



# **INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL**

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LOPEZ MATEOS”**

**INGENIERIA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA**

**“Diseño e implementación de una antena de monitoreo  
de baja frecuencia de 20 hertz a 1 gigahertz”**

**PROYECTO DE INVESTIGACIÓN SIP 20130564**

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRONICA**

**PRESENTAN:**

**ENCISO CHÁVEZ SAÚL ALEJANDRO  
FRITZ ANDRADE ERIK**

**ASESORES TÉCNICOS: DR. JOSÉ ALFREDO TIRADO MÉNDEZ  
M. en C. JOSÉ HÉCTOR CALTENCO FRANCA  
ASESOR METODOLÓGICO: ING. GUILLERMO SANTILLÁN  
GUEVARA**



**MEXICO, D.F. DICIEMBRE 2013**

# INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
UNIDAD PROFESIONAL "ADOLFO LÓPEZ MATEOS"

## TEMA DE TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
POR LA OPCIÓN DE TITULACIÓN  
DEBERA (N) DESARROLLAR

INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA  
PROYECTO DE INVESTIGACIÓN SIP 20130564  
C. SAUL ALEJANDRO ENCISO CHAVEZ  
C. ERIK FRITZ ANDRADE

**"DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ANTENA DE MONITOREO DE BAJA FRECUENCIA DE 20 HERTZ A 1 GIGAHERTZ"**

DISEÑAR, OPTIMIZAR, CONSTRUIR Y CARACTERIZAR UN ARREGLO DE DOS ANTENAS OMNIDIRECCIONALES DE BANDA ANCHA CONFORMADO POR UNA ANTENA TIPO DISCONO Y UNA ANTENA TIPO MONOPOLO CARGADO CON SOMBRERO PARA MONITOREO DEL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO.

- COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA
- ANTENAS PARA MONITOREO
- ANTENAS DE MONITOREO MONOPOLO Y DISCONO
- CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN

MÉXICO D.F. A 06 DE FEBRERO DE 2015.

ASESORES



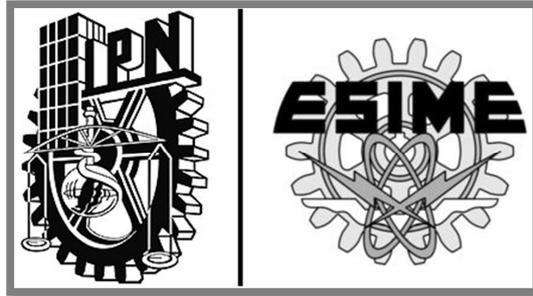
ING. JOSÉ ALFREDO TIRADO MÉNDEZ



ING. JOSÉ HÉCTOR CALTENCO FRANCA



ING. PATRICIA LORENA RAMÍREZ RANGEL  
JEFE DEL DEPARTAMENTO DE  
INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRONICA



**“Diseño e  
implementación de  
una antena de  
monitoreo de baja  
frecuencia de 20 Hertz  
a 1 Gigahertz”**

## Agradecimientos

### Saúl Alejandro Enciso Chávez

Quisiera encontrar las palabras adecuadas para expresar el enorme agradecimiento que tengo para mis padres y hermana, ya que sin su apoyo tanto moral como económico, no hubiera conseguido salir si quiera del primer semestre, pero en vista de que es inmedible e inexpresable quiero decirles: ¡gracias por todo! Agradezco a mis amigos Ricardo, Javier y Erik que me apoyaron y aconsejaron cuando fue necesario. Uno muy especial a mi amigo Uziel que me ayudó en muchas ocasiones a no renunciar. A todos los profesores que hicieron un trabajo adecuado en mi desarrollo académico. Al doctor Alfredo Tirado, principalmente por apoyarme en el desarrollo de este trabajo y por haberme incitado a querer continuar alimentándome de conocimiento.

### Erik Fritz Andrade

Agradezco a mi exigua pero importante familia por todo el apoyo brindado en esta larga trayectoria, particularmente a mi abuelita, quien me dio todas las herramientas para vivir y quien me apoyó para estudiar. A todos los profesores que me guiaron en la dirección correcta. A mis amigos Ricardo, Javier y Saúl Alejandro sin cuya paciencia y chispa (adecuada) no habría ganas. A dos personas que aparecieron de repente en mi vida y tienen valor especial: Ernesto y Claudia. Al doctor Tirado, que nos ha dado las ganas de abrir una nueva puerta: la de la compatibilidad electromagnética.

### En conjunto

Hacemos un atento agradecimiento a nuestra compañera Diana Gabriela Hernández y al papá de Saúl, Ramón Enciso, quienes nos apoyaron durante la construcción de la antena. Dedicamos otro especial agradecimiento al personal del laboratorio de compatibilidad electromagnética (Lab-EMC) de la ESIME Zacatenco - IPN, con quienes contamos para la caracterización de nuestra implementación. Agradecemos también a José Fernando Olivera por su ayuda con las impresiones de este trabajo.

## OBJETIVOS

### OBJETIVO GENERAL

Diseñar, optimizar, construir y caracterizar un arreglo de dos antenas omnidireccionales de banda ancha, conformado por una antena tipo disco y una antena tipo monopolo cargada con sombrero para monitoreo del espectro electromagnético.

### OBJETIVOS PARTICULARES

- Diseñar y construir una antena disco para que opere en la banda de frecuencia de 300 MHz a 1GHz.
- Diseñar y construir una antena monopolo cargada con sombrero en la banda de frecuencia de 20Hz a 300MHz activa con un amplificador de alta impedancia de entrada.
- Diseñar y construir un amplificador de bajo nivel de ruido (por sus siglas en ingles LNA).
- Caracterizar el arreglo de antenas, obteniendo su patrón de radiación y relación de onda estacionaria de voltaje.



# Introducción

## INTRODUCCION

La miniaturización de la electrónica propició que los sistemas de comunicaciones se desarrollaran a una velocidad impresionante en la segunda mitad del siglo XX. Las comunicaciones basadas en medios físicos fueron sustituidas poco a poco en la primera década del siglo XXI por modernos dispositivos móviles, los cuales emplean (entre otros efectos) el electromagnetismo para su funcionamiento. La tendencia a emplear aparatos que radien energía ha vuelto de suma importancia que tal radiación no afecte el funcionamiento del resto de los sistemas (no solo de comunicaciones sino de control, acústicos, médicos y otros más) a su alrededor. Es por ello que se han creado normas y recomendaciones con el fin de generar diseños que puedan coexistir armónicamente con otros aparatos. A tal coexistencia se le conoce como *compatibilidad electromagnética*.

Para la creación de tales normas se requiere emplear detectores confiables diseñados para medir la emisión y *susceptibilidad* de los equipos bajo prueba (*equipment under testing* o EUT por su sigla en inglés) y determinar si el diseño cumple o no la normatividad vigente y consecuentemente salir al mercado.

Es importante que los sistemas de medición sean capaces de cubrir el ancho de banda más amplio posible, porque de esa manera no es necesario detener las mediciones para cambiar a la siguiente banda de frecuencias, con lo cual se minimizan los errores provenientes de la intervención humana. Siendo la antena un elemento fundamental en todo sistema de medición o generación de campos electromagnéticos, es necesario que cumpla con requerimientos similares a los impuestos al sistema del que forma parte. Es por ello que este trabajo se propone diseñar e implementar un sistema capaz de reconocer señales potencialmente ruidosas armando un sistema con dos antenas trabajando a la par: una antena discono para la banda de 300 MHz a 1 GHz, y una antena monopolo con sombrero para operar de 20 Hz a 300 MHz, además de su respectivo amplificador.

## JUSTIFICACIÓN

Debido a la gran necesidad de operar en sistemas de comunicaciones que cubren diferentes anchos de banda con una cantidad mínima de errores, es necesaria la implementación de receptores de ondas electromagnéticas que cubran un mayor ancho de banda, con el fin de evitar errores en mediciones o inclusive optimizar y mejorar tiempos de respuesta.

Actualmente los elementos que se utilizan en algunos sistemas de radiofrecuencia y microonda son antenas que radian o reciben información (según sea el caso), es por esto que se optó por la caracterización, diseño y optimización de una antena que fuese capaz de recibir señales en un ancho

---

de banda de 1 GHz, para que con esto se cubran diferentes bandas frecuenciales y como se mencionó anteriormente optimizar recursos y mejorar la precisión en mediciones, cometiendo así menos errores que podrían implicar pérdidas mayores en un futuro por fallas no detectadas, o inclusive la salida del mercado de los dispositivos interferentes mal caracterizados por los sistemas de medición.

## Índice

<b>Agradecimientos</b>	<b>ii</b>
<b>Objetivos</b>	<b>iii</b>
<b>Introducción</b>	<b>iv</b>
<b>Justificación</b>	<b>v</b>
<b>Índice de figuras y tablas.</b>	<b>xi</b>
<b>Glosario técnico</b>	<b>xiv</b>
<b>Capítulo 1. Compatibilidad electromagnética</b>	<b>1</b>
1.1 Diseño para la compatibilidad electromagnética	3
1.2 Formas de entrada (acoplamiento) de ruido	5
1.2.1 Ruido acoplado de forma conductiva	5
1.2.2. Acoplamiento mediante impedancia común	5
1.2.3. Campos eléctricos y magnéticos	6
1.2.4. Interacción galvánica	6
1.2.5. Efecto triboeléctrico	8
1.2.6. Movimiento de cables	8
1.3. Métodos de eliminación de interferencia	8
1.3.1. Blindaje	9
1.3.1.1. Efectividad del blindaje	9
1.3.1.2. Propagación y crosstalk	11
1.3.1.3. Acoplamiento capacitivo.	11
1.3.2. Aterrizaje	12
1.3.2.1 Tierras de seguridad	12
1.3.2.2. Tierras de señal.	13
1.3.3. Balanceo	13
1.4. Estándares y regulación internacional sobre la compatibilidad electromagnética	14

1.4.1. Organismos de estandarización internacionales . . . . .	14
1.4.1.1. Comisión Internacional de Electrotecnia (IEC) . . . . .	14
1.4.1.2. TC77 . . . . .	14
1.4.1.3. Comité Internacional Especial de las Perturbaciones Radioeléctricas (CISPR) . . . . .	15
1.4.2. Organismos de estandarización europeos . . . . .	17
1.4.2.1. CENELEC y ETSI . . . . .	17
1.4.3. Organismos de estandarización estadounidenses . . . . .	18
1.4.3.1. Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) . . . . .	18
1.4.3.2. Normatividad para aprobación de equipos . . . . .	18
1.4.4. Organismos nacionales . . . . .	19
1.4.4.1 Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT), Comisión Federal de telecomunicaciones (COFETEL) e Instituto Federal de Telecomunicaciones (Ifetel) . . . . .	19
1.4.4.2. Normalización y Certificación Electrónica A. C. (NYCE) . . . . .	19
1.4.4.3. Normatividad mexicana vigente directamente relacionada con la compatibilidad electromagnética . . . . .	20

**Capítulo 2. Antenas para monitoreo 27**

2.1. Parámetros de antenas. . . . .	29
2.1.1. Impedancia . . . . .	30
2.1.2. Resistencia de radiación. . . . .	30
2.1.3. Resistencia de pérdidas. - . . . .	30
2.1.4. Eficiencia de la antena. . . . .	30
2.1.5. Ecuación de transmisión. . . . .	31
2.1.6. Ganancia directiva. . . . .	31
2.1.7. Ganancia en potencia . . . . .	31
2.1.8. Área de captura . . . . .	31
2.1.9. Potencia de captura . . . . .	32
2.1.10. Factor de antena . . . . .	32
2.1.11. Patrón de radiación . . . . .	33
2.2. Antena logarítmica-periódica (log-periódica). . . . .	33
2.3. Antena discono. . . . .	34
2.4. Monopolo con sombrero (hat loaded). . . . .	36
2.4.1. Carga inductiva. . . . .	37
2.4.2. Carga capacitiva. . . . .	37
2.5. Dipolo bicónica. . . . .	38

2.6. Antena híbrida (BiConiLog).	38
2.7. Dipolo resonante.	39
2.8. Antena espiral cónica logarítmica.	39
2.9. Antena de cuerno de banda angosta.	40
2.10. Antena de cuerno de banda ancha.	41
<b>Capítulo 3. Antena de monitoreo monopolo y discono</b>	<b>42</b>
3.1. Antena monopolo con sombrero	43
3.1.1. Diseño	44
3.1.2. Optimización	46
3.1.3. Simulaciones	46
3.1.3.1. Coeficiente de reflexión	46
3.1.3.2. Patrón de radiación	48
3.2. Antena discono	49
3.2.1. Diseño	50
3.2.1.1. Disco	50
3.2.1.2. Cono	50
3.2.1.3. Dieléctrico	50
3.2.1.4. Cálculo de longitudes	51
3.2.2. Optimización	52
3.2.3. Simulaciones	53
3.2.3.1. Coeficiente de reflexión	53
3.2.3.2. Patrón de radiación	54
3.3. Amplificador de bajo nivel de ruido (LNA)	55
3.3.1. Diseño	55
3.3.2. Simulaciones	58
3.4. Conclusiones del capítulo	58
<b>Capítulo 4. Construcción y caracterización</b>	<b>60</b>
4.1. Construcción	61
4.2. Caracterización	64
4.3. Análisis de resultados	68
4.4. Estudio económico	71
4.5. Conclusiones del capítulo	71

<b>Capítulo 5. Conclusiones.</b>	. . . . .	<b>72</b>
5.1 Conclusiones generales y recomendaciones de trabajo a futuro	. . . . .	73
5.2. Sobre la construcción del amplificador de bajo nivel de ruido .	. . . . .	74
<b>Bibliografía . . . . .</b>	. . . . .	<b>75</b>

## Lista de figuras

### Capítulo 1

Figura 1.1. Cuando dos circuitos comparten una tierra común el voltaje de referencia de cada uno es afectado por la corriente de tierra del otro

Figura 1.2. Cuando dos circuitos comparten una fuente de poder la corriente drenada por uno de ellos afecta el voltaje del otro

Figura 1.3. Un material conductor puede proveer blindaje contra campos magnéticos. El campo magnético incidente induce una corriente en el conductor, produciendo un campo que se opone al original y lo cancela en la región encerrada por el conductor.

Figura 1.4. El chasis debe ser aterrizado por seguridad o de otra forma puede alcanzar un voltaje peligroso debido a las impedancias parásitas (izquierda) o a la ruptura del aislamiento (derecha)

### Capítulo 2

Figura. 2.1. Antena log-periódica.

Figura 2.2. Antena disco y denotación de las longitudes correspondientes.

Figura 2.3. Antena monopolo.

Figura 2.4. a) Monopolo con carga inductiva. b) Monopolo con carga capacitiva.

Figura 2.5. Forma física de una antena bicónica.

Figura 2.6. Antena Híbrida.

Figura 2.7. Antena dipolo resonante.

Figura. 2.8. Antena espiral cónica logarítmica.

Fig. 2.9. Antenas de cuerno rectangulares. a) Cuerno sectorial del plano-H. b) Cuerno sectorial del plano-E. c) Cuerno piramidal.

Figura 2.10. Antena de cuerno de banda ancha.

### Capítulo 3

Figura 3.1 Monopolo con sombrero

Figura 3.2. Parámetro  $S_{11}$  con medidas propuestas originales.

Figura 3.3. Parámetro  $S_{11}$  con las medidas calculadas e impedancia del puerto de 50 ohms.

Figura 3.4. Parámetro  $S_{11}$  con las medidas calculadas e impedancia del puerto de 13.5-110.5j ohms.

Figura 3.5. a) Patrón de radiación en el plano horizontal. b) Patrón de radiación tridimensional.

Figura 3.6. Patrón de radiación de la antena disco cuando se encuentra en su frecuencia central de operación.

Figura 3.7. a) Antena disco construida con una lámina de cobre. b) Antena disco empleada para recepción en la banda de VHF y UHF, usada en exteriores.

Figura 3.8. Captura de pantalla del programa realizado por el radioaficionado VE3SQB

Figura 3.9. Captura de pantalla del software HFSS 13.0 durante el proceso de simulación

Figura 3.10. Parámetro  $S_{11}$  con las medidas otorgadas por el programa.

Figura 3.11. a) Patrón de radiación en el plano horizontal. b) Patrón de radiación tridimensional.

Figura 3.12. Topología empleada en el diseño del LNA.

Figura 3.13. Parámetro  $S_{21}$  en el intervalo de frecuencias de interés.

#### Capítulo 4

Figura 4.1. Diseño en cartulina de las figuras metálicas que compusieron la antena

Figura 4.2 Proceso de armado del cono

Figura 4.3. Resultado de la implementación de la antena disco.

Figura 4.4. Procedimiento de medición empleando el analizador de redes vectorial Agilent N5244A

Figura 4.5. Gráfica del parámetro  $S_{11}$  de la antena disco sin el monopolo sobre ella con respecto a la frecuencia. Graficado en Microsoft Excel 2010.

Figura 4.6. Gráfica de la relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) de la antena disco con respecto a la frecuencia. Graficado en Microsoft Excel 2010

Figura 4.7. Gráfica del parámetro  $S_{11}$  de la antena monopolo sobre el disco con respecto a la frecuencia. Graficado en Microsoft Excel 2010.

Figura 4.8. Gráfica de la relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) con respecto a la frecuencia. Graficado en Microsoft Excel 2010

Figura 4.9. Prototipo de arreglo de antenas en la cámara semi-aneecóica de la ESIME Zacatenco-IPN

Figura 4.10. Patrón de radiación de la antena disco, medido en la cámara semi-aneecóica. Gráfico elaborado en Microsoft Excel 2010

Figura 4.11. Patrón de radiación de la antena monopolo, medido en la cámara semi-aneecóica. Gráfico elaborado en Microsoft Excel 2010

Figura 4.12 Estimación del parámetro  $S_{11}$  calculada por HFSS 13.0 contra los resultados obtenidos en el laboratorio para la antena monopolo (graficados en Microsoft Excel 2010)

Figura 4.13. Comparación de la estimación del parámetro  $S_{11}$  de la antena disco hecha por HFSS 13.0 contra los resultados obtenidos en el laboratorio (graficado con Microsoft Excel 2010)

## Lista de tablas

Tabla 1.1. Fuentes comunes de interferencia electromagnética

Tabla 1.2 Serie galvánica

Tabla 1.3. Plan del IEC 61000

Tabla 1.4. Estructura del CISPR

Tabla 1.5. Partes de la norma CISPR 16

Tabla 1.6. Normas mexicanas vigentes para la compatibilidad electromagnética

Tabla 2.1. Clasificación de las antenas según su forma de radiación y según su geometría.

Tabla 4.1. Resumen de medidas calculadas en el capítulo 3

Tabla 4.2. Materiales adquiridos para la realización del proyecto y su costo en pesos mexicanos

## Glosario técnico

CENELEC: *Comité Européen de Normalisation Électrotechnique* o Comité Europeo de Normalización Electrotécnica.

ETSI: *European Telecommunications Standards Institute* o Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones.

CISPR: *Comité international spécial des perturbations radioélectriques* o Comité Internacional Especial de las Perturbaciones Radioeléctricas.

FCC: *Federal Communications Commission* o “Comisión Federal de Comunicaciones”.

HFSS: *High Frequency Structural Simulator* o Simulador Estructural de Alta Frecuencia

ADS: *Advanced Design System* o Sistema Avanzado de Diseño.

C. A.: corriente alterna.

LNA: “Low Noise Amplifier” o “amplificador de bajo ruido”.

VSWR: “Voltage Standing Wave Ratio” o relación de onda estacionaria de voltaje.

ESIME Zacatenco-IPN: Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del Instituto Politécnico Nacional.

MATLAB: MATrix LABoratory.







CAPÍTULO 1 |  
**“Compatibilidad  
electromagnética”**

## Capítulo 1. Compatibilidad electromagnética

La compatibilidad electromagnética es una rama de la ingeniería y la tecnología dedicada al estudio de mecanismos y técnicas para eliminar, disminuir y prevenir los efectos de interferencia entre un equipo eléctrico o electrónico y su entorno electromagnético, basándose en normas y regulaciones, asegurando la confiabilidad y seguridad de todos los tipos de sistemas en el lugar donde sean instalados y bajo un ambiente específico.[1 - 4]

La proliferación de equipos electrónicos para comunicaciones, computación, automatización y otros propósitos hizo necesario que éstos deban operar muy cercanamente uno de otro. Es muy frecuente que estos equipos se afecten de manera negativa uno a otro. La interferencia electromagnética (EMI por sus siglas en inglés) se ha convertido en un problema serio para los diseñadores de circuitos electrónicos, y pronostica convertirse en un problema aún mayor en un futuro cercano.

Existen dos motivos por los cuales este problema se ha visto incrementado en las últimas décadas: el aumento desmedido de aparatos con circuitería electrónica, y el uso de circuitos integrados y circuitos de alta escala de integración, lo cual ha permitido que varios sistemas coexistan en el mismo espacio, incrementando las posibilidades de interferencia mutua.

Los diseñadores de circuitos no sólo deben lograr que sus sistemas operen en condiciones de laboratorio, sino también fuera de éste en un entorno real, con más equipo electrónico cerca. Esto implica que el sistema no debe ser afectado por fuentes externas de ruido, además de no ser –a su vez- una fuente de ruido para otros sistemas. Es aquí donde se comprende la importancia del concepto de compatibilidad electromagnética (EMC por su sigla en inglés).

