando una antena está orientada horizontalmente con respecto a tierra se dice que está polarizada horizontalmente, de la misma manera si está perpendicular respecto a tierra está polarizada verticalmente. Si la antena

transmisora y la receptora no tienen la misma orientación, una cierta cantidad de potencia se perdería y no se obtendría una máxima respuesta en la polarización efectiva de la antena.

La sintonía es el proceso mediante el cual el punto de resonancia es ajustado y generalmente se realiza adecuando el tamaño de la antena; en varios casos, inductancias y capacitancias externas pueden ser empleadas para adecuar y lograr la resonancia, aunque el costo de implementar estos elementos son las pérdidas que se introducen al sistema, lo que quiere decir que un excelente ajuste y sintonía de la antena representan eficiencia de propagación.

La ganancia de la antena es la potencia de radiación efectiva comparada con la potencia de radiación efectiva de la antena de referencia. En cuanto a la eficiencia, no toda la potencia generada por la antena es irradiada al espacio; parte de esa potencia es disipada por la antena y otro poco es inmediatamente absorbida por materiales circundantes. Por ello se habla de tres clases de potencia: potencia directa, reflejada y neta.

La potencia directa es la potencia originalmente aplicada a la entrada de la antena; la potencia reflejada es una porción de la potencia directa reflejada en el amplificador debido a desajustes en el puerto de la antena y por último la potencia neta es la potencia aplicada a la antena que corresponde a la potencia radiada efectiva y se calcula evaluando la diferencia entre los valores de la potencia directa actual y la potencia reflejada.

En el caso del equipo prototipo que es un sistema inalámbrico de baja potencia, se requiere el diseño de una buena antena para garantizar un óptimo desempeño; sin una antena no es posible captar la potencia proveniente de las fuentes de radiación de los sistemas celulares, e indiscutiblemente es el elemento más difícil de diseñar y optimizar; además su desempeño depende de variables como la constante dieléctrica, la cercanía a otros elementos, propiedades de los materiales, entre otras [14]. Los tipos de antenas más usuales y sus principales características se describen y comparan para determinar la más apropiada para el diseño final.

#### **A.4.1 Tipos de antenas**

##### **a) ANTENA WHIP**

La antena *whip* es la más empleada en sistemas inalámbricos de baja potencia en especial en sistemas donde la frecuencia es importante, además de tener un diseño sencillo, fácil de sintonizar, con buen desempeño y estabilidad. Esta antena (Figura 34) es de un cuarto o de media longitud de onda de alambre o vara recta conectada directamente al *pin* de transmisión y/o recepción. El tamaño de la antena está relacionado con la longitud de onda y determinado por dos factores: la frecuencia de operación y la velocidad de propagación, siendo el primero el que define el largo de la antena como se muestra en la siguiente expresión:

$$(13) L_{(cm)} = 7500 / freq(Mhz)$$

Es decir, a la frecuencia que trabaja el prototipo (900 MHz) el tamaño de la antena debería ser de 8,3 cm de largo.

**Figura 34. Antena whip**

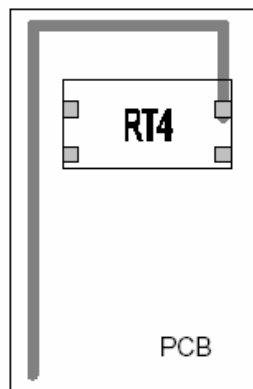


Fuente: [15]

La ecuación (13) es un punto de referencia para el diseñador ya que el tamaño de la antena puede variar: disminuir si la antena es demasiado ancha o tiene algún tipo de revestimiento o aumentar si el plano de tierra es muy pequeño (en el caso de la sintonización se necesitan unos ligeros cambios de longitud).

Una antena *whip* puede trazarse sobre un PCB (Figura 35), y su tamaño es un 10% a un 20% menor al calculado dependiendo del dieléctrico y el grosor de la tarjeta. Si el dispositivo es portátil la antena puede ser más corta para compensar el efecto de la mano. Además se debe apartar la antena de tierra u otra circuitería por lo menos 5mm o más.

**Figura 35. Trazo de una antena whip sobre PCB**



Fuente: [14]

## **b) ANTENA HELICOIDAL**

Una antena helicoidal es un alambre en forma de espiral construido con acero, cobre o latón (Figura 36) que puede ser encapsulado en una montura. Este tipo de antena reduce el tamaño físico de la antena pero no su precio. Debido a que tiene un alto factor  $Q$  implica un ancho de banda muy estrecho y el espaciamiento de los espirales tiene un efecto marcado en el desempeño de la antena, además de ser propensa a perder rápidamente sintonía especialmente en proximidad a objetos incluyendo la mano por ello no es recomendada en dispositivos de uso portátil por lo cual no se ajusta a la principal exigencia del equipo que es la portabilidad.

En cuanto al diseño y construcción, es decir, determinar el número de vueltas del alambre que depende del calibre, el diámetro del rollo y el espaciamiento entre ellas; empíricamente es posible definirlo simplemente tomando una cantidad excesiva de alambre probar e ir recortando hasta sintonizar a la frecuencia deseada, pero si se desea una sintonía más exacta se expande o se comprime el largo del rollo hasta obtener una óptima respuesta del dispositivo. En general, este tipo de antena tiene un buen desempeño en aplicaciones que trabajan a bajas frecuencias o equipos donde el tamaño de la antena es importante.

