

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA
DIVISION DE ESTUDIOS DE POST-GRADO**



**SISTEMAS DE PROPAGACION Y DISEÑO DE ANTENAS
ENFOCADO AL ANALISIS DE ENLACES DE COMUNICACION**

**POR
ING. ANTONIO CAYETANO LOZANO GARCIA
TESIS**

**EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE
LA INGENIERIA CON ESPECIALIDAD EN TELECOMUNICACIONES**

SAN NICOLAS DE LOS GARZA, N. L.

ABRIL DEL 2002

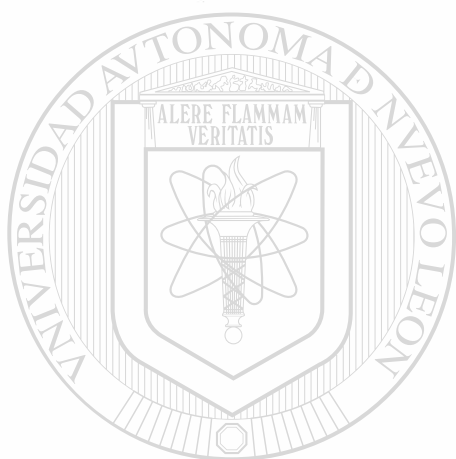
SISTEMAS DE PROPAGACION Y DISEÑO DE ANTENAS
ENFOCADDO AL ANALISIS DE COMUNICACION

A.C.I.C.

TM
Z5853
FIME
2002
L69



1020147454



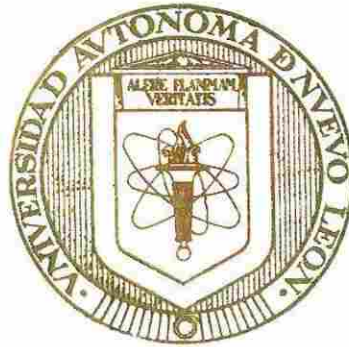
UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA
DIVISION DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



SISTEMAS DE PROPAGACION Y DISEÑO DE ANTENAS
ENFOCADO AL ANALISIS DE ENLACES DE COMUNICACION

POR

ING. ANTONIO CAYETANO LOZANO GARCIA

TESIS

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS
EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE
LA INGENIERIA CON ESPECIALIDAD EN TELECOMUNICACIONES

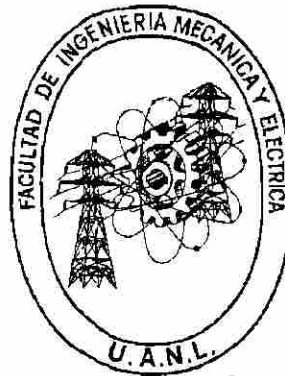
SAN NICOLAS DE LOS GARZA, N. L.

ABRIL DEL 2002

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA

DIVISION DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



SISTEMAS DE PROPAGACIÓN Y DISEÑO DE ANTENAS ENFOCADO AL
ANÁLISIS DE ENLACES DE COMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

POR



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

ING. ANTONIO CAYETANO LOZANO GARCIA

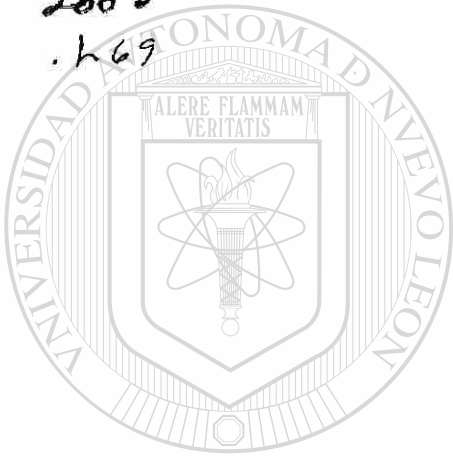
TESIS

EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA
INGENIERIA CON ESPECIALIDAD EN TELECOMUNICACIONES

SAN NICOLAS DE LOS GARZA N.L., ABRIL DEL 2002

777389

TH
Z 5853
.M2
FINE
2002
.L69



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



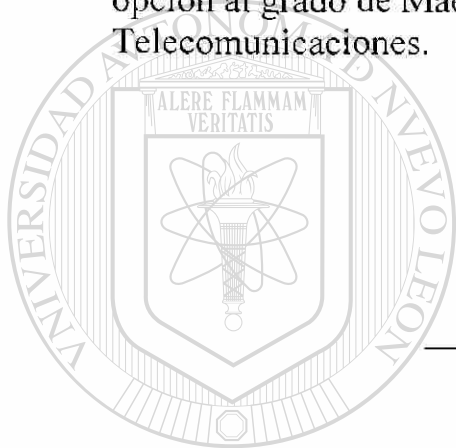
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



FONDO
TESIS

Universidad Autónoma de Nuevo León
Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica
División de Estudios de Post-grado

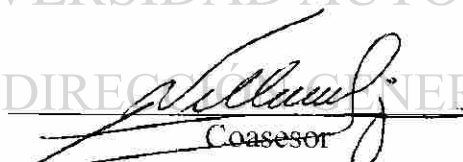
Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis en “Sistemas de Propagación y Diseño de Antenas enfocado al análisis de enlaces de Comunicación”, realizada por el alumno Ingeniero Antonio Cayetano Lozano García, matrícula 511114 sea aceptada para su defensa como opción al grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería con especialidad en Telecomunicaciones.





El Comité de Tesis


Asesor
M.C. Fernando Estrada Salazar.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN


Coasesor
M.C. Leopoldo R. Villarreal Jiménez


Coasesor
M.C. Ciro Calderón Cárdenas


Vo. Bo.
M.C. Roberto Villarreal Garza
División de Estudios de Post-grado

Noviembre del 2001

AGRADECIMIENTOS

Dios:

Por darme la vida, salud y conciencia para superarme día con día.

A mis padres:

Mario y Maria del Carmen por inculcarme los principios y valores familiares basados en la justicia, libertad, amor, así como la mejor herencia recibida que es la educación.

A mi esposa e hija:

Verónica Ivonne y Verónica Gissele, por su apoyo y comprensión en todo este tiempo dedicado a la investigación.

A mis hermanos y familia:

Maria del Carmen y Gonzalo Xavier, por sus consejos y recomendaciones, así como la enseñanza recibida a lo largo de mi vida.

A mis amigos y compañeros:

Por su gran apoyo para que este documento fuera una realidad.

No quiero dejar pasar a todos mis maestros, compañeros y amigos que de alguna manera me ayudaron para llegar hasta aquí, gracias a todos ellos.

PRÓLOGO

Nos encontramos en una de las eras mas importantes de la humanidad, la modernización constante de tecnología en todas las ramas que involucra ciencia, como por ejemplo, el mas relevante que se dio a conocer hace un par de meses atrás; el descubrimiento del mapa genético del humano el cual nos brinda la oportunidad de manipular enfermedades que tiempo atrás era un sueño poder combatir las.

Debido a esto en la rama de la ingeniería con especialidad en comunicaciones, necesitamos herramientas que nos brinden una oportunidad mas certera en el estudio a un nivel profesional.

Es así como me nace la inquietud de agrupar en este texto, el estudio de una de las ramas con mas relevancia y quizás la mas importante en el área de las comunicaciones, los "Sistemas Radiantes", (que es el estudio y análisis de las antenas) que son el enlace para comunicar dos puntos en el espacio en forma inalámbrica, a través de la creación de una señal herzeana.

La elaboración de esta obra me ha dado la oportunidad de involucrarme de manera activa en esta área como conocer el material mas reciente y realizar la vinculación con las teorías descritas desde la creación de las antenas, la confrontación continua sobre las teorías expuestas de los diferentes autores de textos consultados, a su vez me proporciona una idea clara para exponer esta tesis.