El ruido es cualquier señal eléctrica presente en un circuito que es diferente de la señal de interés. Esta definición no es aplicable a productos de la distorsión causados debido a características no lineales del sistema.

Las fuentes de ruido pueden categorizarse en tres: fuentes intrínsecas de ruido, que generan fluctuaciones aleatorias en otros sistemas; fuentes de ruido causadas por el hombre y ruido causado por causas naturales.

Considérese un equipo de radiorecepción, el cual contiene múltiples etapas que requieren acoplamiento electromagnético. Cuando el radio se encuentra en un entorno real se encuentra expuesto a muchas fuentes de ruido, como las que se citan en la tabla 1.1.

**Tabla 1.1. Fuentes comunes de interferencia electromagnética [3]**

<b>Industriales</b>	<b>Entorno de oficina</b>	<b>Entorno residencial</b>	<b>Naturales</b>
Relevadores	Impresoras	Aspiradoras	Relámpagos
Motores	Arrancadores de lámparas fluorescentes	Teléfonos inalámbricos	Radiación cósmica
Computadoras	Localizadores	Hornos de microondas	Campo magnético terrestre
Calentadores por inducción	Celulares	Luces fluorescentes	Tormentas de polvo
Radios portables	Pantallas de TRC	Interruptores	Rayos solares

Aunque las fuentes de interferencia electromagnética no están bajo el control del diseñador del equipo de radiorecepción, éstas deben ser consideradas durante el diseño.

La otra cara del problema ocurre cuando el mismo equipo puede convertirse en una fuente de interferencia para otros sistemas. Partes del circuito radían señales que para otros dispositivos son ruido, además que el cable de alimentación puede convertirse en un conductor de señales no deseadas para otros.

La interferencia es el efecto no deseado del ruido. Si un voltaje ruidoso causa el mal funcionamiento de un aparato, es un efecto de interferencia. El ruido no puede eliminarse, pero reducirse a una magnitud tal que no genere interferencia.

Son de suma importancia entonces tanto el diseño de circuitos que minimicen la generación de señales ruidosas como la implementación de técnicas que disminuyan la susceptibilidad a tales efectos.

### 1.1. Diseño para la compatibilidad electromagnética.

La compatibilidad electromagnética considera los dos aspectos antes mencionados: la emisión y la susceptibilidad.

La susceptibilidad es la capacidad de un dispositivo o circuito de responder a energía eléctrica no deseada. El nivel de susceptibilidad de un sistema es el nivel de ruido en que éste se puede desempeñar satisfactoriamente, sin degradación de sus funciones y con un margen definido de seguridad. La propiedad opuesta a la susceptibilidad es la inmunidad. Una dificultad en determinar el nivel de susceptibilidad o inmunidad en un dispositivo de interés es conocer qué es lo que causa el mal funcionamiento del equipo.

Por otra parte la emisión es la característica que puede causar que el sistema sea una fuente de interferencia. El propósito de controlar las emisiones es limitar la energía electromagnética emitida y con ello controlar el entorno electromagnético en que se debe operar. Al controlar las emisiones de un producto pueden ser eliminados los problemas de interferencia de muchos otros.

Existen dos formas en que la compatibilidad electromagnética puede lograrse: “*crisis approach*” y “*systems approach*”. En el primer modo, el diseñador procede con total descuido de la compatibilidad electromagnética hasta que el diseño está terminado y es durante las pruebas finales (o en el campo) que se descubren señales que indican que el producto es una fuente de interferencia. Las soluciones implementadas en esta etapa tardía son usualmente costosas y suelen relacionarse con circuitos adicionales que no habían sido contemplados.

A medida que el desarrollo del equipo avanza del diseño a las pruebas y de ahí a la producción la variedad de técnicas de mitigación de interferencia disminuye considerablemente; concurrentemente el costo se eleva. Las soluciones tempranas a los problemas de interferencia son usualmente más sencillas y de menor costo.

El *system approach* considera la compatibilidad electromagnética a lo largo de todo el diseño; el ingeniero estima todos los posibles problemas relacionados con interferencia al inicio del proceso, soluciona dichos problemas conforme éstos se vayan presentando y realiza tantas pruebas como le sea posible. De esta manera la compatibilidad electromagnética forma parte integral del diseño eléctrico y mecánico del aparato.

Por otra parte, un circuito diseñado sin atender a las normas de la compatibilidad presentará problemas durante la etapa de pruebas. En esta fase de la implementación, hallar la o las causas de ruido muchas veces no serán simples ni obvias; será muy probable la necesidad de añadir circuitos adicionales que mitiguen el problema, los cuales no fueron considerados en la etapa inicial y consecuentemente en el costo; y finalmente pueden sufrirse consecuencias secundarias como aumento de peso y tamaño del equipo y problemas con la disipación de calor. [1]

## 1.2. Formas de entrada (acoplamiento) de ruido

### 1.2.1. Ruido acoplado de forma conductiva

Una de las formas más obvias –pero muchas veces olvidada- de acoplar el ruido en un circuito es por medio de un conductor. Un alambre expuesto a un ambiente ruidoso podría representar una vulnerabilidad para el circuito de interés y que el ruido genere interferencia. La solución es prevenir que dicho alambre recoja señales ruidosas o removerlas del mismo, realizando un desacoplamiento antes que el ruido interfiera.

El ejemplo más claro en esta categoría es el ruido conducido por los alambres de alimentación a la red eléctrica o a alguna fuente de poder. Si el diseñador del circuito no tiene control sobre la fuente de poder o si otro equipo está conectado a la misma fuente será necesario desacoplar el ruido de los cables antes que entren al circuito.

### 1.2.2. Acoplamiento mediante impedancia común

Este efecto ocurre cuando las corrientes de dos circuitos diferentes comparten una misma impedancia. La caída de tensión en la impedancia vista desde un circuito es influenciada por el otro. El ejemplo más claro se muestra en la figura 1.1 [1], en donde las corrientes de tierra 1 y 2 fluyen a través de la misma impedancia. Bajo estas circunstancias, el potencial de tierra del circuito 1 es modulado por el potencial de tierra del circuito 2 y viceversa, por lo que se genera una señal ruidosa debido a la impedancia que ambos comparten.

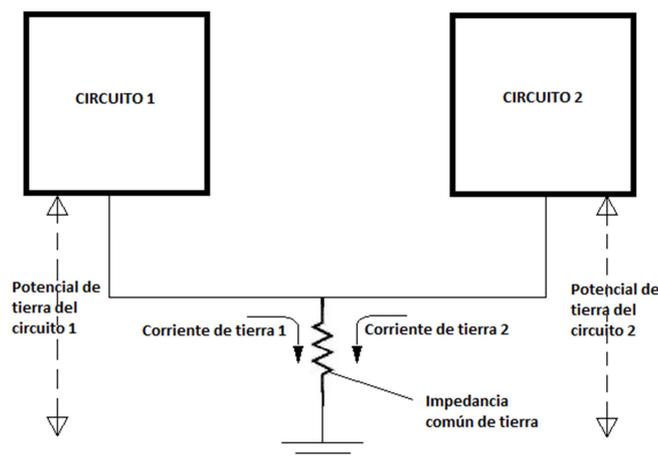


Figura 1.1. Cuando dos circuitos comparten una tierra común el voltaje de referencia de cada uno es afectado por la corriente de tierra del otro [1]

Otro caso se ilustra en la figura 1.2; cualquier cambio en la corriente de alimentación requerida por el circuito 2 afectará el voltaje de las terminales del circuito 1 debido a la impedancia común de los cables de alimentación y de la impedancia de la misma fuente. Una forma de reducir –mas no eliminar- este efecto es conectando la terminales del circuito más cerca de la fuente de alimentación, decrementando así la magnitud de la impedancia de la línea que comparten. Incluso con esta medida seguirá existiendo el efecto causado por la misma impedancia de la fuente.

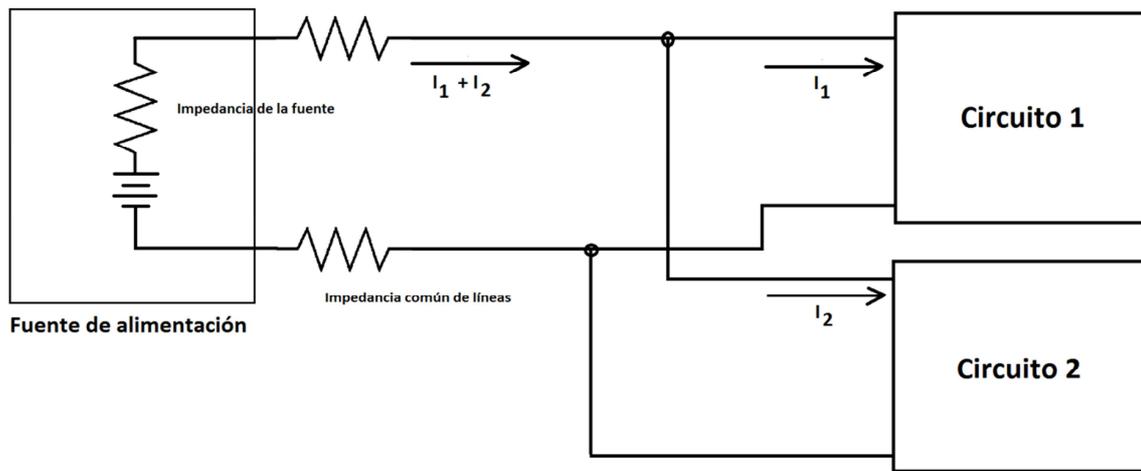


Figura 1.2. Cuando dos circuitos comparten una fuente de poder la corriente drenada por uno de ellos afecta el voltaje del otro

### 1.2.3. Campos eléctricos y magnéticos

Los campos eléctricos y magnéticos radiados son una fuente más de ruido. Todos los elementos circuitales (incluidos los conductores) radían campos electromagnéticos cuando las cargas se desplazan a través de ellos. Considérense además de estas radiaciones no intencionales a las que sí lo son, como la radiodifusión o las emisiones de radares. Cuando el emisor se encuentra cerca de la fuente (campo cercano) los campos eléctrico y magnético se consideran por separado, mientras que cuando se halla lejos (campo lejano) la radiación se considera una sola (electromagnética).

### 1.2.4. Interacción galvánica

Si se emplean metales diferentes para guiar señales, el ruido puede aparecer debido a la interacción galvánica entre ambos metales. La presencia de vapor de agua en estas condiciones implica la formación de una celda química húmeda. El voltaje generado dependerá de qué metales se hayan empleado, de acuerdo a su posición en la tabla 1.2; mientras mayor sea su distancia se generará

mayor voltaje; por ello puede entenderse que no se desarrolle ninguna diferencia de potencial entre dos placas del mismo metal. En caso de requerirse usar diferentes metales, se recomienda que se encuentren en el mismo grupo.

**Tabla 1.2. Serie galvánica**

Anódicos Más susceptibles a la corrosión	
Grupo I	Magnesio
Grupo II	Zinc
	Acero galvanizado
	Aluminio 2S
	Cadmio
	Aluminio 17ST
Grupo III	Acero
	Hierro
	Acero inoxidable
	Soldadura plomo-estaño
	Plomo
	Estaño
Grupo IV	Níquel
	Latón
	Cobre
	Bronce
	Aleación de cobre y níquel
	Monel
	Soldadura de plata
	Plata
	Grafito
	Oro
	Platino
Catódicos Menos susceptibles a la corrosión	

Se requieren cuatro factores para que este problema ocurra:

1. Material anódico (arriba en la tabla)
2. Material catódico (abajo en la tabla)
3. Un electrolito (presente usualmente como producto de la humedad)
4. Conectividad eléctrica entre ánodo y cátodo.

#### 1.2.5. Efecto triboeléctrico

Una carga puede producirse en el dieléctrico de un cable si tal dieléctrico no está en contacto físico con los conductores del mismo cable. A este efecto se le denomina efecto triboeléctrico; suele ocurrir en los cables cuando se doblan causando que ambos elementos (conductor y aislante) queden despegados entre sí. La carga generada se comporta como una fuente de voltaje de ruido. El problema suele eliminarse desdoblado el cable, evitando que este se mueva o empleando un cable cuyo dieléctrico ha sido tratado químicamente con el fin de minimizar la posibilidad de generación de cargas.

#### 1.2.6. Movimiento de cables

Si un cable se desplaza a través de un campo magnético se induce un voltaje en el mismo. Debido a que los cables de alimentación de corriente alterna y los equipos de alta potencia generan campos magnéticos, este problema es común en muchos medios. Si un cable que transporta señal se mueve en un campo magnético, se inducirá un voltaje no deseado. La solución es evitar que los cables se muevan, adhiriéndolos a un objeto que no lo haga.

### 1.3. Métodos de eliminación de interferencia

Los métodos más importantes[1] para la disminución del acoplamiento de ruido se listan a continuación:

1. *Blindaje*
2. *Aterrizaje*
3. *Balanceo*
4. *Filtrado*
5. *Aislamiento*
6. *Separación y orientación*
7. *Control de nivel de impedancia de circuito*
8. *Diseño de cableado*
9. *Técnicas de cancelación (en el dominio de la frecuencia o del tiempo).*

Aunque el ruido no puede eliminarse, sí puede reducirse empleando estas técnicas de tal modo que no produzcan interferencia.

### 1.3.1. Blindaje

El blindaje consiste en colocar una barrera metálica entre dos lugares del espacio. Se emplea para controlar la propagación de campos eléctricos y magnéticos de una región a otra. Existen dos usos principales para el empleo de blindaje:

- Contener campos electromagnéticos si el metal rodea a la fuente de ruido. Esta configuración provee de protección a todo equipo susceptible localizado fuera del blindaje.
- Limitar la radiación electromagnética fuera de un espacio determinado por el blindaje mismo, lo cual provee protección solamente para el material recubierto por el blindaje.

Aunque para fines prácticos es más eficiente blindar el emisor que el receptor, a muchas fuentes de radiación se les permite propagar de manera libre, como a las estaciones radiodifusoras, por lo que se vuelve necesario en ocasiones blindar al equipo susceptible.

Es importante recordar que los cables que entran y salen del blindado son también canales de transmisión para el ruido, puesto que todo cable puede retransmitir una señal ruidosa hacia el interior del equipo protegido y la técnica se volvería inútil. Para evitar esa situación se debe considerar otra técnica que impida que los cables se acoplen con alguna fuente de ruido.

#### 1.3.1.1. Efectividad del blindaje

Existen dos maneras de estudiar la efectividad de un blindaje: desde la teoría básica de los circuitos y desde la teoría de campos.

La aproximación dada por la teoría de los circuitos explica que los campos electromagnéticos de fuentes de ruido inducen corrientes eléctricas en el material que proporciona el blindaje, y estas corrientes a su vez generan campos adicionales que tienden a cancelar a los campos originales en algunas regiones vecinas al blindaje, tal como se muestra en la figura 1.3.

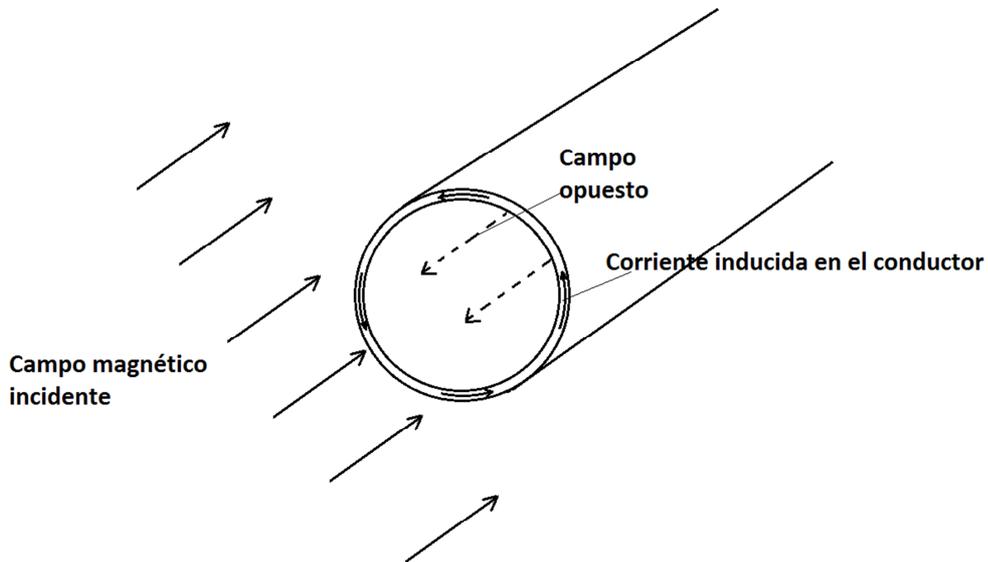


Figura 1.3. Un material conductor puede proveer blindaje contra campos magnéticos. El campo magnético incidente induce una corriente en el conductor, produciendo un campo que se opone al original y lo cancela en la región encerrada por el conductor.

La efectividad del blindaje puede especificarse en términos de la reducción de la energía de los campos eléctrico y magnético debido al empleo de la técnica. Esta medición se define por el campo eléctrico como muestra la ecuación (1.1):

$$S = 20 \log \left( \frac{E_0}{E_1} \right), dB \tag{1.1}$$

Y en función del campo magnético se define como se muestra en la ecuación (1.2):

$$S = 20 \log \left( \frac{H_0}{H_1} \right), dB \tag{1.2}$$

En las ecuaciones anteriores, los valores  $E_0$  y  $H_0$  representan la intensidad del campo eléctrico y magnético incidentes respectivamente, mientras que  $E_1$  y  $H_1$  son las intensidades de los mismos campos al otro lado del blindaje.

En el diseño de gabinetes blindados se deben tener dos consideraciones: la efectividad de blindaje del material a utilizar y la efectividad de la técnica, dadas las discontinuidades que deban realizarse al blindaje mismo.

Otros parámetros que afectan en la eficiencia del blindado son la frecuencia, la geometría del gabinete de protección, la posición de la fuente con respecto al equipo, el tipo de campo, la dirección de incidencia y la polarización.

Una onda atenuada por blindaje presenta dos tipos de pérdidas: la onda es parcialmente reflejada por la superficie y la porción transmitida se atenúa al pasar del otro lado del material. Este último efecto, denominado absorción o pérdida por penetración ocurre en los campos cercano y lejano de ondas eléctricas y magnéticas por igual. Por otro lado la pérdida por reflexión sí es función del tipo de campo incidente y la impedancia de la onda.

Entonces, la efectividad total del blindaje está dada como la suma de la pérdida por absorción ( $A$ ) y la pérdida por reflexión ( $R$ ) menos un factor de corrección ( $B$ ) debido a las múltiples reflexiones que ocurren en metales delgados.

$$S = A + R + B, [dB] \quad (1.3)$$

En la ecuación (1.3) se puede despreciar el factor  $B$  si la pérdida por absorción es mayor que 9 dB. También puede despreciarse a fines prácticos al considerar campos eléctricos y ondas planas.

#### 1.3.1.2. Propagación y diafonía

Son numerosas las razones por las cuales pueden aparecer señales eléctricas en una línea de transmisión. Una razón clara es cuando la línea de transmisión tiene contacto con alguna otra línea. En esos casos, la corriente que fluye por una línea también puede hacerlo por la otra generando interferencia. A esto se le conoce como “interferencia conducida” y es relativamente sencilla de identificar puesto que involucra un contacto físico visible entre los circuitos.

Una forma diferente de acoplamiento que no involucre contacto físico es la situación de una “interferencia radiada”, la cual está relacionada con muchos procesos que contribuyen en diferente medida en problemas prácticos.

#### 1.3.1.3. Acoplamiento capacitivo

Es particularmente evidente cuando dos circuitos de alta impedancia se encuentran muy cercanos uno de otro y ambos transmiten señales de baja frecuencia. Una diferencia de potencial  $v_1$  que aparezca en un conductor del circuito 1 causará una señal interferente ( $v_2$ ) en el circuito 2, que puede calcularse con la ecuación (1.4)

$$v_2 = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} v_1 \tag{1.4}$$

### 1.3.2. Cortocircuito al plano de tierra

El aterrizaje es una de las formas más importantes de minimizar el ruido. El uso apropiado de esta técnica y la de cableado pueden resolver la mayor cantidad de problemas relacionados con ruido.

Una importante ventaja de un sistema bien diseñado de tierras es que provee de protección contra interferencia no deseada y contra emisión sin costo adicional por pieza del producto. El dinero invertido, en todo caso, es en ingeniería de diseño.

Las tierras caen en dos categorías: las de seguridad y las de señal.