**Figura 36. Estructura física de una antena helicoidal**



Fuente: [15]

### c) ANTENA DE LAZO

La antena de lazo (Figura 37) se utiliza en aplicaciones de bajo costo especialmente donde la facilidad de construcción es requerida. En el caso de una antena de lazo en PCB (Figura 38) es un trazo donde un extremo es conectado a tierra y el otro extremo al pin de transmisión/recepción a través de un capacitor, el cual es empleado para sintonizar y acoplar la antena. La antena de lazo es de difícil sintonización y ajuste además de ser sensible a cambios en el *layout* o en la constante dieléctrica del sustrato; asimismo un inapropiado diseño puede generar en un alto SWR (relación de onda estacionaria) en la frecuencia diseñada lo que puede producir inestabilidad.

La ventaja es la robustez ya que no pierde sintonía tan fácil como la antena helicoidal, ni siquiera por efecto de las manos; además no depende de un plano de tierra por esta razón estas antenas son muy comunes en transmisores portátiles como en puertas eléctricas de garaje, alarma de carros, etc.

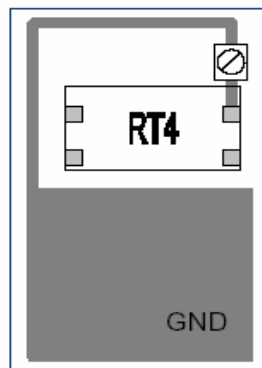
**Figura 37. Antena de lazo**



Fuente: [15]

Cuando se diseña una antena de lazo debe realizarse lo más larga posible porque el tamaño está directamente relacionado con la ganancia, es decir, una antena corta tiene una ganancia muy pequeña y un ancho de banda estrecho, lo que dificulta la sintonía que eventualmente se mejora colocando un capacitor fijo o variable.

**Figura 38. Trazo de una antena de lazo sobre PCB**



Fuente: [14]

## ANEXO B

# CÓDIGO FUENTE DEL PIC12F675

```

RADIX    HEX
LIST     P=PIC12F675
include <p12f675.inc>
__config _INTRC_OSC_NOCLKOUT & _WDT_OFF & _PWRTE_OFF & _MCLRE_OFF
errorlevel    -302
*****
#Define      LED1ON      BSF      GPIO,2
#Define      LED1OFF BCF      GPIO,2
#Define      LED2ON      BSF      GPIO,1
#Define      LED2OFF BCF      GPIO,1
#Define      LED3ON      BSF      GPIO,0
#Define      LED3OFF BCF      GPIO,0
#Define      PWON        BCF      GPIO,5
#Define      PWOFF       BSF      GPIO,5
#Define      BANCO1     BSF      STATUS,RP0
#Define      BANCO0     BCF      STATUS,RP0

*****
LO          equ          0
MID         equ          1
HI          equ          2
RMS         equ          4
PDN         equ          5
*****
                CBLOCK    20H

                MS
                RETAR
                CONREGH
                CONREGL
                VAR1
                VECES

                ENDC
*****
                ORG          00
                GOTO        START
*****
                ORG          04
INTERR       DECFSZ    VECES,F
                GOTO        REIT
                MOVLW      .200
                MOVWF      VECES
                LED3ON
                CALL        MILIS50
                LED3OFF
REIT         BCF        INTCON, T0IF
                RETFIE
*****
START        BANCO1
                MOVLW      B'11011000'
                MOVWF      TRISIO
                MOVLW      B'01011000'
                MOVWF      ANSEL
                CALL        3FFH
                MOVWF      OSCCAL
                MOVLW      B'01010111'
                MOVWF      OPTION_REG
                MOVLW      B'00000000'
                MOVWF      IOCB
                BANCO0
                MOVLW      07H

```

```

MOVWF CMCON
CLRF GPIO
MOVLW B'00001100'
MOVWF ADCON0
PWOFF
CALL MILIS50
CLRF CONREGH
CLRF CONREGL
LED1ON
CALL MILIS50
LED1OFF
LED2ON
CALL MILIS50
LED2OFF
CALL MILIS50
CLRF TMR0
MOVLW .120
MOVWF VECES
LOAD_IN MOVLW B'10100000'
MOVWF INTCON
LOPI
PWON
NOP
CALL CONVER
CALL COMPA
GOTO LOPI
CONVER BSF
ADCON0,ADON
MOVLW .01
CALL MILIS
BSF ADCON0,GO
NOP
YA
BTFSC ADCON0,GO
GOTO YA
BCF ADCON0,ADON
MOVF ADRESH,W
MOVWF CONREGH
BANCO1
MOVF ADRESL,W
BANCO0
MOVWF CONREGL
RETURN
COMPA
MOVLW .06
SUBWF CONREGH,W
BTFSS STATUS,C
GOTO APAGA1
LED1ON
MOVLW .100
CALL MILIS
MOVLW .42
SUBWF CONREGH,W
BTFSS STATUS,C
GOTO APAGA2
LED2ON
MOVLW .100
CALL MILIS
MOVLW .165
SUBWF CONREGH,W
BTFSS STATUS,C
GOTO APAGA3
LED3ON
MOVLW .100
CALL MILIS
RETURN
APAGA1 LED1OFF
APAGA2 LED2OFF
APAGA3 LED3OFF
RETURN

```

```

; .....
MILIS50      MOVLW  D'50'
MILIS        MOVWF  MS
LOADRE      MOVLW  D'124'
MOVWF       RETAR
RETA        NOP
            NOP
            NOP
            NOP
            NOP
            DECFSZ  RETAR,F
            GOTO   RETA
            DECFSZ  MS,F
            GOTO   LOADRE
            RETURN
;*****
            ORG     3FFH
            RETLW  0x98
;*****
            ORG     2100H
            DA      80h,00h
            DA      20h,00h
            DA      00h,D'4'
            DA      01h
            DA      02h
;*****
            END

```