Me gustaría expresar que la fuente de inspiración mas importante han sido mis propios alumnos, de los cuales he podido percibir una necesidad incalculable por una orientación adecuada en este tema; debido a esta insuficiencia, mi preparación es cada vez mas escrupulosa, no sin dejar de mencionar que el contacto con las fuentes de trabajo de ellos, me ofrece la oportunidad de retroalimentarme y aprender a la par las tendencias actuales que se viven en la empresa moderna.

Hoy a través de esta tesis veo culminado un proyecto de investigación que tiene vivo varios años, el agrupamiento de estos conceptos que en su momento se consideran fundamentales en el desarrollo de un profesionista a nivel licenciatura, y por que no, pensar en la introducción de un curso a nivel post-grado.

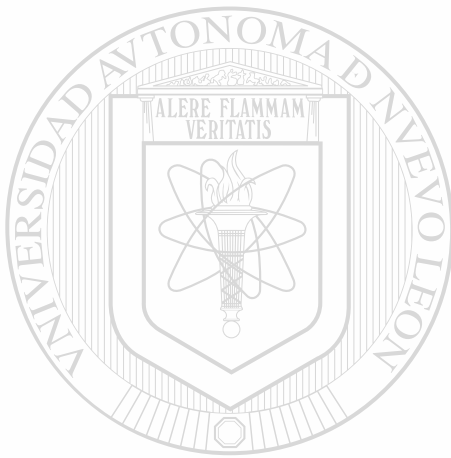
Sería relevante definir la directriz para la formación y educación de un ingeniero con la visión de inicio de siglo en el campo de las comunicaciones, y observar como la revolución tecnológica se manifiesta muy claramente e influye en toda la sociedad, como en los Sistemas Satelitales, Redes Locales y el Internet. Recientemente recordamos como entró en operación el Sistema GLOBALCOM, compuesto de 66 Satélites de baja altitud para la transmisión de voz y datos en todo el mundo. La Fibra Óptica se extendió rápidamente, permitiendo la configuración de Redes Digitales de Servicios Integrados que ya son populares en Europa. En el futuro se acentuará el desarrollo de esta área, con énfasis en las Comunicaciones Inalámbricas.

Esta es la razón por lo que en esta investigación aglomero los principios básicos para entender y conceptualizar los elementos que hacen posible una Transmisión Inalámbrica.

Este trabajo de tesis va enfocado a la formación de recursos humanos en el área de Propagación y Análisis de antenas, principalmente para los estudiantes de ingeniería con especialidad en Telecomunicaciones y como material de apoyo para un nivel técnico y los aficionados en este tema, que día a día se van sumando por la importancia de las comunicaciones.

Hago hincapié y reitero el agradecimiento por todos y cada uno de mis alumnos por los cuales me esfuerzo y me dedico cada día por permanecer a la vanguardia en este tema.

Ing. Antonio C. Lozano García.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



INDICE

Síntesis	1
-----------------	---

Capítulo 1 Introducción

1.1	Descripción del problema a resolver	3
1.2	Objetivo de la tesis	4
1.3	Hipótesis	4
1.4	Limites del estudio	5
1.5	Justificación del trabajo	5
1.6	Metodología	5
1.7	Revisión Bibliográfica	6

Capítulo 2 Consideraciones Generales y Propagación de las Ondas Electromagnéticas

2.1	Introducción	7
2.2	El teorema de reciprocidad	7
2.3	Mecanismo de radiación	8
2.4	Vector de Poyting	10
2.5	Características generales de la propagación electromagnética	11
2.6	Polarización de una onda electromagnética	12
2.7	Fenómenos que sufre la onda electromagnética al viajar por el espacio libre	12
2.7.1	Refracción	12
2.7.2	Atenuación	13
2.7.3	Reflexión	13

2.7.4	Difracción	14
2.7.5	Absorción	14
2.8	Análisis de la propagación en el espacio libre	14
2.8.1	Ecuación de onda para el campo magnético en el espacio libre	15
2.8.2	Ecuación de onda para el campo eléctrico en el espacio libre	16
2.8.3	Ecuación de onda para el campo magnético en todos medios	17
2.8.4	Ecuación de onda del campo eléctrico para cualquier medio	18
2.9	Constante de propagación	20
2.9.1	Obtención de la constante de atenuación	21
2.9.2	Obtención de la constante de fase	21
2.10	La ionosfera	22
2.11	Caminos de Propagación	24
2.11.1	La onda directa	25
2.11.2	La onda terrestre	25
2.11.3	La onda ionosférica	25

Capítulo 3 El Espectro de Radio-Frecuencia

3.1	Introducción	27
3.2	Clasificación	27
3.3	División de bandas según su onda de propagación	28
3.4	Frecuencias muy bajas (10 a 30 Khz.) (VLF)	28
3.5	Frecuencias bajas (30 a 300 Khz.) (LF)	29
3.6	Frecuencias medias (300 a 3,000 Khz.) (MF)	29
3.7	Frecuencias elevadas (3 a 30 Mhz) (HF)	31
3.8	Frecuencias muy elevadas (30 a 300 Mhz) (VHF)	32
3.9	Frecuencias ultra elevadas (300 a 3,000 Mhz) (UHF)	36
3.9.1	Radiodifusión de modulación de frecuencia	37
3.9.2	Televisión	37
3.10	frecuencias súper elevadas (3,000 a 30,000 Mhz) (SHF)	38

3.11	Frecuencias extremadamente elevadas (30,000 a 300,000 Mhz) (EHF)	38
------	--	----

Capítulo 4 Parámetros de las Antenas

4.1	Introducción	40
4.2	Antenas isotropicas	40
4.3	Densidad de potencia	41
4.4	Ganancia y directividad	41
4.4.1	Ganancia directiva	42
4.4.2	Directividad	42
4.5	Ganancia de Potencia	44
4.6	Resistencia de la antena	45
4.6.1	Resistencia de radiación	45
4.6.2	Resistencia de pérdidas	45
4.6.3	Resistencia total activa	46
4.7	Eficiencia	47
4.8	Impedancia de entrada de una antena	47
<hr/>		
4.9	Ancho de banda, ancho de haz, y polarización	48
4.9.1	Ancho de banda	48
4.9.2	Ancho de haz	48
4.9.3	Polarización	49
4.10	Intensidad de radiación	50
4.10.1	Radian y esteradian	50
4.10.2	Angulo Sólido	51
4.10.3	Intensidad de Radiación	51
4.11	Patrón de radiación	52
4.11.1	Tipos de patrones de radiación	53
4.11.2	Lóbulos	55
4.11.3	Método para la obtención del patrón de radiación	55

4.11.4	Ejemplo para la obtención del patrón de radiación	57
4.12	Potencia radiada efectiva, aparente e isotrópica	60
4.12.1	Potencia radiada efectiva	60
4.12.2	Potencia radiada aparente	60
4.12.3	PIRE	61
4.13	Perfil topográfico	61
4.13.1	Interpretación y uso de cartas topográficas	62
4.13.2	Ejemplo de trazo	69
4.14	Ejemplos de patrón de radiación	75
4.15	Sección de problemas propuestos	79

Capítulo 5 Transmisión Entre Dos Antenas en el Espacio Libre

5.1	Introducción	80
5.2	Área efectiva	80
5.3	Transmisión entre dos antenas en el espacio libre	81
5.4	El ruido en el sistema de antenas	84
5.5	Ruido térmico	84
5.6	Razón de señal a ruido y factor de ruido	85
5.7	Temperatura efectiva de ruido	86
5.8	Alcance máximo entre dos antenas	87
5.9	Potencia de ruido en la antena	88
5.10	Sección de problemas resueltos	89

Capítulo 6 El Decibel

6.1	Introducción	94
6.2	Decibeles en comunicaciones eléctricas	94
6.3	Aplicaciones en Telecomunicaciones	99
6.3.1	Ejemplo ilustrativo en telecomunicaciones	101