#### 1.3.2.1 Tierras de seguridad

Deben tomarse ciertas consideraciones al respecto del gabinete que resguardará el equipo; esto queda explicado observando la figura 1.4. En el diagrama de la izquierda  $z_1$  es la impedancia parásita entre un punto a un potencial  $v_1$  y el chasis, mientras que  $z_2$  es la impedancia parásita entre el chasis y tierra. El voltaje del chasis está determinado por las impedancias  $z_1$  y  $z_2$  que se comportan como un divisor de voltaje. El potencial del chasis está dado por la ecuación (1.5).

$$v_{chasis} = \frac{z_2}{z_1 + z_2} v_1 \tag{1.5}$$

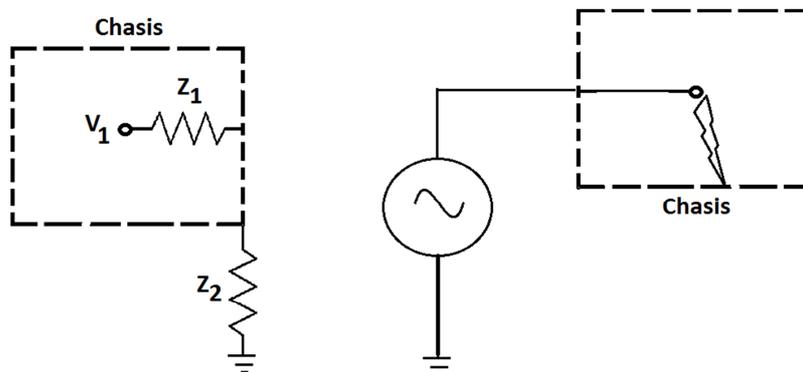


Figura 1.4. El chasis debe ser aterrizado por seguridad o de otra forma puede alcanzar un voltaje peligroso debido a las impedancias parásitas (izquierda) o a la ruptura del aislamiento (derecha)

El chasis podría encontrarse a un potencial relativamente alto y el usuario podría correr riesgo de electrocución, pues el potencial está determinado por los valores de las impedancias parásitas, sobre los cuales se tiene poco control. Si el chasis está aterrizado, en cambio, el potencial de éste es cero pues  $Z_2$  es cero.

En el diagrama de la derecha de la figura 1.4 se muestra una situación mucho más peligrosa: una línea de corriente alterna entrando al gabinete. Si por alguna razón este conductor hiciera contacto con el chasis, éste sería capaz de entregar toda la corriente de C. A. suministrada por aquél, haciéndose áltamente riesgoso para cualquiera que tocara el chasis, exponiéndose a la corriente de línea. Sin embargo, si el chasis se encuentra aterrizado, este fenómeno causaría que el fusible principal de la alimentación se abriera, dejando al chasis sin voltaje de corriente alterna.

#### 1.3.2.2. Señales cortocircuitadas a tierra

La tierra se define como un punto o plano equipotencial que sirve como referencia de potencial para un circuito o sistema. Esta definición, sin embargo, no es representativa para sistemas de tierras reales, pues no son equipotenciales ni enfatiza la importancia del camino tomado por la corriente de regreso a la fuente. Es importante para el diseñador conocer dicho camino para determinar la radiación o susceptibilidad del circuito. Emplearemos una definición más representativa de la situación real, la cual dicta que la tierra es “un camino de baja impedancia que la corriente toma para regresar a la fuente”. [1] Así puede comprenderse que dado que se trata de una impedancia, existe una diferencia de potencial entre dos puntos, lo cual es importante para determinar el acoplamiento magnético entre los circuitos.

Las tierras para señales pueden quedar en cualquiera de las siguientes clasificaciones: de un solo punto, multipunto o híbridas. Para bajas frecuencias se deben emplear tierras de un solo punto, para altas frecuencias y circuitería digital la tierra deberá ser multipunto. [1]

#### 1.3.3. Balanceo

Un circuito balanceado es un circuito con dos conductores en el que ambos (y todos los circuitos conectados a ellos) tienen la misma impedancia con respecto a tierra y con respecto a todos los otros conductores. El propósito del balanceo es hacer que la absorción de ruido sea la misma en ambos conductores, haciendo al ruido una señal común a ambos, pudiéndose así eliminar en la carga.

En un sistema balanceado el balance resistivo y reactivo deben mantenerse. Mientras mayor sea el balance, menor ruido entrará al sistema. El balanceo se puede emplear en conjunción con la técnica de blindaje para obtener mejores resultados.

## 1.4. Estándares y regulación internacional sobre la compatibilidad electromagnética

### 1.4.1. Organismos de estandarización internacionales

#### 1.4.1.1. Comisión Internacional de Electrotecnia (IEC)

La Comisión Internacional de Electrotecnia (IEC por su sigla en inglés) fue fundada en Londres en 1906 para fomentar la cooperación internacional sobre todas las cuestiones de normalización y temas relacionados con el campo de la tecnología Electrónica.[9] La IEC trabaja en cooperación con la Organización Internacional de Estándares (ISO). Está compuesta por comités nacionales de 66 países miembro, los cuales representan los intereses en la rama Electrotécnica en sus respectivos países. El trabajo es desarrollado por comités técnicos y subcomités dirigidos a productos y sectores específicos. Los objetivos de la IEC son “promover la cooperación internacional en todo lo que a estandarización se refiere... a través de la publicación de documentos que incluyan recomendaciones en la forma de estándares internacionales, con los cuales se espera que los comités nacionales trabajen para sus respectivos estándares locales”.[4]

Dos comités se dedican a tiempo completo a la regulación de la compatibilidad electromagnética, mientras que el resto sólo se dedica a esa rama de manera indirecta. Los comités completamente avocados al tema de la EMC son TC77, “Electromagnetic Compatibility between equipment including networks” y el “International Special Comitee on Radio Interference” (CISPR por su sigla en francés).

Los estándares emitidos por la IEC no son vinculantes, por lo que si los comités nacionales no concuerdan con ellos, no necesitan adoptarlos.

#### 1.4.1.2. TC77

El comité TC77 ha sido llamado “La ONU de la compatibilidad electromagnética”[5] pues trata de cubrir la mayor cantidad de aspectos del tema con base en normatividad mundial.

El producto más importante del TC77 es la “IEC Publication 61000, Electromagnetic Compatibility”, cuyos capítulos se mencionan en la tabla 1.3.

**Tabla 1.3. Plan del IEC 61000 [5]**

Nombre	Descripción
IEC 61000-1	Parte 1: General Consideraciones generales: introducción, principios fundamentales y seguridad funcional
IEC 61000-2	Parte 2: Entorno Descripción de entorno Clasificaciones de entornos Niveles de compatibilidad
IEC 61000-3	Parte 3: Límites Límites de emisión Límites de inmunidad
IEC 61000-4	Parte 4: Técnicas de prueba y medición Técnicas de medición Técnicas de prueba
IEC 61000-5	Parte 5: Normas de instalación y mitigación Normas de instalación Métodos y dispositivos de mitigación
IEC 61000-6	Parte 6: Estándares genéricos
IEC 61000-9	Parte 9: Miscelánea

1.4.1.3. Comité Internacional Especial de las Perturbaciones Radioeléctricas (CISPR)

Las publicaciones del CISPR tratan sobre los límites y la medición de la interferencia en la banda de radiofrecuencia, las potenciales fuentes de ruido y buscan coexistir con las recomendaciones IEC 61000. Los subcomités del CISPR (mostrados en la tabla 1.4) están casi todos relacionados a grupos específicos de productos y continúan existiendo debido a razones históricas. El comité CISPR/A tiene un rol particularmente importante como desarrollador y vigilante de métodos comunes de prueba y especificaciones de instrumentación.

**Tabla 1.4. Estructura del CISPR**

Comité	Título	Avocaciones
CISPR/A	Medición de la interferencia de radio y métodos estadísticos	Mediciones de radiointerferencia, métodos estadísticos y estimación de incertidumbre. Prepara especificaciones de aparatos así

		como métodos de medición.
CISPR/B	Aparatos de radiofrecuencia industriales, científicos y médicos.	Trabaja en el desarrollo de normas para medición de interferencia de equipo industrial, científico y médico (ISM). Funciones del comité C: interferencia de líneas de alta tensión equipo de alta tensión y sistemas de tracción eléctrica.
CISPR/C	Líneas de alto voltaje, equipo de alta potencia y sistemas de tracción eléctricos	Funciones absorbidas por el comité B
CISPR/D	Equipo eléctrico/electrónico en vehículos y otros dispositivos con motor de combustión interna.	Emisiones de vehículos de motor y máquinas de combustión interna, altas frecuencias y vehículos eléctricos.
CISPR/E	Equipos receptores	Interferencia con equipos radiorreceptores
CISPR/F	Aplicaciones domésticas, herramientas, equipo de iluminación y similares	Interferencia con motores, aparatos electrodomésticos aparatos de iluminación y otros.
CISPR/G	Equipo de tecnología de la información	Funciones llevadas al comité I
CISPR/H	Límites para la protección de servicios de radio	-
CISPR/I		Algunas funciones tomadas del comité E. Equipo que genera formas de onda binarias periódicas eléctricas/electrónicas

En la tabla 1.5 se listan las partes que conforman la norma CISPR 16:

**Tabla 1.5.** Partes de la norma CISPR 16

Parte	Contenido
Parte 1: Instrumentos de medición	Aparatos de medición Equipo auxiliar- perturbaciones conducidas Equipo auxiliar- potencia de perturbación

	Sitios de prueba para calibración de antenas desde 30 MHz hasta 1 GHz
Parte 2: Métodos de medición	Mediciones de perturbaciones conducidas Medición de potencia de perturbación Mediciones de perturbaciones radiadas Mediciones de inmunidad
Parte 3: Recomendaciones e informes técnicos de CISPR	Informes técnicos de CISPR
Parte 4: Incertidumbre de las mediciones	Incertidumbres en pruebas de EMC normalizadas Incertidumbre de la instrumentación en las mediciones Consideraciones estadísticas en la determinación de conformidad de EMC para productos producidos en masa. Estadísticas de quejas y modelo para el cálculo de los límites.

### 1.4.2. Organismos de estandarización europeos

#### 1.4.2.1. CENELEC y ETSI

El Comité Europeo para la Estandarización Electrotécnica (CENELEC por su sigla en francés) es el organismo de estandarización europeo. Para el equipo de telecomunicaciones se encuentra el Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones (ETSI por su sigla en inglés).

El CENELEC y el ETSI emplean los resultados publicados por el CISPR como primer pilar para el desarrollo de sus estándares, encargando al comité TC210 para la preparación de tales resultados. Los representantes de los comités nacionales se reúnen anualmente con el TC210 para discutir la implementación técnica de la normatividad que se planea.

El TC210 tiene un subcomité, el SC210A, que se dedica específicamente a regular los equipos de Tecnologías de la Información, además de otros tres grupos de trabajo, uno de los cuales es responsable de los Estándares Genéricos.

El CENELEC está compuesto por comités nacionales de cada uno de los Estados europeos. La adopción de los estándares está basada en una votación ponderada, que se realiza entre los 18

comités nacionales. [6],[7] Las resoluciones del CENELEC son vinculantes, aún cuando el Estado miembro haya votado en contra, aunque en ocasiones suelen hacerse excepciones regionales o nacionales a la normatividad, como la ocasión en que el CENELEC decidió armonizar las tomas de corriente alterna a 230 V, mientras que el Reino Unido declaró permanecer en 240 V como condición nacional.

### 1.4.3. Organismos de estandarización estadounidenses

#### 1.4.3.1. Comisión Federal de Comunicaciones (FCC)

En los Estados Unidos, la regulación sobre interferencia es controlada por la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC por su sigla en inglés), la cual es una agencia independiente del gobierno que emite normatividad nacional e internacional para radio, televisión, comunicaciones satelitales y por cable. Su normatividad está escrita en el Código Federal de Regulaciones (CFR por su sigla en inglés).

#### 1.4.3.2. Normatividad para aprobación de equipos

Un “dispositivo digital” es un dispositivo o sistema electrónico que genera y emplea señales o pulsos por encima de los 9 kHz y emplea técnicas digitales. Se definen dos clases, dependiendo del mercado de interés:

- Clase A, para negocios o uso comercial o industrial y
- Clase B para uso residencial.

Las clases están sujetas a diferentes límites, siendo más estrictos para la clase B. Antes de introducir al mercado estadounidense un equipo, su fabricante debe seguir alguna de las siguientes alternativas, en función de qué tipo de producto se trate:

- Verificación, un proceso de autocertificación
- Declaración de conformidad (DoC), similar a la verificación, excepto que las pruebas deben ser realizadas por un laboratorio acreditado por el gobierno de Estados Unidos.
- Certificación, donde el fabricante debe enviar un conjunto de datos incluyendo datos de pruebas, instrucciones de instalación y operación y un pago al Cuerpo de Certificación de Telecomunicaciones (TCB por su sigla en inglés), quien realiza la aprobación.

#### 1.4.4. Organismos nacionales

##### 1.4.4.1 Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT), Comisión Federal de Telecomunicaciones (COFETEL) e Instituto Federal de Comunicaciones (Ifotel)

En México, la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT) es el organismo público responsable de otorgar permisos y concesiones para establecer y explotar sistemas y servicios telegráficos, telefónicos, sistemas y servicios de comunicación inalámbrica por telecomunicaciones y satélites, de servicio público de procesamiento remoto de datos, estaciones radio experimentales, culturales y de aficionados y estaciones de radiodifusión comerciales y culturales; así como vigilar el aspecto técnico del funcionamiento de tales sistemas, servicios y estaciones.[28]

En virtud de la gran amplitud de sistemas que deben ser regulados por dicha secretaría se creó en 1995 un organismo descentralizado que vigilase específicamente a las entidades de telecomunicaciones: la Comisión Federal de Telecomunicaciones (COFETEL). Este organismo fue sustituido en funciones por el Instituto Federal de Comunicaciones (Ifotel) a mediados del año 2013.

A fin de establecer los límites máximos permisibles de las perturbaciones radioeléctricas producidas por los equipos de tecnología de información se ha puesto a través de la Comisión Federal de Telecomunicaciones como proyecto de norma la NOM-125-SCT1-2001 Compatibilidad electromagnética- Interferencia electromagnética - Límites y métodos de medición de las características de las perturbaciones radioeléctricas producidas por equipos de tecnologías de información. Dicha norma es compatible con la norma internacional CISPR 22 "Information technology equipment: Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurements".

##### 1.4.4.2. Normalización y Certificación Electrónica A. C. (NYCE)

Normalización y Certificación Electrónica A.C. (NYCE) es una asociación civil, de carácter no lucrativo que desarrolla actividades de normalización y evaluación de la conformidad en los ámbitos de la Electrónica y de las tecnologías de información y comunicación. Conforme a lo que se establece en la Ley Federal sobre Metrología y Normalización y su Reglamento, NYCE es un organismo de certificación de producto de telecomunicaciones que cuenta con acreditación y aprobación otorgadas por la Entidad Mexicana de Acreditación (EMA) y por la Comisión Federal de Telecomunicaciones (COFETEL), respectivamente.

1.4.4.3. Normatividad mexicana vigente directamente relacionada con la compatibilidad electromagnética

A la fecha de la redacción de este documento se encuentran vigentes las siguientes normas mexicanas (NMX), incluidas y explicadas en la tabla 1.6.

**Tabla 1.6.** Normas mexicanas vigentes para la compatibilidad electromagnética [8]

Código vigente	Título	Campo de aplicación	Concordancia
NMX-I-101/05- NYCE-2009	VOCABULARIO ELECTROTÉCNICO - PARTE 05: COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA.	Establece los términos y las definiciones referentes a compatibilidad electromagnética.	Idéntica a la norma IEC 60050-161 (1990)+ IEC 60050-161 am1 (1997) + IEC 60050-161 am2 (1998) "International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 161: Electromagnetic compatibility".
NMX-I-171- NYCE-2004	COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA - REQUISITOS PARA APARATOS ELECTRODOMÉSTICOS, HERRAMIENTAS ELÉCTRICAS Y APARATOS SIMILARES - PARTE 1: EMISIÓN.	Se aplica a las perturbaciones radioeléctricas conducidas y radiadas procedentes de aparatos cuyas funciones principales se realizan mediante motores y dispositivos de regulación o conmutación, a menos que la energía de RF sea generada intencionadamente, o esté destinada para la iluminación. Comprende equipo tal como: aparatos	Equivalente a la Norma Internacional CISPR 14-1: 2000 y su enmienda de febrero de 2002, "Electromagnetic compatibility – Requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus – Part 1: Emisión".

		<p>electrodomésticos, herramientas eléctricas, controles de regulación que utilizan dispositivos semiconductores, aparatos electromédicos accionados por motor, juguetes eléctricos/electrónicos, máquinas dispensadoras automáticas, así como proyectores de cine o de diapositivas</p>	
<p>NMX-I-002- NYCE-2005</p>	<p>TELECOMUNICACIONES - COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA - EQUIPO DE RADIOFRECUENCIA INDUSTRIAL, CIENTÍFICO Y MÉDICO (ICM) - CARACTERÍSTICAS DE LAS PERTURBACIONES ELECTROMAGNÉTICAS - LÍMITES Y MÉTODOS DE MEDICIÓN.</p>	<p>Establecer los límites y métodos de medición aplicables a equipo Industrial, Científico y médico (ICM), equipo para maquinado mediante electro-descarga y equipo de soldadura por arco. Se indican procedimientos para la medición de perturbaciones de radiofrecuencia y los límites se establecieron en el intervalo de frecuencias de 9 kHz a 400 GHz. Contiene los requisitos para los aparatos de iluminación ICM que operan en las bandas de frecuencia de ICM de 915 MHz, 2.45 GHz y 5.8 GHz.</p>	<p>Equivalente a la norma internacional CISPR-11 versión consolidada de agosto de 1999 y su enmienda del 2 de agosto de 2002.</p>
<p>NMX-I-093-</p>	<p>TELECOMUNICACIONES</p>	<p>Describe los métodos de</p>	<p>Equivalente a la</p>

<p>NYCE-2005</p>	<p>N E S – COMPATIBILIDAD E L E C T R O M A G N É T I C A – VEHÍCULOS, BOTES Y DISPOSITIVOS PROPULSADOS POR MOTORES DE COMBUSTIÓN INTERNA – CARACTERÍSTICAS DE LAS PERTURBACIONES RADIOELÉCTRICAS – LÍMITES Y MÉTODOS DE MEDICIÓN PARA PROTEGER RECEPTORES; EXCLUYENDO LOS INSTALADOS EN LOS MISMOS DISPOSITIVOS, BOTES Y/O VEHÍCULOS O EN DISPOSITIVOS, BOTES Y/O VEHÍCULOS ADYACENTES</p>	<p>medición para proteger los receptores, se excluyen aquellos que estén instalados en los mismos dispositivos, botes y/o vehículos, o en dispositivos, botes y/o vehículos adyacentes. Los límites de esta Norma Mexicana se diseñan para proporcionar protección a los receptores de radiodifusión en el intervalo de frecuencias de 30 MHz a 1 000 MHz cuando se utilizan en un ambiente residencial. Aplica a la emisión de energía electromagnética de banda ancha y de banda angosta que puede causar interferencia en la recepción de radiocomunicaciones. Incluye los límites y métodos de prueba para ambas emisiones, de banda angosta y banda ancha.</p>	<p>norma internacional CISPR 12, quinta edición de septiembre de 2001.</p>
<p>NMX-I-135- NYCE-2009</p>	<p>T E L E C O M U N I C A C I O N E S – COMPATIBILIDAD E L E C T R O M A G N É T I C A - RECEPTORES DE RADIODIFUSIÓN DE AUDIO Y TELEVISIÓN Y EQUIPO ASOCIADO –</p>	<p>Describe los métodos de medición aplicables a los receptores de radiodifusión de audio y de televisión o al equipo asociado y especifica los valores límite para el</p>	<p>Esta Norma Mexicana es equivalente con la Norma Internacional CISPR 13 (2001-04): "Sound and</p>

	<p>CARACTERÍSTICAS DE LAS PERTURBACIONES RADIOELÉCTRICAS – LÍMITES Y MÉTODOS DE MEDICIÓN.</p>	<p>control de las perturbaciones provenientes de estos equipos. Se aplica a la generación de energía electromagnética proveniente de los receptores de radiodifusión de audio y de televisión para la recepción de las transmisiones de radiodifusión y similares, y del equipo asociado. El intervalo de frecuencias cubierto se extiende de 9 kHz a 400 GHz</p>	<p>television broadcast receivers and associated equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement”.</p>
<p>NMX-I-175/01-NYCE-2003</p>	<p>TELECOMUNICACIONES – COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA – ESPECIFICACIÓN PARA LOS APARATOS Y MÉTODOS DE MEDICIÓN DE LAS PERTURBACIONES RADIOELÉCTRICAS Y DE LA INMUNIDAD – PARTE 01: APARATOS DE MEDICIÓN DE PERTURBACIÓN E INMUNIDAD.</p>	<p>Especificar las características y desempeño del equipo para la medición de las tensiones de perturbación de radio, corrientes y campos en el intervalo de frecuencia de 9 kHz a 18 GHz. Además, se especifican requerimientos para equipo especializado para mediciones de perturbaciones discontinuas. Los requerimientos incluyen la medición de los tipos de banda ancha y banda angosta de las</p>	<p>Concuerda con la Norma Internacional CISPR 16-1: 1998 “Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus”.</p>

		<p>radioperturbaciones. Los tipos de receptores cubiertos incluyen lo siguiente:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>a) el receptor de medición cuasipico,</li> <li>b) el receptor de medición pico,</li> <li>c) el receptor de medición promedio,</li> <li>d) el receptor de medición de raíz cuadrática media (RMS). En esta parte también se incluyen especificaciones para los analizadores de espectro, receptores de barrido y vóltmetros de audio-frecuencia, así como para los aparatos auxiliares: redes artificiales de alimentación, sondas de corriente y tensión, pinzas de absorción, antena y sitio de prueba, unidades de acoplamiento para inducción de corriente en cables, celdas TEM y cámara reverberante. Los requerimientos de esta norma deben cumplir para todas las frecuencias y para todos los niveles de tensiones de radioperturbación, alimentación o</li> </ul>	
--	--	--	--

		intensidades de campo dentro de la norma que indique el intervalo del equipo de medición.	
NMX-I-175/02- NYCE-2003	TELECOMUNICACIONES – COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA – ESPECIFICACIÓN PARA LOS APARATOS Y MÉTODOS DE MEDICIÓN DE LAS PERTURBACIONES RADIOELÉCTRICAS Y DE LA INMUNIDAD – PARTE 02: MÉTODOS DE MEDICIÓN DE LAS PERTURBACIONES Y DE LA INMUNIDAD.	Especificar los métodos de medición de los fenómenos de compatibilidad electromagnética en el intervalo de frecuencia de 9 kHz a 18 GHz.	Idéntica a la Norma Internacional CISPR 16-2: 1999 “Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2: Methods of measurement of disturbances and immunity”.
NMX-I-200- NYCE-2009	TELECOMUNICACIONES - COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA - DIRECTRICES RELATIVAS A LA UTILIZACIÓN DEL MÉTODO DE SUSTITUCIÓN PARA MEDICIONES DE RADIACIÓN EMITIDA POR HORNOS DE MICROONDAS A FRECUENCIAS SUPERIORES DE 1 GHZ.	Describir las directrices sobre el uso del método de sustitución para las mediciones de radiación emitidas por los hornos de microondas para las frecuencias superiores a 1 GHz.	Esta Norma Mexicana es idéntica a la Norma Internacional CISPR 19-1983, “Guidance on the use of the substitution method for measurements of radiation from microwave ovens for frequencies above 1 GHz”.
NMX-I-240- NYCE-2007	TELECOMUNICACIONES – COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA – INTERFERENCIA ELECTROMAGNÉTICA – LÍMITES Y MÉTODOS DE	Establecer los requisitos para los niveles máximos permisibles de las perturbaciones radioeléctricas producidas de los equipos contenidos	Idéntica a la Norma Internacional CISPR 22 Fifth edition 2005-04, “Information technology

	<p>MEDICIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LAS PERTURBACIONES DE RADIO FRECUENCIA PRODUCIDAS POR EQUIPOS DE TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN.</p>	<p>en el campo de aplicación, para fijar los límites aplicables al nivel de perturbación, así como también describir los métodos de prueba, normalizar las condiciones de funcionamiento y uniformar la interpretación de los resultados.</p>	<p>equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement”.</p>
--	---	---	--



# CAPÍTULO 2 | “ANTENAS PARA MONITOREO DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO”

## Capítulo 2. Antenas para monitoreo del espectro radioeléctrico

De forma básica, una antena es un dispositivo utilizado en los sistemas de comunicaciones capaz de radiar o capturar energía en forma de ondas electromagnéticas. Las antenas son utilizadas para enviar por el espacio libre la información que viaja, en primera instancia, a través de una línea de transmisión, o bien recibir ondas electromagnéticas que viajan por el espacio libre y convertir estas ondas en una señal eléctrica para que ésta pueda ser transportada por una línea de transmisión.