6.3.2	Nivel de silenciamiento	103
6.3.3	Comunicación vía satélite	105
6.3.4	Recepción de señales de televisión	105
6.3.5	Sistemas de recepción de televisión vía satélite	108
6.3.6	Ejemplos ilustrativos de recepción de señales de satélite	110
6.4	Sección de problemas resueltos	121
6.5	Sección de problemas propuestos	124

Capítulo 7 Análisis Matemático de las Antenas

7.1	La antena elemental (el elemento de corriente)	125
7.2	La antena dipolo corta	134
7.3	La antena monopolo corta	135

Capítulo 8 La Antena Dipolo de Media Onda

8.1	Distribución de corriente	137
8.2	Análisis matemático del dipolo de media onda	138
8.3	La antena monopolo cuarto de onda	142
8.4	Longitud efectiva (lef)	142

Capítulo 9 Arreglos de Antenas

9.1	El concepto de arreglo	144
9.2	Arreglos parásitos	145
9.3	Arreglos colineal	147
9.4	Arreglo broad-side	149
9.5	Arreglo end-fire	151

Capítulo 10 Antenas Para Propósitos Especiales

10.1	Antena logarítmica periódica	152
10.2	La antena de malla (o de lazo)	159

Capítulo 11 Antenas para Frecuencias Medias **Antenas de Radiodifusión**

11.1	La banda de A.M.	161
11.2	Tipo de torre	161
11.3	Carga en el extremo	161
11.4	Longitud eléctrica óptima de una torre	163
11.5	Métodos de alimentaciones	163
11.6	Aislamiento	164
11.7	Sistemas de tierra	164
11.8	Torres radiantes sobre edificios	165
11.9	Conjunto direccional para radiodifusión	165

Capítulo 12 Antenas Transmisoras para F.M y T.V.

12.1	Consideraciones generales	167
12.2	Antenas transmisoras de F.M.	168
12.3	Antenas transmisoras de T.V.	171

Capítulo 13 Antenas Receptoras para T.V.

13.1	Características generales de las antenas para T.V.	176
13.2	El dipolo plegado para T.V.	179
13.3	Empleo de elementos parásitos	180

13.4	Orientación de la antena	184
13.5	Ondas reflejadas. Fantasmas en la imagen	185
13.6	Posición de la antena según las reflexiones	186
13.7	Recepción en zonas de sombra	188
13.8	Antenas para zonas distantes	190
13.9	Antenas para canales altos y bajos	194

Capítulo 14 Conclusiones y Recomendaciones

14.1	Conclusiones	199
14.2	Recomendaciones	199

	Bibliografía	201
--	---------------------	-----

	Listado de Tablas	203
--	--------------------------	-----

	Listado de Figuras	204
--	---------------------------	-----

Apéndice “A”	Obtención del Decibel	209
---------------------	------------------------------	-----

Apéndice “B”	Divergencia, Gradiente, Rotacional y Laplaciano	222 [®]
---------------------	--	------------------

Apéndice “C”	Frecuencias y Ganancias	225
---------------------	--------------------------------	-----

Glosario		226
-----------------	--	-----

Autobiografía		227
----------------------	--	-----

SINTESIS

La presente tesis es una investigación sobre los sistemas de propagación, análisis de enlaces y el diseño de antenas enfocada al alumnado a nivel licenciatura para la carrera de Ingenieros en Electrónica y Comunicaciones.

El primer capítulo introduce a los conceptos básicos de radiación y propagación partiendo de las ecuaciones de Maxwell para cuando los campos (Eléctrico y Magnético) varían en el tiempo. Se explica a detalle la forma en que la Onda Electromagnética se genera, sus características y la forma en que se desplaza en el espacio. Se dan a conocer los fenómenos en los que se ve involucrada la Onda Electromagnética al viajar en el medio, también se muestra el desarrollo de la Onda para el Campo Eléctrico y para el Campo Magnético; y para terminar con la serie de conceptos, se mencionan a detalle los caminos de propagación de la señal según la frecuencia de operación.

Un punto que no se podía dejar de mencionar es la división de las bandas según la frecuencia de transmisión o como se le llama técnicamente, el Espectro de Radio Frecuencia, este espectro obedece a las normas dictadas por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT). Aquí también se nombran las características de propagación así como la aplicación de cada una de las bandas.

Los parámetros de antena son fundamentales para conocer a fondo todas y cada una de las características de los sistemas radiadores, ya sea que trabajen para Transmisión o Recepción de señal. Estudiar los parámetros nos define la operación real de un elemento radiador de Onda Electromagnética, en este capítulo también se amplía el concepto del trazo de un perfil topográfico (esencial para conocer el terreno del enlace entre dos puntos), para una señal de Ondas de Radio en línea de vista o como técnicamente se llama Perfil "K = 4/3"; se explica detenidamente como operar y leer los mapas topográficos, esto con el fin de encontrar la tabulación y graficar el tipo de suelo de un enlace de comunicación entre dos puntos a enlazar.

Para fortalecer los conceptos teóricos y el desarrollo de algunas fórmulas que se definieron en el capítulo de Parámetros de Antenas, se desarrolla un tema que estudia la forma de enlazar dos puntos a través de una antena transmisora y receptora en el espacio; aquí se analiza la potencia de la señal desde que la alimenta el transmisor y llega al receptor, pasando por el espacio libre (Medio de Transmisión de la Onda Electromagnética). Se amplían conceptos como ruido en el sistema de antenas, ruido térmico, temperatura efectiva de ruido, figura de ruido y por supuesto alcance máximo entre dos antenas.

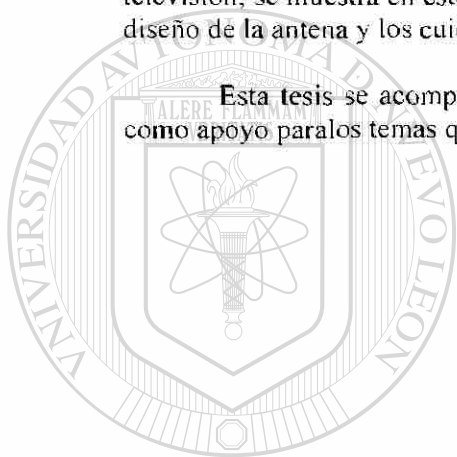
Se le dedica un capítulo a la explicación del decibel utilizado para aplicaciones en sistemas de telecomunicaciones, se muestra la configuración y acomodo en grados de los satélites geoestacionarios en el cinturón de Clark y se visualizan algunos ejemplos ilustrativos de recepción de señales satelitales.

El desarrollo matemático de las antenas se lleva a cabo partiendo del análisis básico de la antena elemental (herramienta de diseño), teniendo este desarrollo, se toma como base para la solución de antenas prácticas, por ejemplo, la más simple y también la más comúnmente usada Dipolo de Media Onda (antena real).

Una vez entendido el desarrollo matemático de una antena se tiene que conocer que es un arreglo de antena, la forma en que se diseña y la operación de esta debe ser tolerante con esta rama de las comunicaciones ya que es a veces es experimental, por lo tanto se define el papel que desempeñan cada uno de los elementos que forman el arreglo; este tema se enriquece con la incrustación de algunos arreglos que ya son conocidos y empleados en la industria.

Es importante que esta tesis concluya dando a conocer el diseño, operación y aplicaciones de algunas antenas para usos específicos, como por ejemplo, antenas para frecuencias medias o radiodifusión, antenas transmisoras de televisión y F.M. comercial, y naturalmente con las que cualquier persona tiene mayor contacto como las antenas receptoras de televisión; se muestra en este tema sus aspectos básicos, algunas ilustraciones que manifiestan el diseño de la antena y los cuidados que debe tenerse para operarlas correctamente.

Esta tesis se acompaña también de algunos apéndices que pueden ser de gran utilidad como apoyo para los temas que se trataron.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



CAPITULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA A RESOLVER.

ANTECEDENTES:

Consciente de los actuales esquemas sociales, culturales y económicos, la Universidad Autónoma de Nuevo León toma acciones concretas que le permiten romper con ciertos paradigmas que por años han mantenido a las universidades mexicanas en ciertos esquemas y circunstancias, llegando en algunos casos a la obsolescencia. Para enfrentar esta gran responsabilidad, propone su Proyecto Visión UANL 2006.

Para cumplir con este propósito la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, comprende que educar ya no es suficiente, la acelerada tendencia a la globalización obliga a las universidades a brindar realmente una educación de calidad, para que sus egresados sean competitivos y puedan aprovechar las oportunidades que se les presenten así como ser generadores de nuevas oportunidades en el ámbito nacional e internacional.

En este contexto y como una de las muchas estrategias a seguir en la búsqueda del objetivo mencionado, la carrera de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones es una de las áreas a nivel profesional que está obligada a mantenerse a la vanguardia; al mismo tiempo, debe cumplir con las normas de los Comités Interinstitucionales en Educación Superior.

Por esto, el egresado de la carrera de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones debe ser un profesionista con una formación sólida en las áreas de la Electrónica, las Telecomunicaciones y el Electromagnetismo. También debe poseer la habilidad para aplicar la computación en el diseño, la simulación y el control de los sistemas modernos de comunicaciones electrónicas e inalámbricas.

En la coordinación de Electrónica y Control y en particular en el departamento de Comunicaciones a la cual pertenezco, el área de Sistemas Radiantes tiene un alcance en el programa a nivel licenciatura completamente definido. A través de continuas juntas de academia, se ha llegado a concretar que para la reforma curricular en el nuevo plan de estudios de la Carrera de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones, el área antes mencionada se extiende a materias como Sistemas de Antenas y Sistemas de Transmisión de Radio-Frecuencia.

PROBLEMÁTICA:

En la actualidad y por lo antes mencionado, la falta de un libro de texto que trate la propagación, antenas y diseño de enlaces de radio-frecuencia en el área de Ingeniería en Electrónica y Comunicaciones que cumpla con los propósitos de los programas a nivel licenciatura, nos coloca en desventaja con respecto a otras universidades de prestigio en el país.

Es de gran importancia resaltar la necesidad que tiene nuestro plantel de resolver la forma de impartición, utilizando herramientas que nos permitan vincular los conceptos mas esenciales y los avances tecnológicos de mayor importancia ya que es una de las áreas que se encuentran en constante desarrollo.

1.2 OBJETIVO DE LA TESIS.

El principal objetivo que se desea cumplir con la elaboración del texto, es cubrir las exigencias en los programas que elabora la Universidad, los cuales son modificados bajo las más estrictas normas de calidad con el fin de que nuestros egresados compitan no solo a nivel local, si no también a nivel nacional y en algunos de los casos, que realicen un buen desempeño a ámbito internacional.

Es importante señalar que es un material indispensable que brinda el apoyo a los estudiantes de la carrera de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones en áreas como Espectro de Radio-Frecuencia, Propagación, Diseño de Antenas y Diseño de Enlaces en Línea de Vista y especialmente en las materias de nueva creación contempladas en la propuesta de la reforma curricular.

Este volumen irá acompañado de una serie de problemas resueltos al final de algunos capítulos que le proporcionaran al lector una perspectiva analítica de los casos que pueden enfrentar en la práctica. De igual manera, a través de un compendio de problemas propuestos, se les invitará a la solución de los mismos con el fin de evaluar la comprensión que se obtuvo del capítulo en estudio.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

1.3 HIPOTESIS.

- No. 1.- Considero que una gran parte de la deficiencia que se tiene en el estudio de esta área, es debida a la escasa bibliografía que existe y además de que la información se encuentra muy dispersa; esto aunado al rápido cambio de tecnología convierte en una odisea la constante actualización
- No. 2.- La incursión en este texto de algunos problemas resueltos y otros propuestos permitirá el máximo aprovechamiento hora-estudio del alumno y aumentara el potencial de desarrollo en el diseño de los sistemas de antenas y de enlaces de comunicación.

1.4 LIMITES DEL ESTUDIO.

Esta es una investigación que se enfoca al diseño de los sistemas que se utilizan para la transmisión de información (voz o datos) de manera inalámbrica a través de Radio-Frecuencia, así como para el diseño de los elementos radiadores y colectores de energía Electro-Magnética (antenas). Enmarcando desde los conocimientos mas básicos de la propagación de la O.E.M., hasta llegar al desarrollo mas completo en sistemas de Radio-Frecuencia.

Este estudio visualiza los primeros sistemas de antenas y los que se utilizan en la actualidad y da una idea discreta a nuevas tecnologías aplicadas al mismo propósito; con el fin de no mantenernos al margen de lo que se utiliza en otros países.

1.5 JUSTIFICACIÓN DEL TRABAJO.

La Transmisión de información inalámbrica en estos tiempos, es fundamental para el desarrollo de las actividades educativas, comerciales, productivas y económicas de cualquier país. Debido a ello se diseñan Arreglos de Antenas y Sistemas de Comunicación mas seguros que permitan la confiabilidad de los enlaces.

Considerando el avance desmesurado de la tecnología en el área de la Electrónica y las Telecomunicaciones a nivel mundial, y conciente de que la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica no puede permanecer al margen he querido participar activamente con esta aportación para apoyar a los programas de clase de la carrera del Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones.

1.6 METODOLOGIA.

- 1.- Definición global del contenido de la tesis.
- 2.- Justificación de contenidos y relaciones de secuencia.
- 3.- Revisión preliminar con asesor de tesis.
- 4.- Revisión preliminar del índice de la tesis con la Academia de Electromagnetismo, en la Coordinación de Electrónica y Control de FIME.
- 5.- Recopilación de información.
- 6.- Desarrollo de contenidos.
- 7.- Conforme se desarrollen los temas, se tendrán revisiones formales de los contenidos con el asesor de tesis.
- 8.- Los contenidos completos de la tesis se someterán a aprobación formal por parte de la Academia de Electromagnetismo.
- 9.- Al concluir la aprobación por parte de la Academia de Electromagnetismo, la tesis se someterá a una revisión final para obtener una propuesta definitiva aprobada por el asesor.

1.7 REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA

Los textos *Electromagnetics waves and radiating systems*, *Electronic Communication Systems* y *Engineering Electromagnetics* son libros que tienen todo el soporte en el área de las comunicaciones, pero los temas de electromagnetismo los abordan de una manera apropiada para la conceptualización a un nivel licenciatura. Estas obras fueron de gran utilidad para la elaboración y planteamiento en los conceptos básicos del Electromagnetismo, la explicación de la creación de la Onda Electromagnética (Radiación) y la forma de desplazamiento en el espacio (Propagación).

El libro de Radiación y antenas lineales nos brinda la oportunidad de tomarlo como referencia para abordar el tema del espectro de radiofrecuencia, su contenido es ligero pero a la vez interesante; también fue de gran utilidad para los temas de arreglos de antenas, aunque la fuerza esencial para este tema fue seleccionado de la obra *Antenna Engineering Handbook*.

Los textos de *Antenas y Diagramas de Irradiación*, *Manual de Antenas y Fundamentos de antenas* por su gran contenido y especialización se tomaron como plataforma para el desarrollo del capítulo de parámetros de antenas, la representación de su contenido fue ideal para tomarlos como plataforma; con esto y la incrustación de algunos problemas resueltos, la elaboración de este tema se torna interesante. En este mismo capítulo de igual forma el auxilio del

Los libros de *Antenna Engineering*, *Antenna Analysis* y *Transmission Lines and Antennas* son obras que tienen un enfoque sólido sobre el desarrollo matemático, con la característica de ser digerible por el lector; este mismo perfil se adoptó para la elaboración de los capítulos que tienen fundamento en el desarrollo matemático de las antenas.