Una antena es recíproca dado que sus características en transmisión y en recepción son idénticas, como la ganancia, frecuencia de operación, directividad, ancho de banda, etc.

La ganancia mencionada anteriormente se puede lograr conectando una antena en conjunto con un amplificador de bajo nivel de ruido (LNA por sus siglas en inglés “*Low Noise Amplifier*”). A este tipo de antenas pasivas con un LNA se les conoce como antenas activas, y las antenas activas dejan de ser recíprocas.

Existen diferentes clasificaciones de las antenas según sus características y estructura física. En la tabla 2.1 se muestra la clasificación y algunas antenas características de cada una de las clasificaciones. Dado la gran variedad de antenas disponibles en la actualidad sería muy complicado nombrar todas ellas, sin embargo se nombrarán las más utilizadas en cada uno de los campos.

**Tabla 2.1.** Clasificación de las antenas según su forma de radiación y según su geometría. [10]

Clasificación	Tipo de antena	Características
Según su forma de radiación	Omnidireccional	Dipolos eléctricos y magnéticos (loops), antenas de parche
	Direccionales	Yagi-Uda, reflectores parabólicos, helicoidales, arreglos dipolares.
	Independientes de la frecuencia	Logarítmicas, espirales, espirales cónicas.
	Electrónicamente direccionables y adaptivas	Arreglos de antenas de fase controlada y arreglos de antenas activas de fase controlada.
Según su geometría	Delgadas	Dipolos eléctricos y magnéticos, logarítmica, Yagi-Uda,

		helicoidal, arreglo de dipolos.
	De abertura	Guía de onda, corneta, reflectores parabólicos e hiperbólicos.
	Autodefinidas	Logarítmicas, espirales, espirales cónicas.
	Planares	Antenas de Fresnel, espirales.

Por otra parte, la palabra monitoreo proviene de la palabra monitor que es un aparato que se encarga de supervisar una situación. Por lo tanto una antena para monitoreo es aquella que está recibiendo información de alguna fuente para supervisar que los procesos que se están recibiendo en un intervalo de tiempo determinado son los correctos.

En este capítulo se analizarán los parámetros y características de las antenas que se mencionan a continuación:

1. Logarítmica-periódica.
2. Discono.
3. Monopolo con sombrero (hat loaded).
4. Dipolo bicónica.
5. Híbrida.
6. Dipolo resonante.
7. Espiral logarítmica.
8. Cuerno de banda ancha.
9. Cuerno de banda angosta.
10. Magnéticas.

## 2.1. Parámetros de antenas.

Todas las antenas poseen parámetros que definen su comportamiento en la radiación o en la recepción de información, como puede ser la forma en que ésta es vista por la línea de transmisión que conecta la fuente de información con la antena, o inclusive el patrón de radiación que define a la antena. A continuación se describen los parámetros más importantes y que definen el comportamiento de la antena.[10]

### 2.1.1. Impedancia.

Toda antena presenta una corriente ( $I_{ent}$ ) dependiente del voltaje que se tiene a la entrada ( $V_{ent}$ ) así como el voltaje en el mismo punto. Esto indica que en la entrada de la antena se presenta una resistencia ( $Z_{ent}$ ) que generalmente es compleja, esto quiere decir que presenta una parte real y una imaginaria. En la ecuación (2.1) se muestra la fórmula que define la impedancia a la entrada de la antena.

$$Z_{ent} = \frac{V_{ent}}{I_{ent}} \quad (2.1)$$

Si una antena llegase a presentar una impedancia puramente real se estaría hablando de una antena resonante, esto es que la reactancia inductiva y capacitiva tiene el mismo valor.

### 2.1.2. Resistencia de radiación.

La resistencia de radiación es la resistencia que opone la antena a la corriente alterna, y es igual a la relación que hay entre la potencia que radia la antena ( $P$ ) y el cuadrado de la corriente que hay en su punto de alimentación ( $i^2$ ). La ecuación para calcularla es:

$$R_r = \frac{P}{i^2} \quad (2.2)$$

### 2.1.3. Resistencia de pérdidas.

La resistencia de pérdidas modela las pérdidas generadas por efectos electromagnéticos, ruido y otras causas. La forma de simbolizarla es por  $R_\Omega$ .

### 2.1.4. Eficiencia de la antena.

Con base en las resistencias anteriores se puede definir el rendimiento que tiene la antena. En la ecuación (2.3) se define la forma de calcular este parámetro.

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2.3)$$

### 2.1.5. Ecuación de transmisión.

Si la antena radia una potencia  $P$  en todas direcciones (a este tipo de radiación se le conoce como radiación isotrópica), si el medio no introduce pérdidas, la potencia que atraviese toda superficie esférica será constante, igual al inverso de la distancia  $R$  que separa la superficie esférica de la antena. Como la radiación es igual en toda la superficie de la esfera y ya se sabe que una esfera de radio  $R$  posee una superficie de  $4\pi R^2$  entonces la densidad de potencia (Potencia por unidad de superficie, denotada por " $P$ ") quedara expresada en la ecuación (2.4).

$$P = \frac{W_T}{4\pi R^2} \quad (2.4)$$

Sin embargo, las antenas no son isotrópicas, esto es que concentran la radiación en una dirección sacrificándola en otras. Para modelar este fenómeno se utiliza un parámetro llamado Ganancia directiva ( $G_D$ ).

### 2.1.6. Ganancia directiva

La ganancia directiva es la relación que existe entre una antena que radia en una sola dirección a una distancia fija una densidad de potencia " $P$ " y la densidad de potencia " $P_i$ " que radia una antena isotrópica a la misma distancia.[12]

$$G_D = \frac{P}{P_i} \quad (2.5)$$

### 2.1.7. Ganancia en potencia

Es la ganancia directiva " $G_D$ " multiplicada por la eficiencia de la antena y una forma alterna de calcularla sería despejando de la ecuación (2.6):[11]

$$G_p = \frac{A_c 4\pi}{\lambda^2} \quad (2.6)$$

### 2.1.8. Área de captura

Si se considera que una antena radia una onda electromagnética con cierta densidad de potencia, esta densidad es la cantidad de potencia que incide sobre la antena, por lo tanto el área de captura es

el área unitaria de una superficie imaginaria perpendicular a la dirección de propagación de la onda recibida. La forma de denotarla es por  $A_c$  y se calcula de la siguiente forma:[11]

$$A_c = \frac{G_p \lambda^2}{4\pi} \quad (2.7)$$

Con:

$G_p$ = Ganancia en potencia.

$\lambda$ = Longitud de onda asociada a la frecuencia de operación.

### 2.1.9. Potencia de captura

Es el producto de la densidad de potencia que incide sobre la antena por el área de captura de ésta.[11]

$$P_c = P A_c \quad (2.8)$$

### 2.1.10. Factor de antena

El factor de antena “K” es el la relación existente entre el campo eléctrico “E” recibido por la antena y el voltaje “ $V_r$ ” que entrega ésta a la salida. Si se sabe que:

$$E^2 = (120\pi)(P) \quad (2.9)$$

Y que:

$$K = \frac{E}{V_r} \quad (2.10)$$

Se pueden aplicar despejes y sustituciones en (2.10) de las ecuaciones vistas anteriormente y el cálculo del factor de antena queda expresado de la siguiente manera: [11]

$$K = \frac{\pi f}{75} \sqrt{\frac{30}{Z_{ent} G_p}} \quad (2.11)$$

### 2.1.11. Patrón de radiación

Un patrón de radiación es una gráfica polar que representa intensidades de campo eléctrico, magnético o densidades de potencia para diferentes posiciones angulares relacionadas a una antena. Existen principalmente dos tipos de patrones de radiación: el absoluto, que está representado para una intensidad de campo eléctrico o magnético fija y una distancia variable y el relativo, que es para una distancia fija y una potencia variable.[12]

## 2.2. Antena logarítmica-periódica (log-periódica)

La antena logarítmica periódica o log-periódica es una antena independiente de la frecuencia, esto es que el comportamiento de sus parámetros no varían respecto a la frecuencia en un determinado ancho de banda. Esta antena surge en 1957 del trabajo inicial de V.H. Rumsey, J. D. Duhamel y D. E. Isbell. La relación de ancho de banda de una antena Log-Periódica es aproximadamente de 10:1 o mayores; dicha relación está dada por el cociente de la frecuencia máxima entre la frecuencia mínima de operación de la antena. Suele utilizarse más el concepto de relación de ancho de banda que el porcentaje de ancho de banda frecuencial.[11]

La estructura física de una antena log-periódica es repetitiva, esto conlleva a que las características de sus parámetros eléctricos también los sean. Por tanto la estructura física de una antena de este tipo consiste en una figura básica que se repite, pero con distintos tamaños. La antena de este tipo más común es un arreglo de dipolos de diferentes longitudes separados una cierta distancia y alimentados por una sola fuente en el extremo pequeño, este arreglo se puede observar en la figura 2.1. Los cables de alimentación van cruzados entre cada uno de los dipolos. La distribución de radiación tiene el lóbulo principal alejándose del extremo más pequeño. La ecuación de diseño para una antena log-periódica está definida por la ecuación (2.12):

$$\frac{1}{\tau} = \frac{R_n}{R_{n-1}} = \frac{L_n}{L_{n-1}} \quad (2.12)$$

Dónde:

- $R$ : distancia de separación entre los dipolos en pulgadas.
- $L$ : longitud del dipolo en pulgadas.
- $\tau$ : relación de diseño (un número adimensional menor a 1).

Los extremos de los dipolos están en línea recta, y al ángulo que forman se le denomina  $\alpha$ . En una antena diseñada con las restricciones indicadas en la ecuación el comportamiento de la impedancia de entrada de la antena varía de tal forma que se repite en ciertos intervalos, y si se grafica en función del logaritmo de la frecuencia varía en forma periódica; de ahí el nombre log-periódica. La magnitud de un periodo logarítmico depende de la relación de diseño ( $\tau$ ) y si se encuentran dos máximos sucesivos en las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ , estos tres se relacionan por la ecuación (2.13):

$$\log f_2 - \log f_1 = \log\left(\frac{f_2}{f_1}\right) = \log\left(\frac{1}{\tau}\right) \tag{2.13}$$

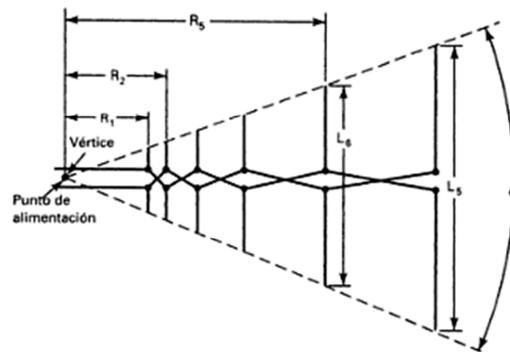


Figura 2.1. Antena log-periódica.

Esto último indica que las propiedades de la antena log-periódica medidas en una frecuencia  $f$  tendrán propiedades idénticas en  $\tau f, \tau^2 f$  etc.

### 2.3. Antena discono.

La configuración exacta del discono fue creación de Armig G. Kandoian, quien patentó en Estados Unidos (patente número 2,368,663) una antena “de banda ancha” desde una aplicación presentada el 15 de mayo de 1943.[15]

Kandoian describió tres modelos de disconos para VHF además de proporcionar información de cómo construirlas, patrones de radiación y lo más importante como operan estas antenas. La primera antena discono fue diseñada para cubrir frecuencias de entre 15 y 30 MHz sin la necesidad de un sintonizador de antena, las varillas tenían una longitud de 5.8 metros con un ángulo de inclinación de 60°, y el disco un diámetro de 3.65 metros.

Una antena discono está conformada físicamente como su nombre lo indica, por un cono como base y tiene montado un disco separados por un dieléctrico. Las medidas de sus componentes son inversamente proporcionales a la frecuencial base de operación con que se espera trabajar.[13]

Las antenas discono cuentan con una polarización vertical y son capaces de irradiar entre 3 y 4 veces la frecuencia mínima para la cual fue diseñada, ahora bien en cuanto a la recepción estas antenas son capaces de recibir hasta 10 veces la frecuencia mínima de diseño. Debido a las características mencionadas anteriormente la antena discono entra en la clasificación de las antenas de banda ancha pero con una limitante en ganancia.

Cada una de las distancias de la antena que se muestran en la Figura 2.2 tiene una forma en particular de ser calculada.

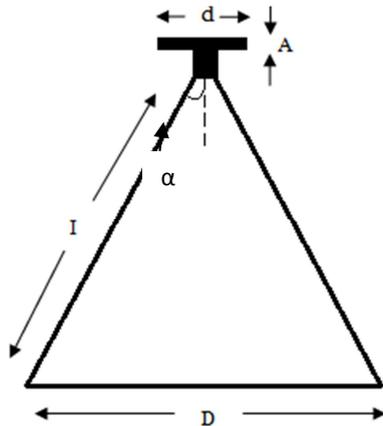


Figura 2.2. Antena discono y denotación de las longitudes correspondientes.

Existen diferentes formas de calcular las longitudes de la antena. En el siguiente conjunto de ecuaciones se describe una de ellas [22]:

$$I = 0.7\lambda \tag{2.14}$$

$$D = 0.6\lambda \tag{2.15}$$

$$d = 0.4\lambda \tag{2.16}$$

$$\alpha = 25^\circ \tag{2.17}$$

$$A \ll d \tag{2.18}$$

Otra de las formas de calcular dichas longitudes está dada de acuerdo con la referencia [24] en las ecuaciones (2.19-2.23):

$$I = 0.25\lambda \quad (2.19)$$

$$D = 0.25\lambda \quad (2.20)$$

$$d = 0.7I \quad (2.21)$$

$$\alpha = 25^\circ \quad (2.22)$$

$$A \ll d \quad (2.23)$$

El parámetro  $\lambda$  indica la longitud de onda asociada a la frecuencia menor para la que la antena será diseñada.

El espesor del dieléctrico que separa el cono y el disco es:

$$\text{separación: } \frac{3}{40} \lambda_{m\acute{a}x} \quad (2.14)$$

Siendo  $\lambda_{m\acute{a}x}$  la longitud de onda asociada a la frecuencia más alta a utilizar.

El ancho de banda de la antena discono la hace atractiva para aplicaciones militares, comerciales, de radio amateur y otras.[18]

#### 2.4. Monopolo cargado con sombrero (hat loaded).

Para conocer lo que es una antena monopolo cargada, es necesario mencionar que una antena monopolo está conformada únicamente por una varilla conductora de un cuarto de longitud de onda en forma vertical. Es básicamente la mitad de un dipolo de Hertz pero el monopolo requiere de un plano de pantalla reflectora perpendicular a éste.[14]

Como se sabe cualquier material conductor cercano a la zona de radiación modifica el patrón de radiación, por esto se acostumbra colocar cuatro varillas perpendiculares al monopolo para simular el plano tal como se muestra en la figura 2.3.

Una de las características de los monopolos en bajas frecuencias es que la eficiencia de utilización de la potencia es muy baja (entre 25 y 35 %) por esto es necesario la adición de una carga que eleve esta eficiencia. Basado en la fórmula de la eficiencia (2.2) se observa que este objetivo se puede cumplir elevando la resistencia de radiación o bien disminuyendo las pérdidas. Las pérdidas pueden ser disminuidas aumentando la conductividad del plano, pero es más común aumentar la resistencia de radiación alargando eléctricamente el radiador; esto se logra agregando una capacidad estática al radiador o insertando una inductancia que alargue dicha longitud.

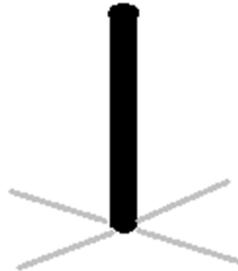


Figura 2.3. Antena monopolo.

### 2.4.1. Carga inductiva.

La carga inductiva consiste en abrir el monopolo en un punto distinto a la entrada de la alimentación ya que si se insertase en la entrada solo se aumentaría la reactancia y los parámetros de la antena quedarían intactos. Por esto, como se observa en la figura 2.4 (a) se debe de colocar el inductor en un punto diferente a la entrada para que se logre el alargamiento deseado.

### 2.4.2. Carga capacitiva.

La carga capacitiva consiste en un disco en el tope del radiador de tal forma que presente una capacitancia estática, ya sea con el espacio libre o con el plano tierra. Como se ilustra en la figura 2.4 (b) se acostumbra la inclusión de un disco sólido en la parte más alta del monopolo para conseguir la longitud deseada.

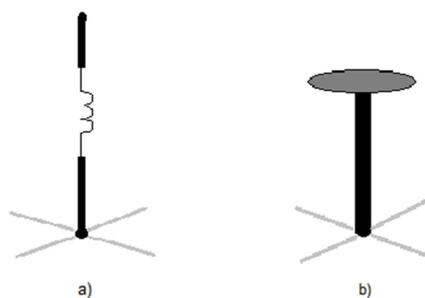


Figura 2.4. a) Monopolo con carga inductiva.  
b) Monopolo con carga capacitiva.

## 2.5. Dipolo bicónica.

Una antena dipolo bicónica consiste en dos conos idénticos que convergen en los puntos de alimentación, en la figura 2.5 se muestra una antena bicónica. Esta estructura guía el frente de onda esférico lejos de la antena de forma omnidireccional. La impedancia característica de esta antena está determinada por el tipo de los elementos que la constituyen, y es capaz de trabajar en un ancho de banda muy amplio.

La principal limitante de esta antena es que el tamaño de sus elementos es muy amplio lo cual la hace robusta y no muy fácil de instalar, otra de las cosas que limita la utilización de este tipo de estructuras es que el espaciamiento entre los puntos de alimentación debe ser muy preciso lo que la convierte en una antena de difícil construcción.

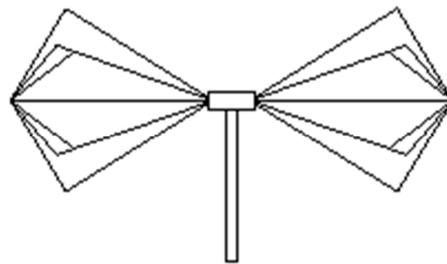


Figura 2.5. Forma física de una antena bicónica.

## 2.6. Antena híbrida (BiConiLog).

La antena híbrida es una antena que combinando las características de dos antenas elementales para intentar aprovechar las mejores características de ambas, generalmente se busca incrementar el ancho de banda de funcionamiento.