El texto de *Antenas de televisión* y el *Manual de Antenas Receptoras para TV. y F.M.*, enriquece en gran medida los últimos capítulos de la tesis, ya que algunos de los conceptos son tocados con la profundidad adecuada los cuales se toman como referencia en algunos puntos para soportar algunas teorías; el inconveniente en algunos casos es que la ausencia del análisis matemático para profundizar en esta disciplina.

CAPITULO 2

CONSIDERACIONES GENERALES Y PROPAGACION DE LAS ONDAS ELECTROMAGNETICAS

2.1 INTRODUCCION

Las antenas son los componentes básicos de cualquier sistema electrónico que depende del espacio libre como medio de propagación; son el eslabón de conexión entre el espacio libre y el transmisor o receptor.

Una antena puede ser descrita como un objeto metálico, normalmente un tubo o alambre o un conjunto de ellos usado para convertir corriente de alta frecuencia a ondas electromagnéticas, o viceversa.

Las antenas transmisoras y receptoras, junto con el medio de propagación entre ellas, cumplen la misma función que las líneas de transmisión en los sistemas de comunicaciones lambricas. A distancias muy grandes, el voltaje que puede inducirse en una antena es mayor que el que puede transmitirse con alambres de tamaños prácticos. La atenuación de las ondas guiadas por alambres aumenta exponencialmente con la longitud de alambre; por lo tanto, para distancias grandes la atenuación en un alambre es mayor que la atenuación que sufren las ondas electromagnéticas al propagarse en el espacio libre.

2.2 EL TEOREMA DE RECIPROCIDAD

La antena transmisora está destinada a la transformación de la energía eléctrica producida por la señal de radiofrecuencia, en energía electromagnética de radiación, añadiendo además que esta radiación debe emitirse en unas direcciones determinadas.

La antena receptora está destinada a la transformación de la energía electromagnética de radiofrecuencia proveniente de unas direcciones dadas en energía eléctrica.

Ya que el proceso de recepción es exactamente el inverso del de transmisión es posible establecer el teorema de reciprocidad el cual establece que "Las características de una antena, tal

como su impedancia, patrón de radiación, ganancia, etc., son las mismas sin importar que la antena sea utilizada para recepción o para transmisión”.

Sin embargo, debido a las diferencias en su aplicación, existen ciertas diferencias prácticas entre las antenas transmisoras y receptoras. Por ejemplo, una antena transmisora debe ser diseñada para manejar altas potencias mientras que la receptora lo que requiere es quizá, trabajar sobre un mayor rango de frecuencias que la antena transmisora; esto es realmente en el caso de las antenas de radiodifusión comercial. Además se requiere de una mayor eficiencia para una antena transmisora que para una receptora, por razones obvias.

En resumen, aunque las reglas clásicas de la reciprocidad deben aplicarse con cuidado a los problemas prácticos con antenas, puede suponerse que las características direccionales de un sistema de antenas para transmisión y recepción, además, para todos los fines prácticos, una antena que transmite bien en una dirección determinada, también proveerá una recepción para la misma dirección.

2.3 MECANISMO DE RADIACION

Maxwell planteó dos sistemas de ecuaciones matemáticas estableciendo en la primera de ellas, que si en un medio se produce, de algún modo, un campo eléctrico variable, aparecen dos clases de corrientes eléctricas: Una de conducción y la otra de desplazamiento; corrientes que a su vez, crean un campo magnético variable.

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (\text{Ec. 2.1})$$

En el segundo sistema de ecuaciones, Maxwell estableció que el campo magnético variable creado por las corrientes eléctricas, según la ley del primer sistema, debe inducir en el espacio un campo eléctrico, de acuerdo con las leyes fundamentales de la inducción electromagnética el que también será variable.

$$\nabla \times E = - \frac{\partial B}{\partial t} \quad (\text{Ec. 2.2})$$

Considerando los dos sistemas de ecuaciones en conjunto, estas expresan la fenomenología de una sucesión de campos eléctricos y magnéticos, que se generan mutuamente, propagándose al espacio con cierta velocidad.

Acerca de esta velocidad, puesto que de las ecuaciones de Maxwell se deduce que si la variación del campo magnético da lugar a un campo eléctrico, y que la variación de este produce a su vez, un campo magnético y así indefinidamente, la velocidad con que se propagará la onda electromagnética habrá de no depender de la velocidad con que cada campo genera al otro. Esto es similar a decir que la velocidad de propagación de la onda electromagnética dependerá de la relación que exista entre la constante dieléctrica y la permeabilidad magnética del medio. (Ec. 2.3)

$$\text{Velocidad} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (\text{Ec. 2.3})$$

En el espacio libre:

$$\mu_0 = 4 \pi \times 10^{-7} \frac{\text{Farad}}{\text{mto.}}$$

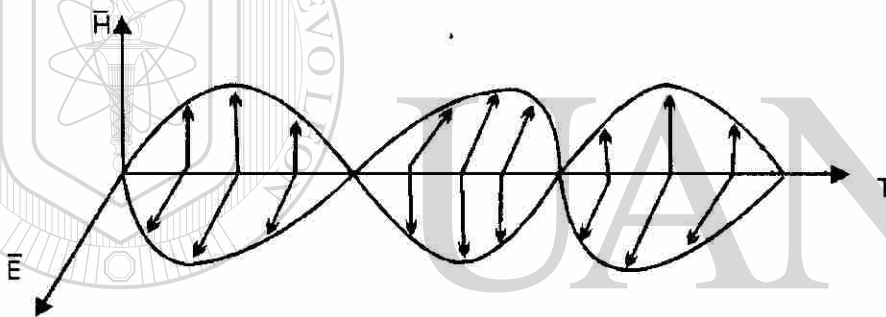
$$\epsilon_0 = \frac{1}{36 \pi} \times 10^{-9} \frac{\text{Henrios}}{\text{mto.}}$$

Y por lo tanto:

$$\text{Velocidad} = c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 2.998 \times 10^8 \frac{\text{mts}}{\text{seg}}$$

La onda electromagnética radiada se propaga con una velocidad aproximada de 3×10^8 m /seg. En un punto fijo del espacio, la onda que pasa aparece como un campo eléctrico y un campo magnético que varían senoidalmente. (Figura 2.1)

La onda radiada desde una antena es en realidad una onda esférica. Sin embargo, a medida que aumenta la distancia desde la antena, la superficie esférica que presenta el frente de onda, se hace más grande.



REPRESENTACION DE LA ONDA ELECTROMAGNETICA EN EL ESPACIO LIBRE

Fig.# 2.1

Para un área muy pequeña de esta superficie, tal como la que ocupa una antena receptora, puede considerarse que la onda es plana. Los vectores eléctrico y magnético pueden representarse por rectas dentro de un mismo plano (Fig. 2.2)

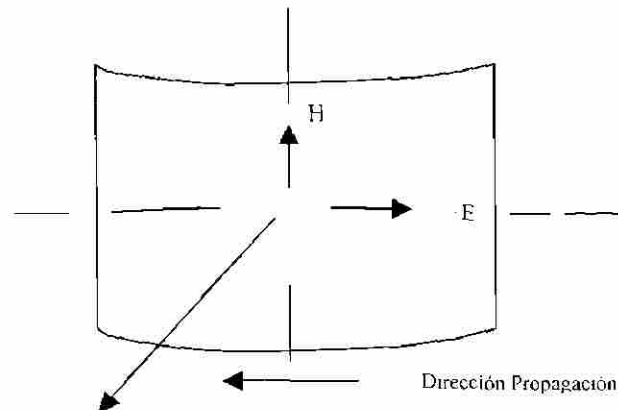
En las figuras 1 y 2 se observan claramente, que los campos \vec{E} y \vec{H} están siempre en fase en lo que concierne al tiempo, pero están siempre en cuadratura en lo que concierne al espacio. Esto quiere decir que están en fase, pero perpendiculares entre sí.

Hemos afirmado que la onda electromagnética es producida por la generación mutua y sucesiva de campos eléctricos y magnéticos; es decir cuando se aplica la salida a continuación aclararemos mas esto.

Cuando se aplica la salida de un transmisor a una antena, se origina una corriente que fluye en ella, en un sentido y en el otro, a todo lo largo de la antena. Sin embargo, como la antena no es un circuito cerrado, este flujo de corriente hace que los electrones se distribuyan en forma desigual.

La figura 2.3 muestra como esto ocurre en una antena simple, alimentada en el centro por el transmisor.

Fig. # 2.2



En un instante dado, la terminal izquierda del transmisor puede ser negativa y la de la derecha positiva. Entonces los electrones que hay en la antena son rechazados por la terminal negativa y atraídos por la positiva, de modo que la carga negativa tiende a crecer en el extremo izquierdo de la antena, mientras que la carga positiva lo hace en el derecho (figura #2.4).

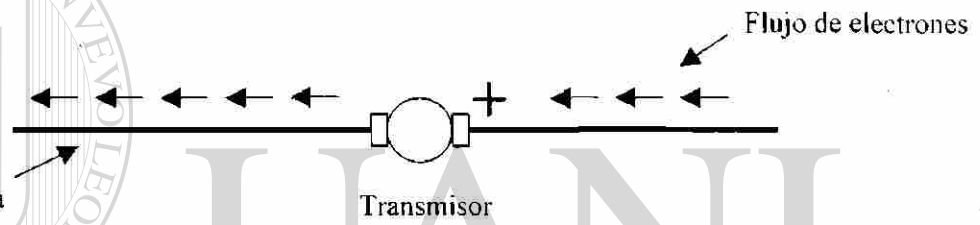


Fig. # 2.3

Curva de distribución de voltaje
(o carga)

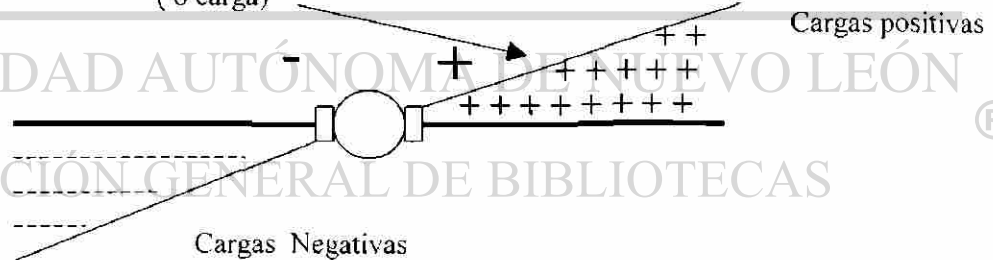


Fig # 2.4

La corriente de antena produce un campo magnético ya que, es bien sabido, que el flujo de corriente en cualquier conductor crea un campo magnético alrededor del mismo; la distribución de la carga a lo largo de la antena origina un campo eléctrico entre el extremo cargado positivamente y el de la carga negativa. Según se estudio en los cursos de campos, este siempre se produce entre dos cuerpos cualesquiera que tengan cargas opuestas.

2.4 VECTOR DE POYNTING

El producto vectorial de $\vec{E} \times \vec{H}$ da el flujo de energía por unidad de área en la región donde se han medido \vec{E} y \vec{H} . La integral de $\vec{E} \times \vec{H}$ sobre una superficie cerrada de la

razón del flujo de energía a través de dicha superficie. Esto es visto por el vector:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (\text{Ec. 2.4})$$

Que tiene las dimensiones de watts por metro cuadrado. Este es el teorema de Poynting el cual establece que el producto $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$, en cualquier punto, es una medida de la razón de flujo de energía por unidad de área en ese punto. La dirección de flujo es perpendicular a $\vec{E} \times \vec{H}$, y es la dirección del producto $\vec{E} \times \vec{H}$. El vector \vec{S} es conocido como vector de Poynting.

La interpretación de $\vec{E} \times \vec{H}$ como el flujo de potencia por unidad de área es un concepto extremadamente útil, especialmente en problemas de radiación. Por ejemplo, una integración de $\vec{E} \times \vec{H}$ sobre una superficie encerrando una antena transmisora de la potencia radiada por la antena.

2.5 CARACTERISTICAS GENERALES DE LA PROPAGACION ELECTROMAGNETICA

Las ondas electromagnéticas consisten de campos eléctricos y magnéticos entrelazados que varían en el tiempo, y que están relacionados entre sí, de manera que la energía total de la onda se divide por partes iguales entre el campo magnético y el campo eléctrico. Las líneas de fuerza de estos dos campos están siempre perpendiculares entre sí, y ambos campos a su vez, están siempre perpendiculares a cualquier plano que contenga la dirección de propagación.

En la fig. 2.5 vemos las líneas de fuerza eléctrica y magnética mirando de frente una onda electromagnética. En esta figura, la dirección de propagación es hacia el lector.

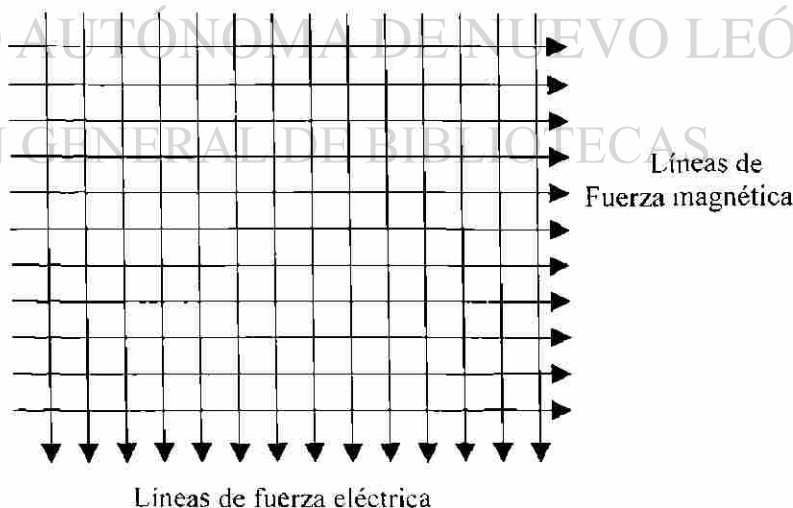


Fig. # 2.5

La velocidad de propagación; de las ondas electromagnéticas depende del medio en que se propagan, y es de aproximadamente 3×10^8 metros por segundo en el espacio vacío.

$$c = 1 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (\text{Ec. 2.5})$$

donde :

c = velocidad de propagación de la OEM

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

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

En cualquier otro medio, la velocidad de propagación es menor que en el vacío.

La velocidad de propagación, la longitud de onda y la frecuencia de una onda electromagnética están relacionadas según la siguiente ecuación:

$$c = \lambda f \quad (\text{Ec. 2.6})$$

Donde c es la velocidad de propagación en metros por segundo, λ es la longitud de la onda en metros y f la frecuencia en ciclos por segundo (Hz).

2.6 POLARIZACION DE UNA ONDA ELECTROMAGNETICA

La polarización de una onda electromagnética queda arbitrariamente definida por la dirección de las líneas de fuerza del campo eléctrico. Generalmente se toma la superficie terrestre como plano de referencia. Si el campo eléctrico es paralelo a la superficie de la Tierra, decimos que la onda está horizontalmente polarizada; si el campo eléctrico es perpendicular a la superficie de la Tierra, decimos que la onda está verticalmente polarizada. Por ejemplo, la onda cuyo frente se representó en la figura 2.5 tiene polarización vertical. En algunos casos se da la polarización con referencia a alguna superficie reflectora determinada; en tal caso, es necesario especificar la posición de la superficie en cuestión.