La antena híbrida surgió de la combinación de una antena Log-Periódica con una antena dipolo bicónica y no solo combina sus características eléctricas, también lo hace con sus estructuras físicas elementales, ya que en forma física se puede distinguir la parte que corresponde a cada una de estas. En la figura 2.6 se puede observar como es físicamente dicha antena.

La principal ganancia que se tiene de la combinación de estas antenas es que al agregar el dipolo cónico el tamaño físico de la antena disminuye en gran proporción con respecto a la antena Log-periódica y conserva el ancho de banda de la combinación de estas antenas.

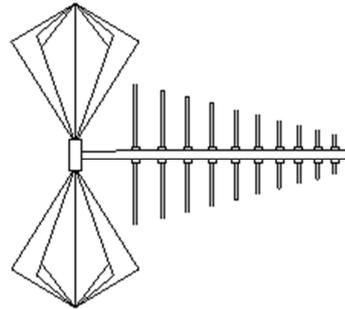


Figura 2.6. Antena híbrida.

## 2.7. Dipolo resonante.

Las primeras pruebas realizadas de este tipo de antenas fueron en el año de 1944 por W. Roberts. Los dipolos resonantes son las antenas omnidireccionales más eficientes que existen, en la figura 2.7 se muestra una antena dipolo resonante. El rendimiento de sus parámetros de antena son predecibles así como la longitud y el diámetro de los elementos son fáciles de calcular a la frecuencia de resonancia, de que reciban este nombre.

Una de las aplicaciones que más se le da a este tipo de antenas es la incorporación de un transformador BALUN (llamado así por sus siglas en inglés Balanced to Unbalanced) con el que se modifica la onda electromagnética de una polarización balanceada a una no balanceada (uso de plano de tierra), cabe mencionar que la incorporación del transformador disminuye la facilidad de predecir el comportamiento que tomarán los parámetros de la antena en la frecuencia de resonancia.

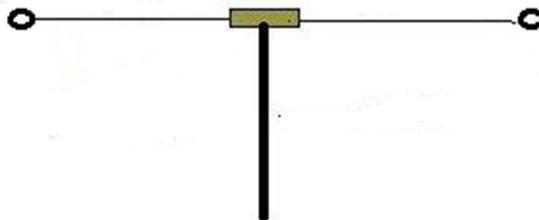


Figura 2.7. Antena dipolo resonante.

## 2.8. Antena espiral cónica logarítmica.

Una antena espiral cónica logarítmica en cuanto a estructura física es una combinación de una antena cónica y una antena helicoidal. La antena cónica como su nombre lo indica tiene forma de cono con

alimentación en el extremo más pequeño y la antena helicoidal es una antena conformada por un conductor eléctrico con en forma de un solenoide. Al combinarse estas dos forman un solenoide que se va enrollando en forma de cono, de ahí el nombre que posee. En la figura 2.8 se muestra la forma real de una antena espiral cónica logarítmica.

Estas antenas fueron descubiertas e investigadas a finales de los años 40s y principios de los 50s. John Yates en la Universidad de Illinois construyó la primera antena independiente de la frecuencia que fue una antena espiral cónica logarítmica.

El comportamiento de los parámetros de las antenas es muy similar al de las antenas Log-periódicas. El elemento en forma de espiral produce que la polarización de la antena sea elíptica con una radiación prácticamente direccional. Ya que las espirales son alimentadas desde el extremo frontal de la antena, la polarización es opuesta a la dirección de los devanados viéndola desde la parte frontal de la antena. Esto es que si el devanado está enrollado hacia la derecha el giro de la polarización circular será en dirección opuesta.



Figura. 2.8. Antena espiral cónica logarítmica.

## 2.9. Antena de corneta de banda angosta.

Las antenas de corneta son muy populares en el área de las microondas ya que trabajan desde 1 GHz. Estas antenas son reconocidas dado que otorgan una buena ganancia. Una baja relación de onda estacionaria (SWR por sus siglas en inglés "Stationary Wave Ratio), un ancho de banda relativamente amplio, en cuanto a su estructura física poseen un bajo peso y son de fácil construcción. Y como un beneficio adicional, los parámetros teóricos calculados prácticamente se consiguen en la práctica.[13]

Existen tres tipos de antenas de corneta básicas. En la figura 2.9 se ilustran estos tres, los cuales se alimentan con una línea de transmisión rectangular que es orientada con su pared amplia horizontal.

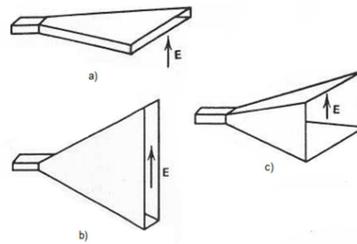


Fig. 2.9. Antenas de corneta rectangulares. a) Corneta sectorial del plano-H  
 b) Corneta sectorial del plano-E  
 c) Corneta piramidal. [13]

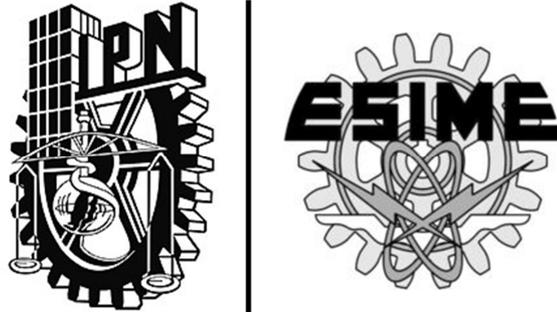
## 2.10. Antena de corneta de banda ancha.

Una antena de corneta posee ese nombre debido a su forma de construcción física. En la figura 2.9 se muestra la estructura de una antena de corneta. Al igual que las antenas cónicas poseen un extremo más amplio que el otro, esto último para aumentar la directividad de la antena.

Con el fin de aumentar el intervalo de frecuencias de una antena de corneta, es necesario empezar por la alimentación por medio de guías de ondas y reemplazarlo con algo que tenga un rendimiento de frecuencia más amplio que una guía de onda rectangular. Esto se lleva a cabo mediante el uso de algunos segmentos de guía de ondas con terminación en forma de punta o línea de transmisión de placa paralela en la alimentación. En una guía de ondas puntiaguda, la frecuencia de corte del modo dominante se reduce, mientras que la frecuencia de corte del siguiente modo de orden superior se eleva. Para hacer que la transmisión de la guía de ondas se propague en el espacio libre, las líneas de transmisión deben ser cónicas de forma exponencial, cambiando gradualmente la impedancia como en el caso de las antenas espiral cónica logarítmica.



Figura 2.10. Antena de corneta de banda ancha.



# CAPÍTULO 3 | “Antenas de monitoreo monopolo y discono”

## Capítulo 3. Antenas de monitoreo monopolo y discono

### 3.1 Antena monopolo con sombrero

La antena monopolo con sombrero entra en la clasificación de los monopolos largos, esto es que su longitud eléctrica es mayor a  $\lambda/4$ . El alargamiento se consigue con una carga capacitiva en el extremo superior del radiador y se obtiene agregando un disco con radio  $r$ , del tal forma que se presente una línea de transmisión abierta de longitud de onda menor a  $\lambda/4$ . En la figura 3.1 se muestra un esquema de esta antena.

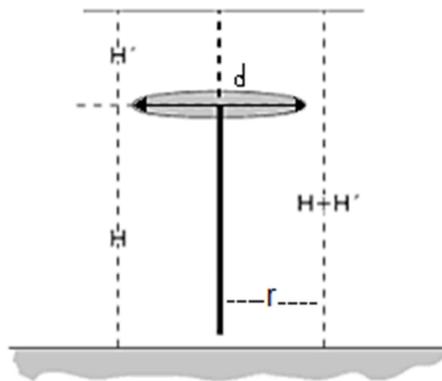


Figura 3.1 Monopolo con sombrero

En dicha figura se puede observar que la longitud eléctrica del monopolo se ha alargado de tal forma que la longitud final es de  $h = H + H'$ . [25]

No existe una metodología exacta para el cálculo de la carga capacitiva en un monopolo, sin embargo existen algunas aproximaciones para realizar dicho cálculo.

Una de las formas de calcular el radio de la carga que se colocará al radiador es fijando una longitud  $H$  y un radio de sección transversal  $d$ .

Se comienza el cálculo con base en esos valores. En primera instancia se calcula una altura del monopolo considerando el alargamiento que se tendrá.

$$h = (H)(0.5) \quad (3.1)$$

Posteriormente se calcula la fase de la impedancia.

$$\beta H = (360)(h)/\lambda \quad (3.2)$$

siendo  $\beta$ = constante de fase y  $\lambda$ = Longitud de onda.

Después se realiza el cálculo de la capacitancia del monopolo con la altura modificada.

$$C_v = \left( 24.15 / \log_{10} \left( \frac{(1.15)(h)}{d} \right) \right) (h) \quad (3.3)$$

Tomando el valor de la capacitancia  $C_v$  en pF para calcular la impedancia característica.

$$Z_0 = 10000 / (3)(C_v |_{pF}) \quad (3.4)$$

Posteriormente se calcula la reactancia capacitiva, que hay en la impedancia de la antena.

$$X_s = Z_0 \tan(\beta H) \quad (3.5)$$

Una vez calculada la reactancia capacitiva, se procede a calcular la capacitancia correspondiente a esa impedancia.

$$C_s = \frac{1}{(2\pi)(f)(X_s)} \quad (3.6)$$

El radio de disco asociado a la capacitancia  $C_s$  se calcula de la siguiente forma.

$$r = (1.4)(C_s |_{pF}) \quad (3.7)$$

### 3.1.1 Diseño

Se comenzó por fijar una longitud y un radio de sección transversal del radiador y, de acuerdo a estas medidas, realizar los cálculos para calcular el radio  $d$  de la carga.

Se fijó una altura del radiador  $H = 0.35$  m y un radio de sección transversal  $d = 0.3175$  m, la frecuencia de operación del monopolo es de  $f = 150 \times 10^6$  Hz.

Siguiendo la metodología descrita en la sección anterior:

Se calculó la longitud de onda asociada a la frecuencia central de operación.

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{150 \times 10^6} = 2m \quad (3.8)$$

Posteriormente se consideró que la longitud final sería .05 veces mayor a la longitud original

$$h = (0.35)(1 + 0.05) = 0.3675m \quad (3.9)$$

Después se calculó el factor  $\beta H$ .

$$\beta H = \frac{(360)(0.3675)}{2} = 66.15^\circ \quad (3.10)$$

Se procedió a calcular la capacitancia de la antena con la longitud modificada.

$$C_v = \left( \frac{24.15}{\log_{10} \left( \frac{(1.15)(0.3675)}{0.3175} \right)} \right) (0.3675) = 9.5741 \times 10^{-12} \frac{F}{m} \quad (3.11)$$

Utilizando el valor de la capacitancia del monopolo se calculó la impedancia característica de la antena.

$$Z_0 = \frac{10000}{(3)(9.7541)} = 250\Omega \quad (3.12)$$

Con los valores obtenidos de los calculos de impedancia y la fase de ésta se calculó la reactancia capacitiva del disco.

$$X_s = \frac{250}{\tan(66.15^\circ)} = -110.52\Omega \quad (3.13)$$

Después se calculó la capacitancia asociada a está reactancia.

$$C_s = \frac{1}{(2\pi)(150 \times 10^6)(110.52)} = 9.6 \times 10^6 F \quad (3.14)$$

Finalmente se obtuvo el radio de la carga.

$$r = \frac{(20)(9.6)}{9\pi} = 13.44cm = 0.1344 m \quad (3.15)$$

### 3.1.2 Optimización

Desde hace varios años se han empleado técnicas de mejoramiento de impedancia de entrada y de reducción de monopolos y dipolos mediante la colocación de cargas reactivas; entre ellas se encuentra el uso de discos o sombreros, revestimientos dieléctricos, estructuras resonantes dieléctricas.[19]

El uso de cargas capacitivas en forma de sombrero, aunado a la utilización de materiales de pocas pérdidas es de suma importancia para diseñar una antena de mayor ancho de banda con alta eficiencia de radiación.[21]

Con base en las simulaciones y las respuestas obtenidas en éstas se decidió que el radio adecuado de la sección transversal era de  $d = 0.001875m$  en lugar de  $d = 0.003175m$  aunque manteniendo el radio de la carga calculado para la primera sección transversal, esto último debido a que si se utilizaba una sección transversal mayor, el acoplamiento y el ancho de banda se veían afectados significativamente.

### 3.1.3 Simulaciones

Se utilizó el programa Ansoft HFSS versión 13.0 en el cual se construyó la antena con las longitudes reales calculadas, además se le atribuyeron a cada una de las partes que conforman la antena propiedades metálicas (en este caso cobre y aluminio detectando que ambos metales presentaban el mismo comportamiento en las simulaciones), además de simular con una impedancia en el puerto de entrada de 50 ohms y otra simulación con la impedancia real de la antena para observar si con la impedancia calculada se obtenía un buen acoplamiento.

#### 3.1.3.1. Coeficiente de reflexión.

La primera simulación constó del primer diseño propuesto que posee un diametro de sección transversal del monopolo  $d = 0.05m$ ,  $h = 0.35m$  y  $r = 0.05m$  . En la figura 3.2 se puede observar una gráfica que muestra el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  (coeficiente de reflexión a la entrada) en el intervalo de frecuencias de operación de la antena.

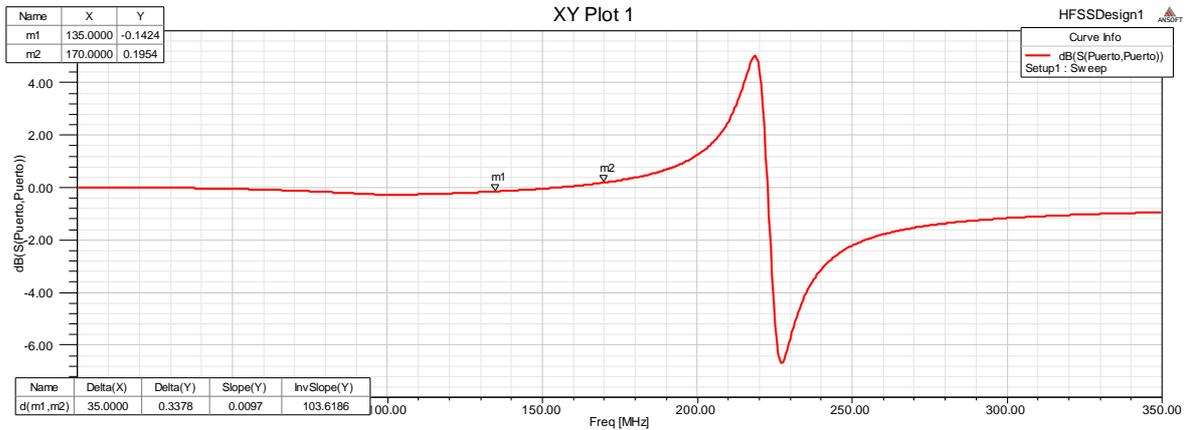


Figura 3.2. Parámetro  $S_{11}$  con medidas propuestas originales.

En figura 3.3 se observa el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  con las optimizaciones implementadas, además de las longitudes calculadas con la metodología descrita en la subsección 3.1.1 y la impedancia del puerto es de 50 ohms.

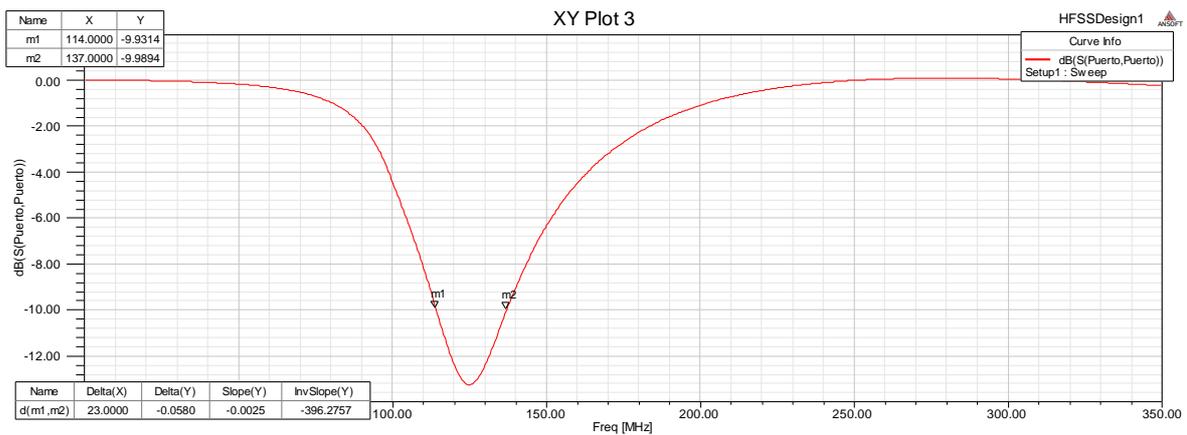


Figura 3.3. Parámetro  $S_{11}$  con las medidas calculadas e impedancia del puerto de 50 ohms.

Finalmente en la figura 3.4 se observa el comportamiento del mismo parámetro  $S_{11}$  con las optimizaciones implementadas, las longitudes calculadas pero la impedancia del puerto es de 13.5-110.5j ohms.

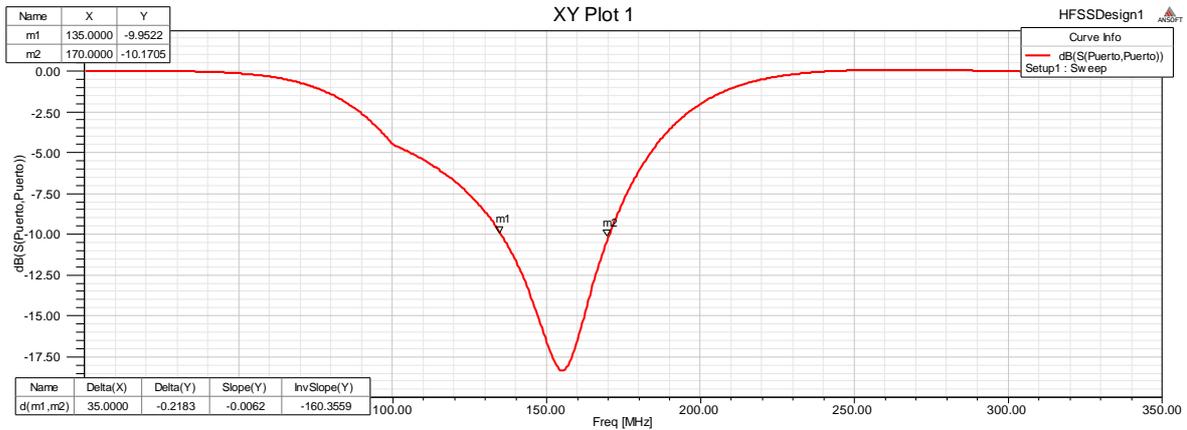


Figura 3.4. Parámetro  $S_{11}$  con las medidas calculadas e impedancia del puerto de 13.5-110.5j ohms.

En la figura 3.4 se observa que con respecto a los otros dos diseños el ancho de banda es mayor además de que el acoplamiento se presentó en la frecuencia central dado que las impedancias de entrada como de alimentación están acopladas.

### 3.1.3.2. Patrón de radiación.

En el mismo simulador se obtuvo el gráfico que representa el patrón de radiación en el plano horizontal de la antena monopolo así como el patrón de radiación tridimensional del mismo. En la figura 3.5 se muestran ambos patrones de radiación.

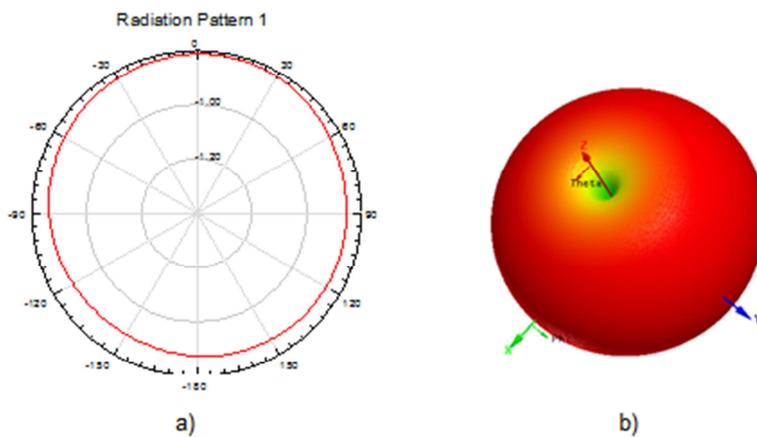


Figura 3.5. a) Patrón de radiación en el plano horizontal.

b) Patrón de radiación tridimensional.

Como se observa, el patrón de radiación de manera ideal es prácticamente omnidireccional en el plano horizontal.

### 3.2 Antena discono

Una antena discono es una variación de una antena bicónica (no tan ampliamente estudiada como ésta)[20], en donde uno de los conos ha sido sustituido por un disco sobre el vértice truncado del otro cono. Usualmente se monta en forma vertical.

Es una antena omnidireccional, polarizada verticalmente y con ganancia similar a la de un dipolo, con un ancho de banda excepcional que se extiende a varias décadas.[22],[24] Estas características la hacen una antena idónea para aplicaciones de banda ultra ancha[16],[17], la cual consiste en situaciones donde se exceden los 500 MHz o por lo menos 20 % de la frecuencia central de operación.[20]

Su patrón de radiación en el plano H (horizontal) es delgado, aumentado su sensibilidad con dirección al horizonte y disminuyéndola para señales que no sean de interés.[18] Dicho patrón se halla ligeramente cargado hacia abajo dada la asimetría horizontal de la antena [17]. En la figura 3.6 se muestra el patrón de radiación en la frecuencia central de operación de una antena.

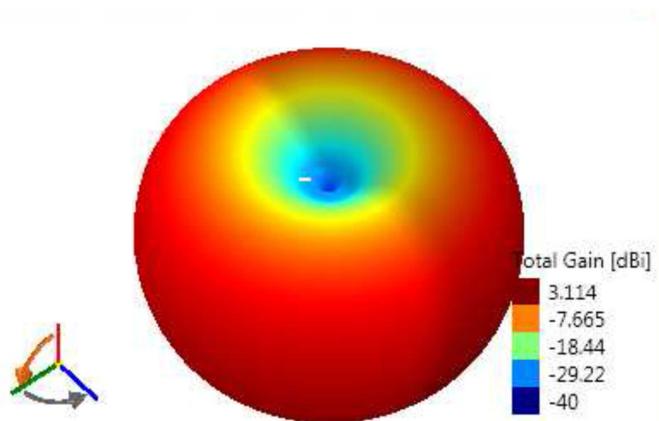


Figura 3.6. Patrón de radiación de la antena discono cuando se encuentra en su frecuencia central de operación.

Su relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR o Voltage Standing Wave Ratio) típica es de 2:1 en el rango frecuencial de diseño y 3:1 posterior al segundo armónico. La relación 3:1 es la empleada para aplicaciones comerciales,[18] tales como televisión, radiodifusión y otras aplicaciones en comunicaciones.[23]

### 3.2.1 Diseño

Una antena discono consta de tres partes importantes: el disco, el cono y el dieléctrico.

#### 3.2.1.1 Disco

El disco suele tener un diámetro de 0.7 veces un cuarto de la longitud de onda de la menor frecuencia de diseño. El punto de alimentación de la antena se coloca en el centro del disco y suele hacerse mediante un cable coaxial de 50 ohms (con el que presenta buen acoplamiento en su intervalo frecuencial de operación[24]), con el conductor central conectado al disco y el conductor exterior a la estructura cónica.[18],[22 - 23]

El diámetro del disco superior determina la frecuencia superior de operación de la antena; a mayor frecuencia se tiene un menor radio,[18] lo cual es deseado dada su relación con la longitud de onda.

#### 3.2.1.2 Cono

La longitud del cono suele corresponder a un cuarto de la longitud de onda de la menor frecuencia de operación de la antena. El ángulo de apertura oscila entre 25 y 40 grados.

#### 3.2.1.3 Dieléctrico

El disco y el cono deben ser aislados mediante un material dieléctrico, cuyas dimensiones determinan varias de las propiedades de la antena, especialmente en alta frecuencia.

El espaciamiento entre la parte superior del cono y el disco es casi siempre igual a 0.3 veces el diámetro del cono superior.[18] El ancho de banda se incrementa proporcionalmente con la frecuencia de resonancia, como se comprobó en la referencia [18]. Stutzman señaló[22] que el patrón de radiación de esta antena es insensible a la variación de los parámetros físicos del disco y el dieléctrico.

Se emplean dos técnicas para construir este tipo de antenas. La primera consiste en usar láminas sólidas metálicas, usualmente de cobre, que es práctica para aplicaciones domésticas e intramuros. La segunda técnica es emplear un número suficiente de varillas o tubos igualmente metálicos para formar la estructura cónica; esta técnica simplifica la construcción y reduce su resistencia al viento, lo que le da más versatilidad para su uso en exteriores. Se pueden observar ambos tipos de implementación en la figura 3.7.



a)

b)

Figura 3.7. a) Antena discono construida con una lámina de cobre.

b) Antena discono empleada para recepción en la banda de VHF y UHF, usada en exteriores.

Las dimensiones del discono están determinadas por la menor frecuencia de operación.

### 3.2.1.4 Cálculo de longitudes.

Utilizando la formulación propuesta en [24] se calcularon las longitudes de cada una de las partes que conforman al discono, cuyas variables están especificadas en la figura 2.2.

Primero se calculó la longitud de onda asociada a la frecuencia más baja de operación de la antena discono.

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{300 \times 10^6} = 1m \quad (3.16)$$

Después se calcularon las diferentes longitudes.

$$l = (0.25)(1) = 0.25m \quad (3.17)$$

$$D = (0.25)(1) = 0.25m \quad (3.18)$$

$$d = (0.7)(0.25) = 0.175m \quad (3.19)$$

$$A = 0.001m \quad (3.20)$$

$$separación = \left(\frac{3}{40}\right)(0.3) = 0.0075m \quad (3.21)$$

### 3.2.2 Optimización

Se sabe que la disminución en la altura del cono reduce el ancho de banda del arreglo[16] y que la disminución de forma proporcional de las longitudes del disco afectan de manera poco significativa en el comportamiento de la antena.

Se estudió una tercera propuesta dada por el radioaficionado VE3SQB en la página Web <http://www.ve3sqb.com/>, la cual cuenta con un programa en Visual Basic que calcula las medidas óptimas para una frecuencia de operación dada. En la figura 3.8 se muestra una captura de pantalla de dicho software.

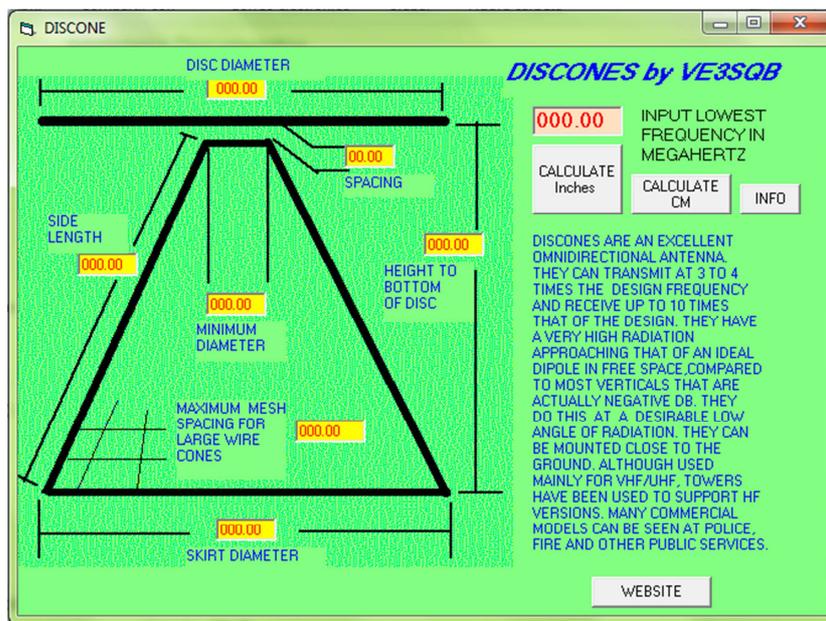


Figura 3.8. Captura de pantalla del programa realizado por el radioaficionado VE3SQB

Las medidas entregadas por el software, detalladas en la sección siguiente, fueron las primeras que se introdujeron en el software HFSS obteniendo una respuesta que se adecuaba a lo requerido. Posteriormente se encontró la referencia [24] en el cual aparece una formulación, donde las longitudes obtenidas son muy parecidas a las obtenidas en el software (diferencia de uno o dos centímetros en algunos datos) y dado que los recursos del equipo en el cual se simuló la antena son ineficientes, la simulación se tardó aproximadamente 18 horas. Por esto se optó que las medidas otorgadas por el software eran las adecuadas para la implementación, además de que cumplen con las expectativas del proyecto.

### 3.2.3. Simulaciones

Las simulaciones fueron realizadas en el software HFSS 13.0 en Windows 7. La figura 3.9 muestra una captura de pantalla del programa en ejecución en el proceso de simulación.

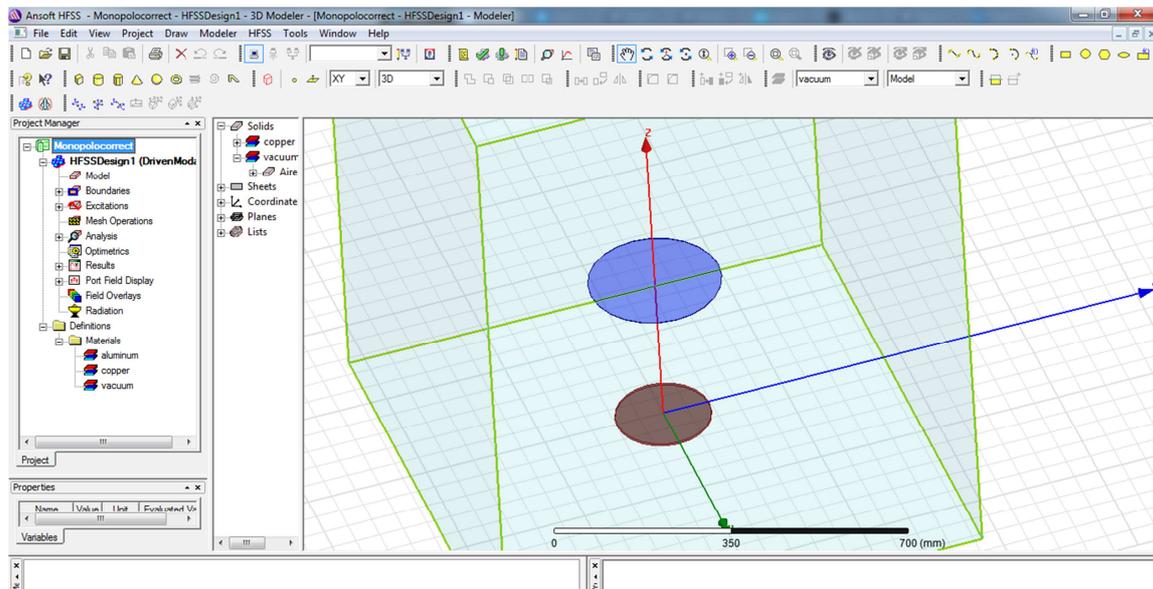


Figura 3.9. Captura de pantalla del software HFSS 13.0 durante el proceso de simulación.

En el caso del discono solamente se tuvo que simular una sola vez ya que el diseño obtenido en primera instancia se adecua perfectamente a lo requerido.

#### 3.2.3.1. Coeficiente de reflexión

Con las medidas otorgadas por el programa creado por el radioaficionado VE3SQB se simuló la antena discono en el software HFSS, en la figura 3.10 se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  (en un intervalo de frecuencias de 0.2 GHz a 1.2 GHz). Como se vio en capítulos anteriores la antena discono se acopla de manera adecuada al cable coaxial de 50 ohms, por lo tanto se propuso esa impedancia para el puerto de alimentación.

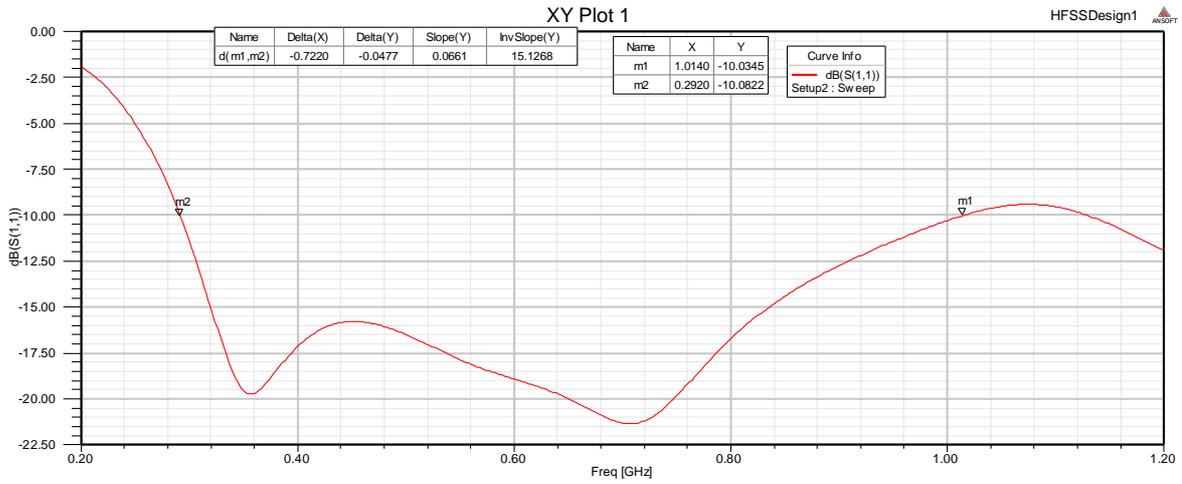


Figura 3.10. Parámetro  $S_{11}$  con las medidas otorgadas por el programa.

Se puede observar claramente que el acoplamiento se da en todo el ancho de banda requerido (300MHz hasta 1 GHz).

3.2.3.2. Patrón de radiación.

Se obtuvo en HFSS el patrón de radiación tridimensional y el patrón de radiación en el plano horizontal ambos asociados al diseño propuesto. En la figura 3.11 se pueden observar ambos patrones.

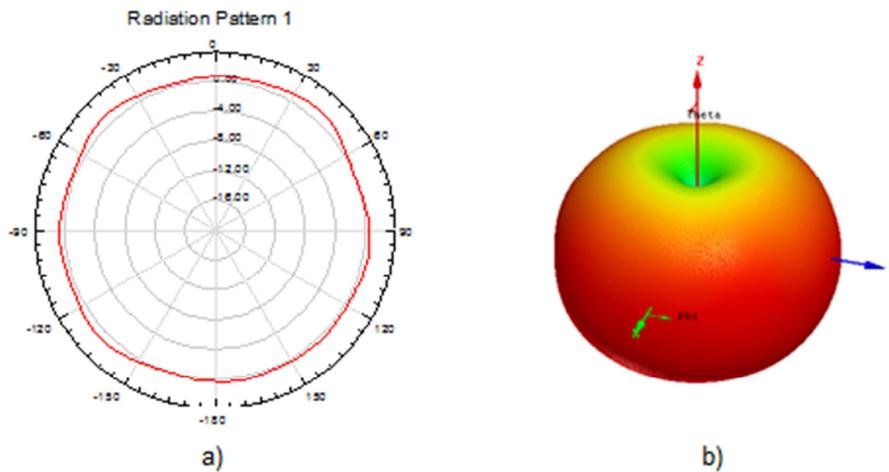


Figura 3.11. a) Patrón de radiación en el plano horizontal.  
 b) Patrón de radiación tridimensional.

Como se comentó en los capítulos anteriores, en el diseño ideal, sin contar los cables de alimentación, ni los elementos que intervienen en la construcción el patrón de radiación es omnidireccional.

### 3.3. Amplificador de bajo nivel de ruido (LNA)

Las antenas que constituyen el sistema receptor en radiofrecuencia requieren que la primera etapa a la entrada de ésta posea alta ganancia y bajo ruido ya que es la que determina su cifra de ruido. Es muy complicado lograr esto con una sola etapa de amplificación, por esto se debe de contar con dos etapas; la primera etapa debe de tener ganancia moderada y ruido mínimo, y la segunda, alta ganancia y ruido moderado. El conjunto de estas dos etapas es lo que se conoce como amplificador de bajo nivel de ruido, y suelen implementarse junto con redes de acoplamiento de impedancia para aumentar la eficiencia de la antena.

Los LNA se polarizan en clase A y dependiendo las necesidades de la antena en cuestión de impedancia es la topología utilizada.

#### 3.3.1 Diseño.

Se planteó una topología que consta de un seguidor de voltaje con JFET utilizado principalmente para acoplar la alta impedancia de la antena, y una segunda etapa de amplificación utilizando un BJT con polarización de retroalimentación en colector. En la figura 3.12 se muestra la topología empleada. Para el diseño del amplificador BJT se lleva a cabo la siguiente metodología.

1. Se propone una corriente de colector y de la hoja de especificaciones del dispositivo se obtiene la ganancia en corriente directa mínima.
2. Dado que se requiere que el punto de polarización se encuentre en el centro, se debe considerar que la corriente de saturación sea igual dos veces la corriente de colector

$$2I_c = \frac{V_{CC}}{R_c} \quad (3.22)$$

3. Finalmente se calcula la resistencia de base.

$$R_b = h_{fe} R_c \quad (3.23)$$

Se utilizó un transistor NESG2031M05 con  $h_{femin} = 130$ .

Siguiendo la metodología descrita anteriormente, se propuso una corriente de colector  $I_c = 5mA$  y se procedió a despejar  $R_c$  de (3.22) quedando lo siguiente:

$$R_c = \frac{V_{cc}}{2I_c} = \frac{12}{10 \times 10^{-3}} = 1.2k\Omega \tag{3.24}$$

Y finalmente sustituyendo en (3.23) lo obtenido en (3.24) se obtuvo:

$$R_b = (130)(1.2 \times 10^3) = 156k\Omega \tag{3.25}$$

Para el seguidor de voltaje se usó un transistor JFET J2N3819.

El criterio de diseño empleado para esta etapa fue la utilización de un resistor de compuerta cercano a los  $500k\Omega$  y en la fuente un resistor cercano a los  $50k\Omega$ .

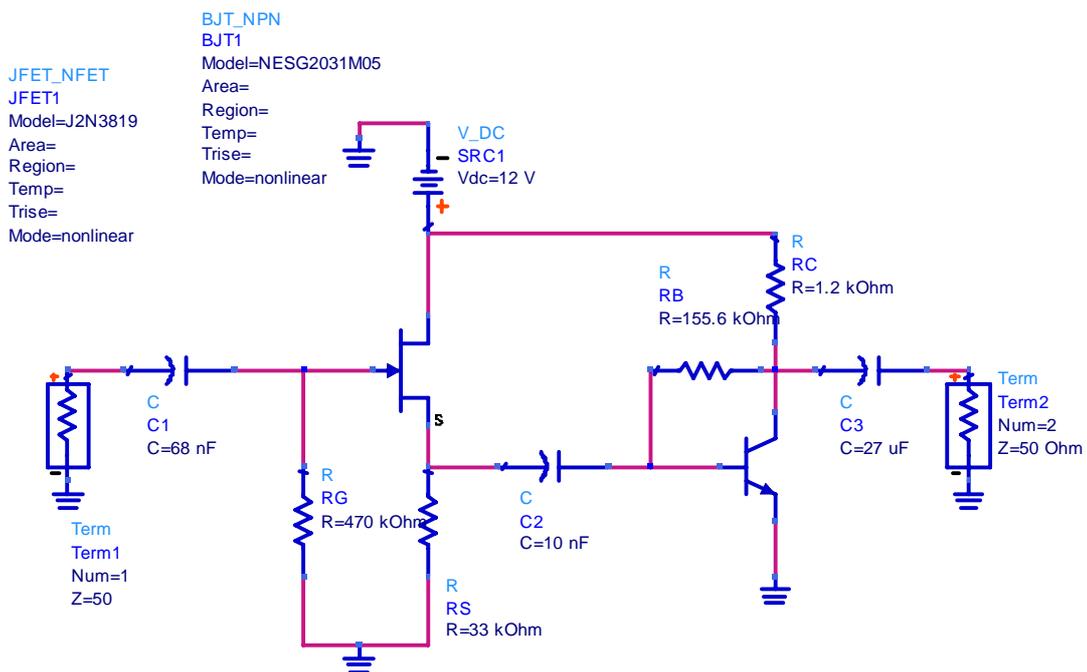


Figura 3.12. Topología empleada en el diseño del LNA.

Los amplificadores implementados con transistores son acoplados con capacitores que permiten aislar la señal de corriente alterna del voltaje de polarización de dichos elementos activos. El primer

capacitor en calcularse fue el capacitor de salida ( $C3$ ). Primeramente se calculó la impedancia de salida del transistor BJT:

$$Z_{out-BJT} = R_B || R_C = (155.6k\Omega) || (1.2K\Omega) = \frac{(155.6K\Omega)(1.2K\Omega)}{155.6K\Omega + 1.2K\Omega} \quad (3.26)$$

$$Z_{out-BJT} = 1190.81\Omega \quad (3.27)$$

Asumiendo que esa impedancia debía acoplarse con un elemento resistivo de 50 ohms, se empleó el criterio de “acoplamiento firme” que dicta que  $X_C \leq 0.1R_T$  siendo  $X_C$  la reactancia capacitiva y  $R_T$  la suma de las impedancias a acoplar, en este caso  $R_T = R_L + Z_{out-BJT}$ . Entonces:

$$X_C \leq 0.1(50\Omega + 1190.81\Omega) \quad (3.28)$$

$$X_C \leq 124.08\Omega \quad (3.29)$$

Conociendo la reactancia capacitiva se calculó la capacitancia  $C3$  de acuerdo con la ecuación 3.30, considerando una frecuencia mínima de operación  $f_{mín}$  de 50 Hz suponiendo que tal es la frecuencia mínima de operación del transistor JFET.

$$C3 = \frac{1}{2\pi f_{mín} X_C} = \frac{1}{2\pi(50Hz)(124.08\Omega)} = 25.65\mu F \quad (3.30)$$

Puesto que el valor calculado no es comercial, se redondeó a  $C3 = 27\mu F$ . Sabiendo que en la configuración de drenador común de la topología mostrada en la figura 3.11 suele acoplarse a otras etapas con capacitancias de entrada del orden de nF, se propuso un capacitor  $C2 = 10nF$ .