Uno de los principales objetivos de la polarización es cancelar el ruido inherente que se produce cuando se está trabajando en una banda de frecuencia determinada, manejando o haciendo que la transmisión sea en una polarización contraria a la del ruido. Por ejemplo, el ruido que se induce en la banda de FM tiene una polarización horizontal, por lo tanto se tiene que transmitir en una polarización vertical.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

2.7 FENOMENOS QUE SUFRE LA ONDA ELECTROMAGNETICA AL VIAJAR POR EL ESPACIO LIBRE

Los fenómenos que una onda electromagnética puede sufrir al viajar en el espacio libre son la refracción, reflexión, difracción y absorción.

2.7.1 REFRACCIÓN

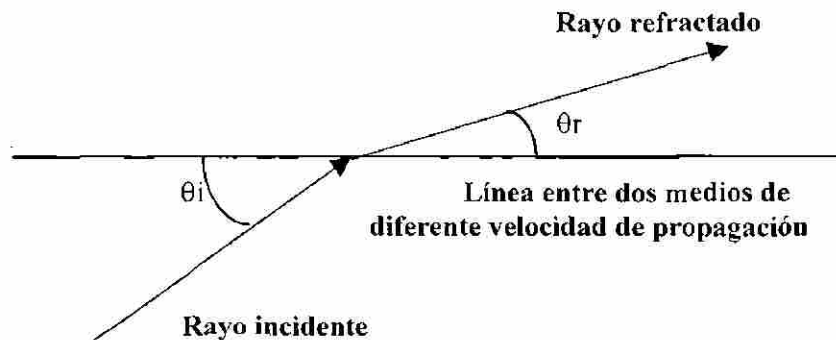
Cualquier cambio en la naturaleza del medio en que se propaga una onda altera su dirección de propagación. Lo mismo ocurre con las ondas de la luz, que también son ondas electromagnéticas, y en ambos casos, este fenómeno se llama refracción. La refracción se debe a que aquella parte del frente de la onda que llega primero a la discontinuidad del medio de propagación, sufre un retardo o adelanto con relación a la parte del frente que llega más tarde, con el consiguiente cambio de dirección de todo el frente de la onda. En la figura 2.6 se muestra

en forma esquemática cómo ocurre la refracción de una onda al pasar por el límite de dos medios de diferente naturaleza.

Fig.# 2.6

Donde θ_i es el ángulo incidente entre el límite de los dos medios. θ_r el ángulo refractado.

Condición $\theta_i \neq \theta_r$



2.7.2 ATENUACIÓN

La ley inversa cuadrática para la radiación matemática describe la reducción en la densidad de potencia con la distancia de la fuente. Conforme se aleja un frente de onda de la fuente, el campo electromagnético continuo, que es radiado desde esa fuente, se dispersa. Es decir, las ondas se alejan más unas de otras y, consecuentemente, el número de ondas por unidad de área disminuye. Nada de la potencia radiada se pierde o se disipa, porque el frente de la onda se aleja de la fuente; la onda simplemente se dispersará sobre un área más grande, disminuyendo la densidad de potencia. La reducción en la densidad de potencia con la distancia es equivalente a la pérdida de potencia y comúnmente se llama *atenuación de la onda*. Debido a que la atenuación se debe al esparcimiento esférico de la onda, a veces se llama *atenuación espacial de la onda*. La atenuación de la onda se expresa generalmente en términos del logaritmo común de la relación de densidad de potencia (pérdida en dB). Matemáticamente, la atenuación de la onda

$\nabla \times \nabla \times E = \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla^2 E$, es;

$$\gamma_a = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

La reducción en potencia debida a la ley cuadrática inversa presume la propagación del espacio libre (un vacío o casi un vacío) y se llama *atenuación de la onda*. La reducción en la densidad de potencia debida a la propagación del espacio no libre se llama *absorción*.

2.7.3 REFLEXIÓN

Cuando una onda electromagnética encuentra en su camino una superficie de conductibilidad perfecta sufre una reflexión total, tal como ocurre con la luz en un espejo. El fenómeno de la reflexión puede explicarse de la siguiente manera: cuando una onda electromagnética incide sobre una superficie plana de conductibilidad perfecta, el campo eléctrico de la onda no puede seguir existiendo en la superficie, y su energía se convierte por completo en energía magnética debido a la corriente inducida en la superficie. Como la superficie es perfectamente conductora, la energía de la onda no puede ser absorbida, y por lo tanto es nuevamente irradiada en la única dirección posible, o sea si la onda incide

verticalmente, en dirección opuesta a la incidente. Si la onda incide con un ángulo diferente de 90 grados, el ángulo de reflexión será igual al ángulo de incidencia, tal cual ocurre con la luz en un espejo. Cuando la conductibilidad de la superficie reflectora no es perfecta, como es el caso para la superficie terrestre, parte de la energía de la onda es absorbida, y la otra parte es reflejada.

La magnitud de la onda depende del tamaño relativo y de la conductancia de la superficie reflectora. Cuando hablamos del tamaño relativo de una superficie reflectora, nos referimos a la relación que existe entre las dimensiones de la superficie en comparación con la longitud de la onda reflejada. Cuanto mayores sean las dimensiones de la superficie en comparación con la longitud de onda, mayor será la magnitud de la onda reflejada. Cuanto mayor es la conductancia de la superficie reflectora, mayor será la magnitud de la onda reflejada.

Algunos ejemplos de superficies reflectoras que tienen importancia en la práctica son: objetos metálicos, superficies de agua, especialmente el agua salada, la superficie terrestre, capas de aire de diferente densidad y diferentes grados de humedad, capas de aire ionizadas, zonas de precipitaciones meteorológicas, edificios, etc. Las reflexiones causadas por superficies pequeñas en comparación con la longitud de onda, revisten muy poca importancia. Las ondas electromagnéticas se reflejan casi totalmente en las grandes superficies de buena conductividad, como el mar, las tierras cultivadas y húmedas, y por supuesto, en superficies metálicas extensas.

2.7.4 DIFRACCIÓN

Cuando una onda electromagnética incide sobre el borde de una superficie opaca o cuando atraviesa capas de aire de densidades irregulares, se produce el fenómeno de la difracción. En este caso, una pequeña parte de la energía de la onda se dispersa en muchas direcciones, dando lugar a nuevos frentes de ondas. Debido a este fenómeno resulta posible recibir señales de radio en la sombra de objetos opacos a las ondas y en zonas donde no llega el rayo directo de la onda.

2.7.5 ABSORCIÓN

Una onda electromagnética que se propaga en el espacio vacío o en un medio diferente, pierde energía la cual es sustraída por el medio. En la atmósfera, esta energía perdida se gasta en hacer oscilar los electrones orbitales de los átomos y las moléculas del aire. Asimismo, las superficies que no tienen conductibilidad perfecta, por ejemplo la superficie terrestre, absorben energía de la onda, ya que al ofrecer resistencia a las corrientes inducidas causan pérdidas de calor. La cantidad de absorción sufrida por la onda depende de la frecuencia de la onda y del medio que absorbe la energía.

Los diferentes tipos de absorción que puede sufrir una onda, se reúnen comúnmente bajo la denominación de atenuación de la onda.