Finalmente se supuso que la impedancia de entrada del transistor en tal polarización es igual con la RG propuesta, es decir que:

$$Z_{in-FET} = 470k\Omega \quad (3.31)$$

Por lo que aplicando nuevamente el criterio de acoplamiento firme y que el amplificador sería conectado a la entrada con un cable coaxial de 50 ohms, la reactancia capacitiva se calculó como:

$$X_C \leq 0.1(50\Omega + 470k\Omega) \quad (3.32)$$

$$X_C \leq 47005\Omega \quad (3.33)$$

Entonces se calculó la capacitancia  $C1$  como:

$$C1 = \frac{1}{2\pi f_{min} X_C} = \frac{1}{2\pi(50\text{Hz})(47005\Omega)} = 67.71\text{nF} \quad (3.34)$$

Y se consideró una capacitancia comercial de  $C1 = 68\text{nF}$ .

### 3.3.2. Simulaciones

Se introdujo la topología mostrada en 3.12 en el software de simulación ADS (Advanced Design System 2008), en la simulación se obtuvo la gráfica de ganancia directa (parámetro  $S_{21}$ ) en el rango de frecuencias de interés (de 20 Hz a 300 MHz). En la figura 3.12. Se muestra la respuesta de este parámetro.

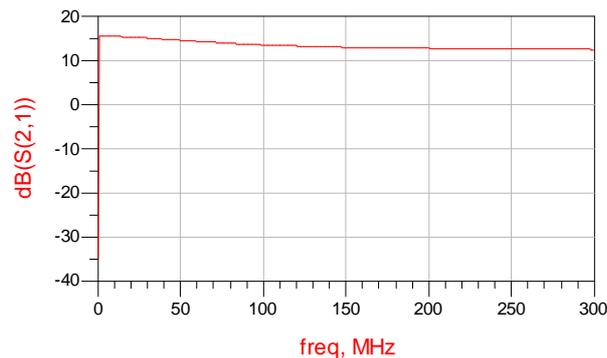


Figura 3.12. Parámetro  $S_{21}$  en el intervalo de frecuencias de interés.

Dado que la ganancia se encuentra en más de 10 dB para todo el intervalo, se puede observar que el amplificador está acoplado en todo el ancho de banda.

### 3.4 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se realizaron análisis sobre la eficiencia de la reducción de la longitud física de los monopolos; obtener menores dimensiones permitió tener un diseño tal que facilitara el uso práctico del arreglo: al tener un menor tamaño sería más sencillo portar el prototipo al sitio de monitoreo.

También se estudiaron las características de las antenas tipo disco y las diversas ecuaciones propuestas para su diseño: las originales presentes en la patente de Kandoian por un lado, y las

estudiadas por los radioaficionados autores del "The ARRL Book" por el otro, siendo más útiles para nuestro diseño estas últimas.

En el diseño del amplificador de bajo nivel de ruido se aplicaron conocimientos adquiridos durante el estudio de electrónica lineal para el acoplamiento capacitivo; de dispositivos electrónicos para la correcta operación y polarización de transistores de unión bipolar y de efecto de campo, así como consideraciones pertinentes de electrónica analógica de comunicaciones sobre figura de ruido y parámetros S.



# CAPÍTULO 4 | “Construcción y caracterización”

## Capítulo 4. Construcción y caracterización

### 4.1 Construcción

En el capítulo anterior se obtuvieron las medidas indicadas en la tabla 4.1, que quedaron como diseño definitivo.

**Tabla 4.1.** Resumen de medidas calculadas en el capítulo 3

Antena discono		Antena monopolo	
Disco	Cono	Monopolo	Sombrero
Radio = 9.69 cm	Diámetro mayor = 13.85 cm	Radio = 0.093 cm	Radio = 13.44 cm
	Diámetro menor = 0.4156 cm	Longitud = 0.3675 cm	
	Generatriz = 27.7 cm		

Se decidió emplear aluminio para la construcción debido a su relativo bajo costo y a que resultaba menos frágil que el cobre. Puesto que se pretende que este arreglo sea utilizado para el monitoreo del espectro radioeléctrico, el metal a elegir debía contar con cierta resistencia mecánica para el uso continuo. Sin embargo ya se contaba con una varilla de cobre de 35 cm, que fue utilizada como el monopolo.

Se diseñaron en cartulina los cuerpos que se muestran en la figura 4.1, que permitirían después trazar la geometría de las antenas en láminas de aluminio.

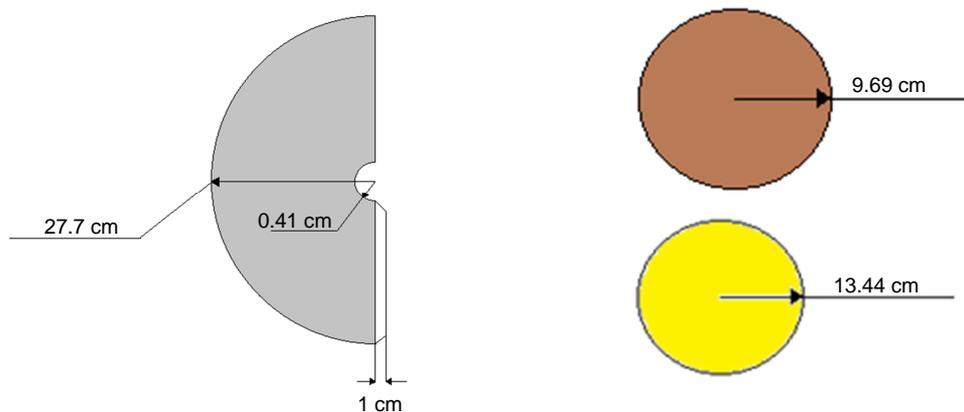


Figura 4.1. Diseño en cartulina de las figuras metálicas que compusieron la antena

Posteriormente se calcularon estas figuras sobre una lámina de aluminio con ayuda de un plumín. Las piezas fueron cortadas con ayuda de pinzas para cortar metal. La pieza que conformaría el cono fue doblada manualmente, como se muestra en la figura 4.2 hasta obtener la forma deseada. Para conservar la forma cónica se emplearon cuatro remaches dispuestos en la pestaña de 1 cm que se indica en la figura anterior.



Figura 4.2 Proceso de armado del cono

La separación entre el disco y el cono de la antena discono fue hecha con resina epóxica maleable. La conexión entre el cable coaxial RG-58 y los elementos del discono se logró mediante contacto físico: el conductor exterior del cable fue unida a la pared exterior del cono mientras que el conductor central fue enrollado a un tornillo colocado en el disco.

Para el armado del monopolo se realizó un orificio en el centro del disco de tal radio que el monopolo pudiese entrar en él; con ayuda de un martillo se dio acabado al extremo cercano al disco para que ambas piezas quedasen unidas. Puesto que se eligió aluminio para la implementación no fue posible emplear soldadura de plomo-estaño para unir los componentes. Sin embargo se dejó caer una gota de este tipo de soldadura sobre la unión del monopolo y el sombrero para asegurar la continuidad eléctrica.

Dado que se diseñó que el disco de la antena discono fuese el plano de tierra de la antena monopolo, dicho elemento requería montarse sobre el citado disco. Se empleó un soporte plástico para antena de televisión con el fin de mantener la verticalidad del monopolo.

Para mantener la estabilidad entre el monopolo y el soporte se empleó resina epóxica y con el fin de fijar la base del monopolo con respecto a la antena discono, se atornilló el soporte al disco inferior. En

virtud de que el disco inferior y el monopolo debían estar aislados eléctricamente, se empleó una capa de resina epóxica entre ambos elementos.

La malla del cable de alimentación de la antena monopolo fue atornillada al disco de la antena discono mientras que su conductor central fue enredado y soldado al elemento vertical. El resultado final se muestra en la figura 4.3.



Figura 4.3. Resultado de la implementación de la antena discono.

Se colocaron conectores tipo N en cada tramo de cable coaxial, a los que se les dio una longitud de 40 cm para la antena discono y 41 cm para el monopolo cargado.

Cabe señalar que antes de la etapa de pruebas fue necesario añadir un soporte metálico entre el disco y el cono, pues perdían con facilidad el espaciamiento y la horizontalidad.

## 4.2 Caracterización

El arreglo de antenas fue medido por separado en el analizador de redes vectorial Agilent N5244A. En la figura 4.4 se muestra una imagen del analizador conectado al arreglo de antenas.



Figura 4.4. Procedimiento de medición empleando el analizador de redes vectorial Agilent N5244A.

En la figura 4.5 se observa el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  con respecto a la frecuencia, de la antena discono, la cual fue medida sin el monopolo sobre de ella.

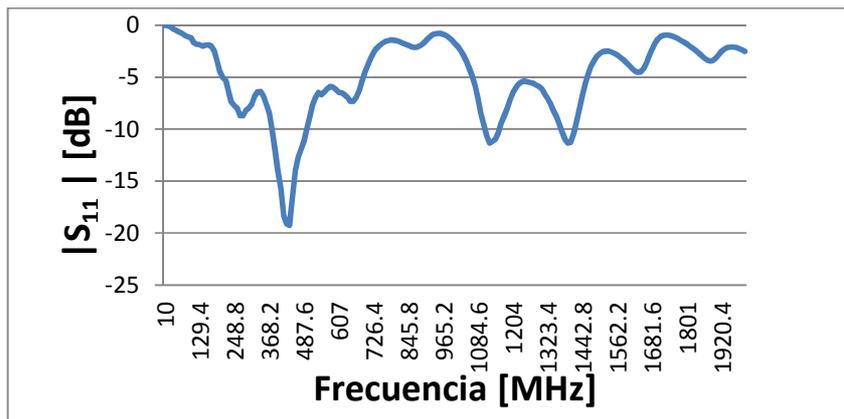


Figura 4.5. Gráfica del parámetro  $S_{11}$  de la antena discono sin el monopolo sobre de ella con respecto a la frecuencia. Graficado en Microsoft Excel 2010.

Se obtuvo además la relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) con respecto a la frecuencia, cuyo comportamiento se muestra en la figura 4.6.

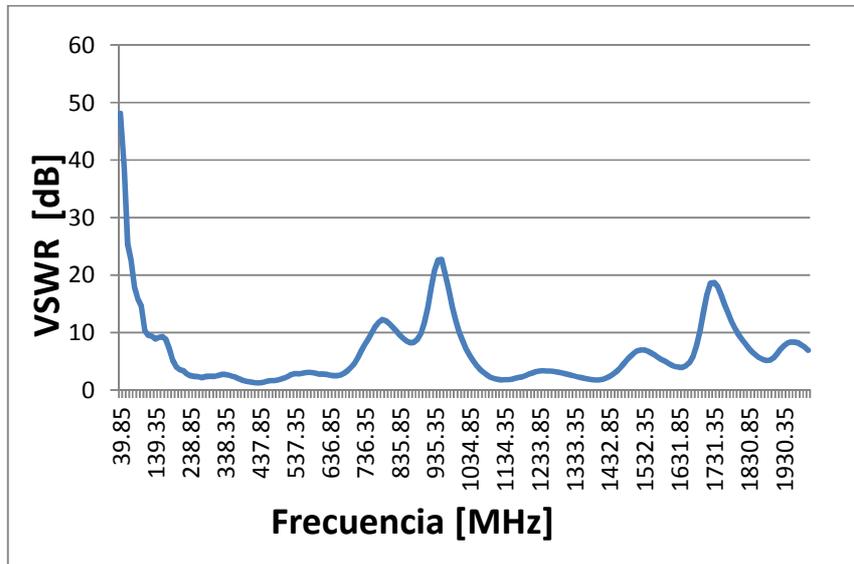


Figura 4.6. Gráfica de la relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) de la antena discono con respecto a la frecuencia. Graficado en Microsoft Excel 2010

Posteriormente se colocó el monopolo sobre la antena discono y se realizaron las respectivas mediciones de este radiador. En las figuras 4.7 y 4.8 se observan el comportamiento del coeficiente de reflexión a la entrada  $S_{11}$  y de la relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) con respecto a la frecuencia respectivamente.

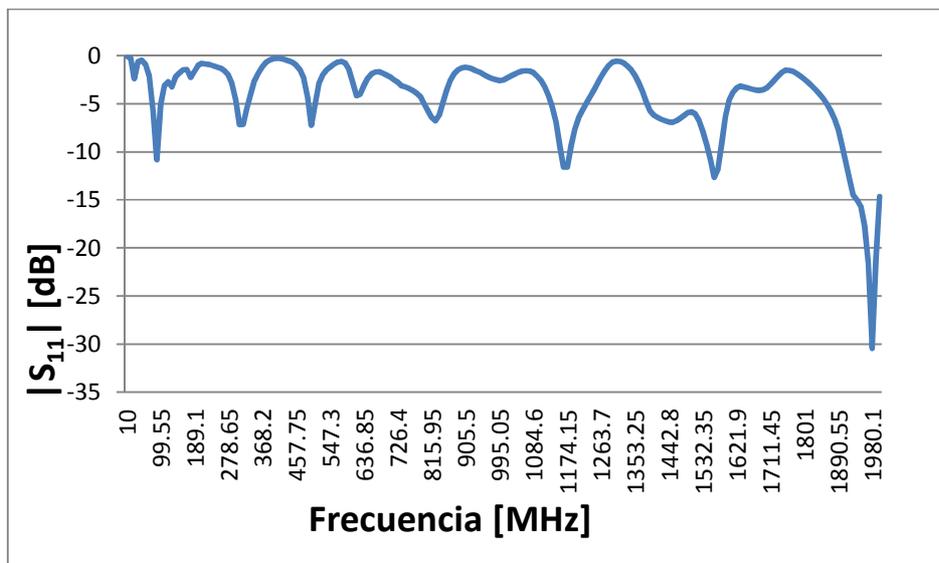


Figura 4.7. Gráfica del parámetro  $S_{11}$  de la antena monopolo sobre el discono con respecto a la frecuencia. Graficado en Microsoft Excel 2010.

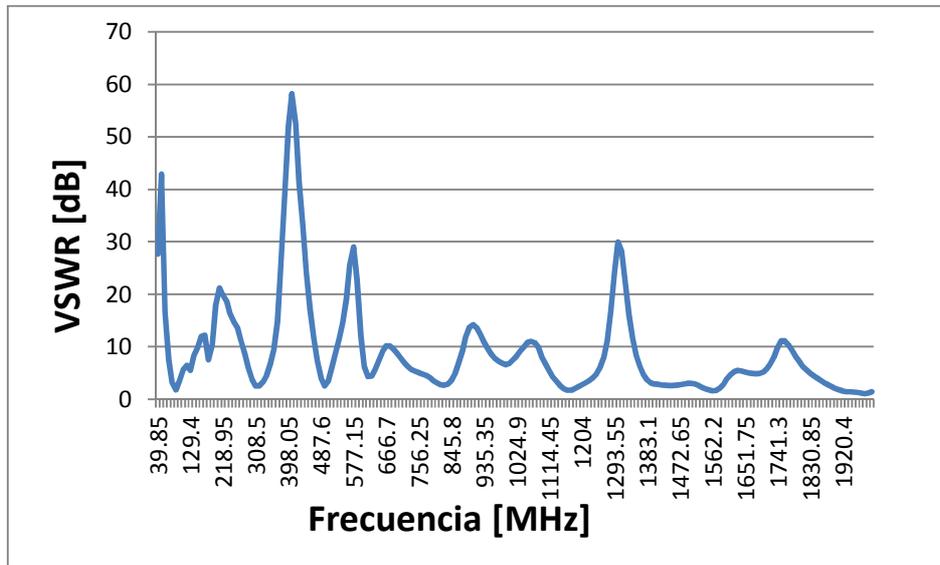


Figura 4.8. Gráfica de la relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) con respecto a la frecuencia. Graficado en Microsoft Excel 2010

Ya realizadas estas mediciones se colocó el arreglo en la cámara semi-anechoica del Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética de la ESIME Zacatenco-IPN, con el fin de observar el patrón de radiación del prototipo. Se colocó éste en una base de madera y ésta a su vez sobre una mesa giratoria controlada mediante un programa en MATLAB, que ejecutaba un giro de cinco grados a petición del usuario, lo que permitía medir la radiación del prototipo. La figura 4.9 muestra el prototipo en el interior de la cámara.



Figura 4.9. Prototipo de arreglo de antenas en la cámara semi-anechoica de la ESIME Zacatenco-IPN.

Primero se realizó la medición de la antena discono (figura 4.10) y después de la antena monopolo (figura 4.11).

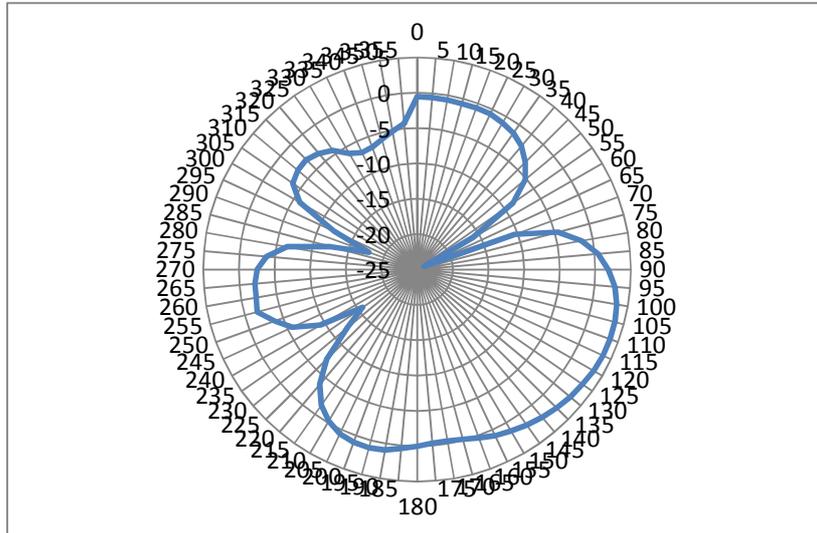


Figura 4.10. Patrón de radiación de la antena discono, medido en la cámara semi-anechoica. Gráfico elaborado en Microsoft Excel 2010

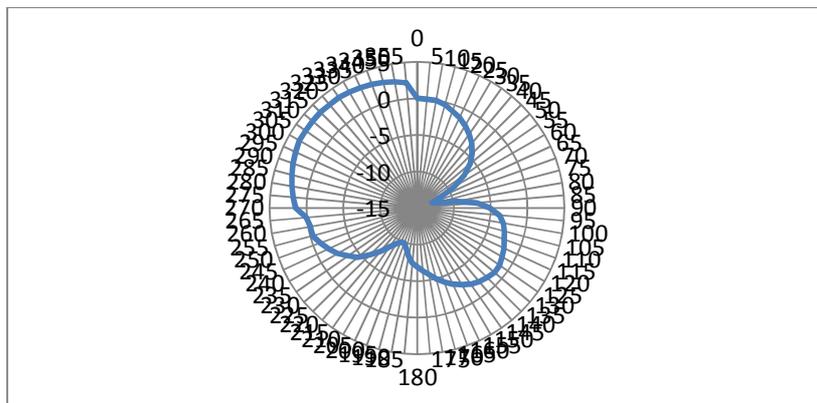


Figura 4.11. Patrón de radiación de la antena monopolo, medido en la cámara semi-anechoica. Gráfico elaborado en Microsoft Excel 2010

4.3 Análisis de resultados.

La figura 4.12 muestra una comparación de la figura 3.4 con los resultados obtenidos en el laboratorio para el intervalo de interés de 0 a 350 MHz.

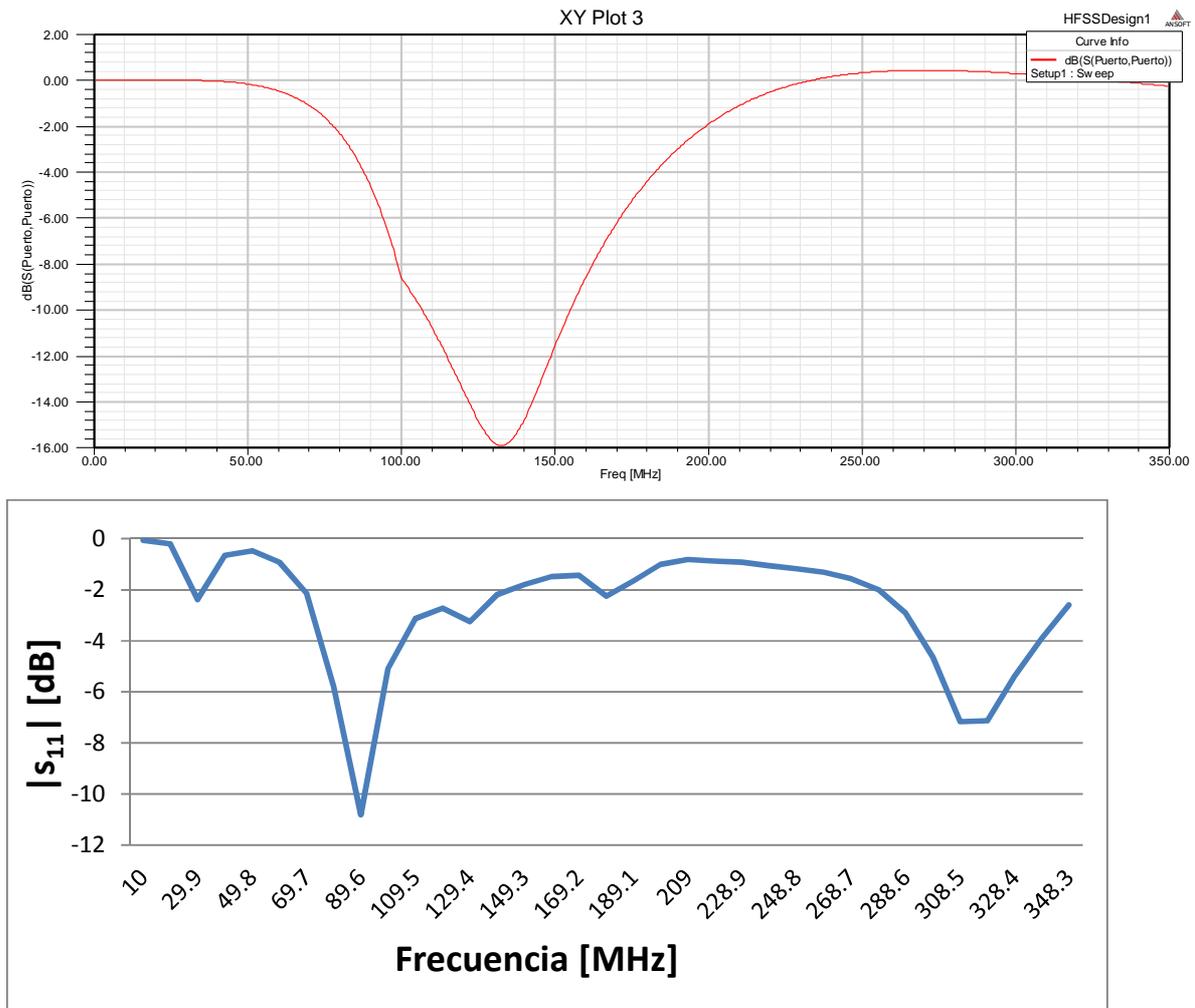


Figura 4.12. Estimación del parámetro  $S_{11}$  calculada por HFSS 13.0 contra los resultados obtenidos en el laboratorio para la antena monopolo (graficados en Microsoft Excel 2010)

Se esperaba que la antena discono tuviera una sola resonancia cercana a los 150 MHz, pero presentó dos: una cercana a los 90 MHz y otra posterior a los 310 MHz

En la figura 4.13 se comprara las imágenes 3.10 y 4.5, que respectivamente representan el diseño en HFSS y la medición realizada en el laboratorio de la respuesta en frecuencia de la antena discono en un intervalo de 200 MHz hasta 1.2 GHz.

Puede observarse que el ancho de banda quedó significativamente reducido; sin embargo la respuesta es de forma similar a la esperada. En virtud de tratarse de una antena de monitoreo no se busca un acoplamiento perfecto.

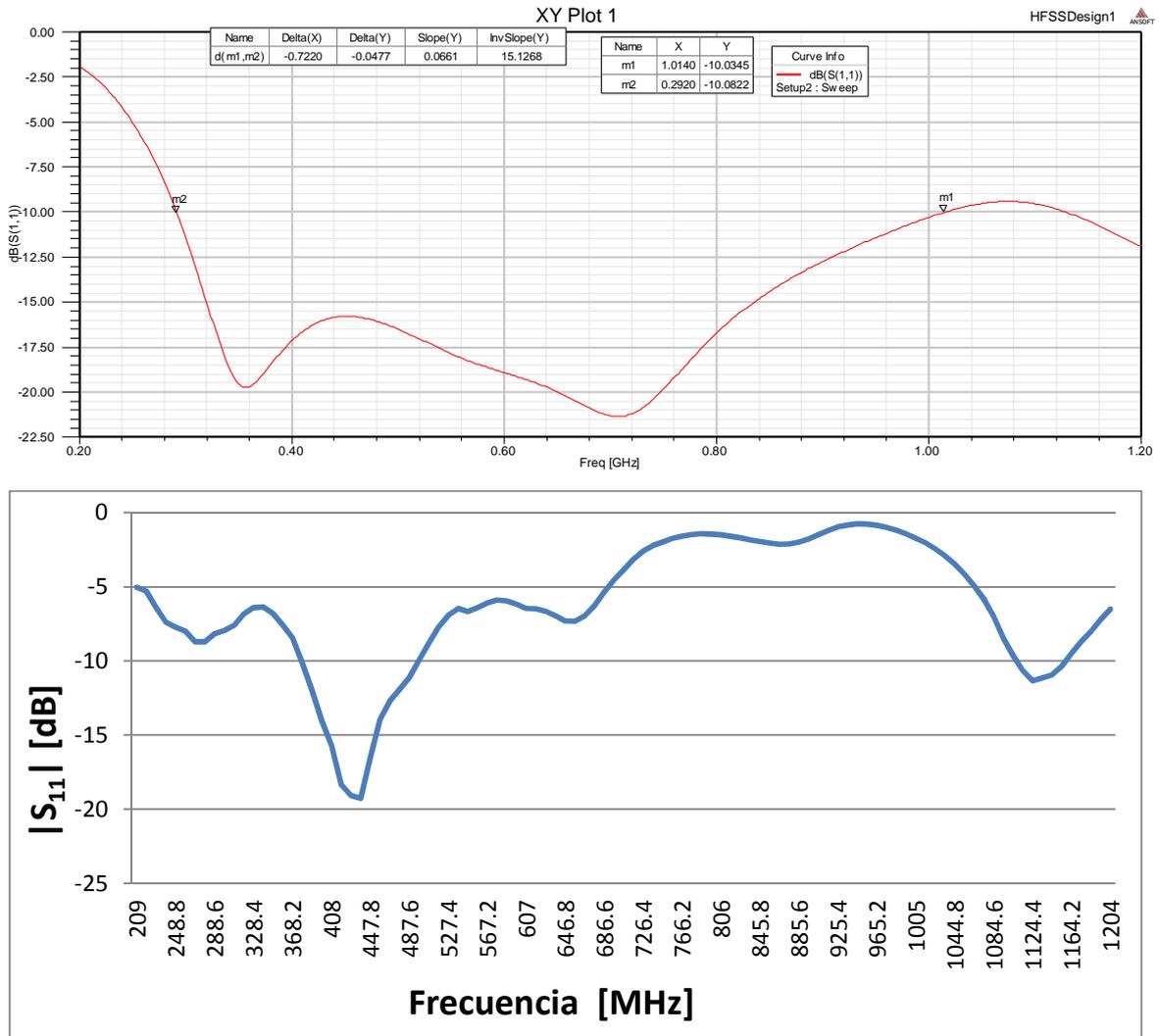


Figura 4.13. Comparación de la estimación del parámetro  $S_{11}$  de la antena discono hecha por HFSS 13.0 contra los resultados obtenidos en el laboratorio (graficado con Microsoft Excel 2010)

En la figura 4.14 se muestra la comparación del patrón de radiación esperado en el plano horizontal para el monopolo contra los valores medidos en el laboratorio.

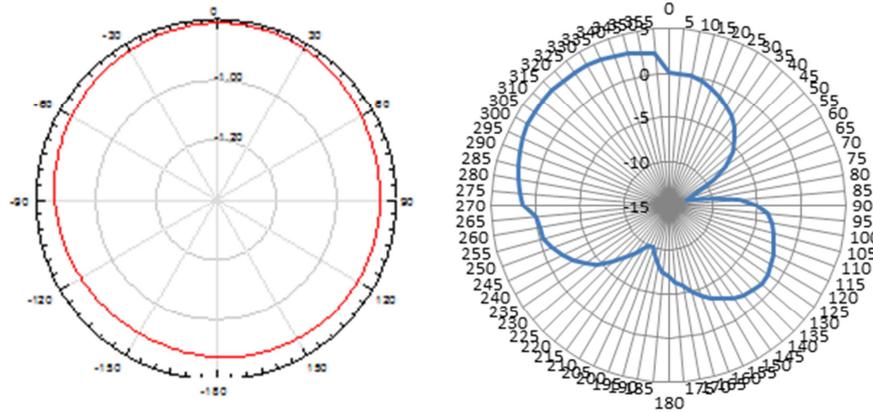


Figura 4.14. Comparación entre los valores esperados con los medidos en laboratorio para la antena monopolo

Se observó la aparición de dos lóbulos en lugar de uno solo omnidireccional. Se realiza la misma comparación para la antena discono, en la figura 4.15 se ilustra dicha comparación.

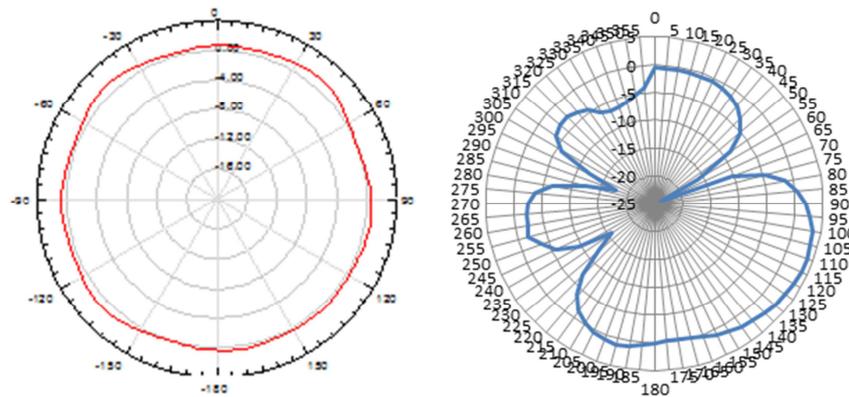


Figura 4.15. Comparación entre los valores esperados con los medidos en laboratorio para la antena discono

Se observó la generación de tres lóbulos de radiación en lugar de uno solo, aunque se puede apreciar que el patrón esperado para la antena discono era menos cercano a la radiación isotrópica que con la antena monopolo.

#### 4.4 Estudio económico

Se emplearon los siguientes recursos con el coste indicado en la tabla 4.2.

**Tabla 4.2.** *Materiales adquiridos para la realización del proyecto y su costo en pesos mexicanos*

Concepto	Precio unitario [MXN]	Cantidad	Punto de venta	Total [MXN]
Conector tipo N macho	65	2 piezas	Steren	130
Cable coaxial RG-58	7	2 metros	Steren	14
Lámina de aluminio	77.43	Lámina de 100x40 cm	Metales Díaz	77.43
Pinzas para metal	190	1	Tlapalería	190
Resina epóxica "Kola loka"	18	2 paquetes	Tlapalería	36
<b>Gran total:</b>				<b>\$ 447.43</b>

#### 4.5 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se trató la implementación y estudio del prototipo, el cual fue diseñado por separado y unido hasta el armado. Debido a que se empleó aluminio para la construcción no fue posible soldar las piezas, por lo que se emplearon remaches y tornillos para fijar los componentes. Esto resultó en variaciones de los parámetros físicos de la antena, los cuales se reflejaron en los parámetros eléctricos de la misma.

Idealmente, y de acuerdo con HFSS 13.0, los patrones de radiación debían semejar toroides; en la parametrización se demostró la aparición de dos lóbulos en el monopolo y tres lóbulos en la antena discono. Esta diferencia puede atribuirse tanto a los objetos metálicos de fijación, que cada uno contribuye con efectos parásitos, como al mal acoplamiento dado entre los cables coaxiales y los conectores tipo N, los cuales presentaron múltiples deficiencias de continuidad durante el estudio.



# CAPÍTULO 5 | “Conclusiones”

## Capítulo 5. Conclusiones

### 5.1 Conclusiones generales y recomendaciones de trabajo futuro

La investigación inicial que dio pie a este proyecto trató sobre la compatibilidad e interferencia electromagnéticas, cuyo interés ha crecido en la industria electrónica y de telecomunicaciones en las últimas dos décadas, debido a la notoria miniaturización de los equipos. Ante la creciente necesidad de regular tanto el uso del espectro radioeléctrico como de disminuir las radiaciones generadas (y captadas) por los equipos electrónicos (ya sea por salud o por eficiencia de los sistemas), el estudio de la compatibilidad electromagnética ha demostrado su importancia y con ello se han abierto nuevos estudios, proyectos e investigaciones al respecto, tratando muchas de ellas sobre equipos y antenas que sean capaces de medir la interferencia entre equipos.

Las antenas tienen más de un siglo de ser estudiadas, siendo los monopolos y los dipolos los más conocidos, mientras que las antenas discono apenas rebasan el medio siglo de existir. Sin embargo no se han encontrado casos documentados en que ambas sean empleadas en un arreglo para un uso determinado.

A la fecha de la realización de este proyecto no figura en la base de datos de la IEEE ninguna investigación que conjunte el par monopolo-discono. El proyecto más cercano a éste fue realizado por Lu Wanzheng, Jiang Yan, Yuan Anmin, Li Shuanhong en China en el año 2000.[26] Empero, aquella antena era de grandes dimensiones, empleado para onda corta (un par de MHz) y no orientado a la movilidad del prototipo: la antena estaba fijada con tirantes, y éstos contribuían a la reducción física del elemento radiante.

Por otra parte, el resto de las investigaciones sobre antenas discono está muy avocado hoy día a la recepción de frecuencias en las bandas de VHF y UHF, además de enfocarse más al estudio de nuevas geometrías de la antena original, que brinden características nuevas como desplazamiento de la frecuencia central de operación o sencillamente protección física. Con este trabajo se investigó más sobre las propiedades de la antena discono original, cuyas ecuaciones fueron dadas hace 70 años y que las referencias [16 – 21] dejan patente que existen múltiples implementaciones con diversas aplicaciones, donde el monitoreo del espectro radioeléctrico no es prioridad.

Esta investigación añade al conocimiento científico el análisis del comportamiento de tal antena con un monopolo reducido en dimensiones físicas, algo no realizado hasta el momento, y que además está orientado al estudio de las radiaciones que circundan un sitio de interés.

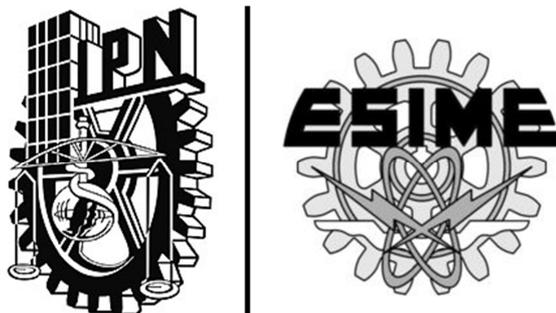
La implementación creada en este proyecto puede cumplir el objetivo planteado; a pesar de contar con algunos nulos en su patrón de radiación, los lóbulos (dos en el monopolo, tres en el discono) tienen la suficiente amplitud para percibir señales circundantes que no deberían encontrarse radiando en el sitio de estudio. Para un análisis completo de la compatibilidad electromagnética en un sitio se requerirá además una antena de gran directividad que rote (una “antena inteligente”) que permita en un segundo análisis hallar el sitio de la generación de interferencia.

Los conocimientos actuales que los tesisistas poseen a la fecha no bastan para encontrar solución a las diferencias halladas entre el diseño hecho en HFSS y la implementación real, entre los que se encuentran las diferencias en el patrón de radiación descritas, la falta de acoplamiento en frecuencias superiores a 500 MHz y magnitudes no esperadas en la relación de onda estacionaria de voltaje; sin embargo cuentan con el interés de seguir trabajando en su prototipo y contribuir a la publicación de una investigación de igual seriedad y profesionalismo que comienza con este proyecto de investigación.

## 5.2 Sobre la construcción del amplificador de bajo nivel de ruido

No fue posible construir el amplificador de bajo nivel de ruido debido a retrasos en la construcción del arreglo de antenas, además de la escasez en el mercado del transistor NESG2031M05: su adquisición hubiese retrasado en aproximadamente mes y medio la entrega de la investigación, la cual estaba orientada al diseño y construcción del arreglo de antenas. El desempeño del prototipo se hubiese visto beneficiado debido a la estabilidad que implica la conexión de un elemento de bajo ruido.

México, noviembre de 2013



# Bibliografía

## Bibliografía

1. Ott, Henry W., "Noise reduction techniques in electronic systems", segunda edición. Ed. Wiley Interscience 1988. ISBN 0-471-85068-3
2. Christopoulos, Christos, "Principles and techniques of electromagnetic compatibility", segunda edición, Ed. CRC Press 2007. ISBN-13 978-0-8493-7035-9
3. Kaiser, Kenneth L., "Electromagnetic compatibility handbook". Ed. CRC Press, 2005. ISBN 0-8493-2087-9
4. R, Kay, IEC, "Co-ordination of IEC standards on EMC and the importance of participating in standards work", IEE 7<sup>th</sup> International Conference on EMC, York, 28 a 31 de agosto, 1990. pp. 1-6.
5. Mohler, D, secretario general del TC77. "IEC TC77 EMC 'The United Nations for EMC'", EMC Europe 2000, 4º Simposio Europeo sobre EMC, Brugee, 11 al 15 de septiembre de 2000.
6. Campbell, I., "Everbody Needs Standards, IEE news", 3 de octubre de 1991, p. 14
7. Vrolijk, M. C., "The availability of standards, Nederlands Philips Bedrijven BV, EMC 91", ERA Technology, febrero de 1991.
8. "Normas mexicanas" (en PDF), actualizado a abril de 2013  
<<http://www.nyce.org.mx/formatos/normalizacion/CatalogNorm2013.pdf>>
9. Molina López, Victoria, "Compatibilidad electromagnética (EMC) y Normalización", Centro Nacional de Metrología (en PDF) <<https://www.cenam.mx/dme/pdf/compatibilidad%20electromagnetica-sep30-2005.pdf>>
10. Hernández Rueda, José Abel, "Antenas: principios básicos, análisis y diseño". Ed. UABC, 1998. ISBN 968-7326-90-5.
11. Tomasi, Wayne, "Sistemas de comunicaciones electrónicas", Ed. Pearson educación, México, 2003. ISBN 970-26-0316-1.
12. Faundez Zanuy, Marcos, "Sistemas de comunicaciones", Ed. MARCOMBO, S.A., España 2001. ISBN 84-267-1304-1.

13. Stutzman, Warren L., "Antenna Theory and Design", 2ª Edición, Nueva York: J. Wiley, 1998.
14. García Domínguez, Armando, "Antenas verticales para bajas frecuencias (MF y HF), primera edición, Ed. MARCOMBO, S.A., España 2012, ISBN 978-84-267-1771-9
15. Oficina de Patentes de Estados Unidos de América, aplicación de patente de una antena discono, por Armig G. Kandoian <<http://www.aktuellum.com/circuits/antenna-patent/patents/2368663.pdf>>
16. Chen , Aixin; Jiang, Tiehua; Chen, Zhizhang; et. al. "A Wideband VHF/UHF Discone-Based Antenna". IEEE Antennas and wireless propagation letters, Vol. 10, 2011.
17. Ki-Hak Kim, Jin-U Kim, and Seong-Ook Park, "An Ultrawide-Band Double Discone Antenna With the Tapered Cylindrical Wires", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 53, no. 10 de octubre 2005.
18. Verma, Sarita; Mishra, Abhilasha; Khan, Rukhsana, "Analysis of Variation of Various Parameters on Design of Discone Antenna". Publicación IEEE. ISBN: 978-1-4577-1099-5.
19. Morgan, Michael; Schwering, Felix, "Eigenmode Analysis of Dielectric Loaded Top-Hat Monopole Antennas". IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 42, no. 1, enero de 1994.
20. Dionigi, Marco; Mongiardo ,Mauro; Tomassoni Cristiano; "Investigation on the Phase Center of Ultra Wideband Discone Antennas". German Microwave Conference 2010. ISBN: 978-3-9812-6681-8
21. Francavilla , Laura A.; McLean, James S.; Foltz ,Heinrich D.; Crook, Gentry E.; "Mode-Matching Analysis of Top-Hat Monopole Antennas Loaded with Radially Layered Dielectric". IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 47, no. 1, enero de 1999.
22. Stutzman, Warren L; Thiele, Gary A., "Antenna theory and design". John Wiley & Sons. Estados Unidos 1981. ISBN 0-471-04458-X
23. Balanis, Constantine, "Antenna Theory, Analysis and Design". Segunda edición. John Wiley & Sons. Estados Unidos 1997. ISBN 0-471-59268-4
24. Straw, R. Dean et. al., "The ARRL Antenna Book", 21º edición. The National Association for Amateur Radio, Estados Unidos 2007. ISBN 0-87259-987-6.

25. García Domínguez Armando. "Cálculo de antenas". , Cuarta edición. Marcombo, Barcelona 2006. ISBN 978-84-267-1666-8.

26. Lu Wanzheng, Jiang Yan, Yuan Anmin y Li Shuanhong, "A NOVEL SHORT-WAVE BROADBAND ANTENNA". IEEE, 2000. ISBN: 0-7803-6377-9.

27. Balcells Josep, Daura Francesc, Esparza Rafael, Pallás Ramón. "Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos", Primera edición, Barcelona 1991. ISBN 84-267-0841-2.

28. Cámara de Diputados del H. Congreso de la Unión, "Ley orgánica de administración pública federal" (disponible en formato PDF): <<http://www.diputados.gob.mx/LeyesBiblio/pdf/153.pdf>>