2.8 ANALISIS DE LA PROPAGACION EN EL ESPACIO LIBRE

CONDICIONES PARA EL ESPACIO LIBRE

-12

1. Permittividad : $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$

2. Permeabilidad: $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$
3. Densidad de Carga Volumétrica: $\rho = 0$
4. Densidad de Corriente: $\vec{J} = 0$
5. Densidad de Flujo Eléctrico: $\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}$
6. Densidad de Flujo Magnético: $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$

2.8.1 ECUACION DE ONDA PARA EL CAMPO MAGNETICO EN EL ESPACIO LIBRE

Partiendo de la identidad para el doble rotacional de \vec{H} tenemos:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{H} = \nabla(\nabla \cdot \vec{H}) - \nabla^2 \vec{H}$$

como:

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{H}) = 0$$

Tenemos que:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{H} = -\nabla^2 \vec{H}$$

Según la Segunda ecuación de Maxwell:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

Y ya que $\vec{J} = 0$ en el espacio libre, entonces:

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

Sustituyendo:

$$-\nabla^2 \vec{H} = \nabla \times \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right)$$

Como $\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}$ sustituimos y obtenemos:

$$-\nabla^2 \vec{H} = \nabla \times \left[\frac{\partial (\epsilon_0 \vec{E})}{\partial t} \right]$$

$$-\nabla^2 \vec{H} = \epsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \vec{E})$$

Como $\nabla \times \vec{E} = -\partial B / \partial t$, entonces:

$$-\nabla^2 H = \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(-\frac{\partial B}{\partial t} \right)$$

Como $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$, sustituimos:

$$-\nabla^2 H = \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} \left[-\frac{\partial}{\partial t} (\mu_0 H) \right]$$

$$-\nabla^2 H = -\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}$$

Cambiando signos:

$$\nabla_x \nabla_x H = -\nabla^2 H$$

$$\nabla^2 H = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}$$

$$\nabla_x \nabla_x H = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}$$

2.8.2 ECUACION DE ONDA PARA CAMPO ELECTRICO EN EL ESPACIO LIBRE

$$\nabla_x \nabla_x E = \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla^2 E$$

$$\nabla(\nabla \cdot E) = 0 \therefore -\nabla^2 E = \nabla_x(\nabla_x E)$$

$$-\nabla^2 E = \nabla_x \left[-\frac{\partial B}{\partial t} \right]$$

$$-\nabla^2 E = -\mu_0 \left[\frac{\partial(\nabla_x H)}{\partial t} \right]$$

$$-\nabla^2 E = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial D}{\partial t} \right)$$

$$-\nabla^2 E = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{\partial(\varepsilon_0 E)}{\partial t} \right]$$

$$-\nabla^2 E = -\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



$$\nabla_x \nabla_x E = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2}{\partial t^2} E$$

2.8.3 ECUACION DE ONDA PARA EL CAMPO MAGNETICO EN TODOS LOS MEDIOS

Aplicando al doble rotacional de \vec{H} la identidad vectorial:

$$\nabla_x \nabla_x \vec{H} = \nabla(\nabla \cdot \vec{H}) - \nabla^2 \vec{H}$$

Como:

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{H}) = 0$$

$$-\nabla^2 \vec{H} = \nabla_x(\nabla_x \vec{H})$$

Sustituyendo la Segunda Ecuación de Maxwell:

$$-\nabla^2 \vec{H} = \nabla_x \left[\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right]$$

Sustituyendo:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

Y

condición: \vec{J} no se elimina porque no esta en el espacio libre

σ constante de conductividad $1/\Omega \text{ mts.} \rightarrow$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}$$

$$\nabla^2 \vec{H} = \nabla_x \left[\sigma \vec{E} + \frac{\partial(\epsilon \vec{E})}{\partial t} \right]$$

$$-\nabla^2 \vec{H} = \sigma(\nabla_x \vec{E}) + \epsilon \frac{\partial(\nabla_x \vec{E})}{\partial t}$$

Como:

$$\nabla_x \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

y

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

Entonces:

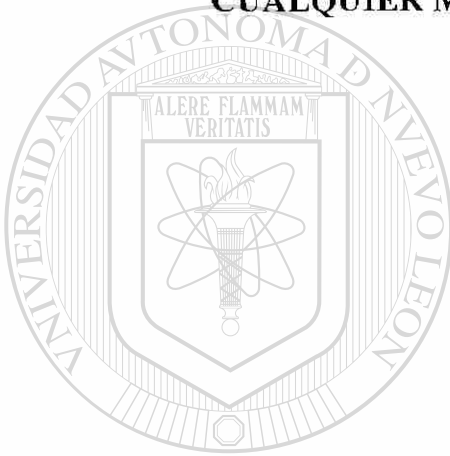
$$\sigma \left(-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) + \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \left[-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right] = -\mu \sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \mu \epsilon \frac{\partial^2(\mu \vec{H})}{\partial t^2}$$

$$-\bar{\nabla}^2 H = - \left[\mu\sigma \frac{\partial H}{\partial t} + \mu\epsilon \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \right]$$

$$\nabla_x \nabla_x H = -\nabla^2 H$$

$$\nabla_x \nabla_x H = - \left[\sigma\epsilon\mu \frac{\partial H}{\partial t} + \mu \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \right]$$

2.8.4 ECUACION DE ONDA DEL CAMPO ELECTRICO PARA CUALQUIER MEDIO



$$\nabla_x \nabla_x E = \nabla(\nabla^2 \cdot E) - \nabla^2 \bar{E}$$

$$-\bar{\nabla}^2 \bar{E} = \nabla_x(\nabla_x E)$$

$$-\nabla^2 E = \nabla_x \left(-\frac{\partial B}{\partial t} \right)$$

$$-\nabla^2 E = -\mu \frac{\partial}{\partial t} (\nabla_x H)$$

$$-\nabla^2 E = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \left[J + \frac{\partial D}{\partial t} \right]$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

condicion: \bar{J} no se elimina porque no esta en el espacio libre

σ constante de conductividad

$1/\Omega \text{ mts.} \rightarrow$

Y sustituyendo términos

$$J = \sigma E$$

$$-\nabla^2 E = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \left[\sigma E + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \right]$$

$$+\nabla^2 E = +\mu\sigma \frac{\partial E}{\partial t} + \mu\epsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$

$$\nabla_x \nabla_x E = -\nabla E$$

Ecuación de onda del campo eléctrico para cualquier medio.

$$\nabla^2 E = \mu\sigma \frac{\partial E}{\partial t} + \mu\varepsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$

* $\mu\sigma \frac{\partial E}{\partial t}$ \longrightarrow Componente de conducción de la ecuación de onda

* $\mu\varepsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$ \longrightarrow Componente de la radiación de la ecuación de onda

Si

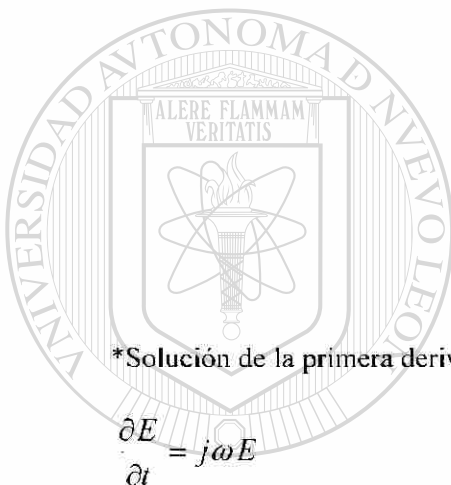
$$E = E_{\max} e^{j\omega t}$$

$$\frac{\partial E}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} (E_{\max} e^{j\omega t})$$

$$\frac{\partial E}{\partial t} = j\omega (E_{\max} e^{j\omega t})$$

*Solución de la primera derivada

$$\frac{\partial E}{\partial t} = j\omega E$$



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = \frac{\partial}{\partial t} (j\omega E_{\max} e^{j\omega t})$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = j\omega \frac{\partial}{\partial t} (E_{\max} e^{j\omega t})$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = j^2 \omega^2 (E_{\max} e^{j\omega t})$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = J^2 \omega^2 E \quad \text{Solución de la segunda derivada}$$

Sustituyendo los resultados de las derivadas, en la ecuación de la onda para todos los medios,

quedará:

$$\nabla^2 E = \mu\sigma(j\omega E) + \mu\epsilon(j^2\omega^2 E)$$

Reacomodando

$$\nabla^2 E = j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)E$$

2.9 CONSTANTE DE PROPAGACION (γ)

La constante de propagación describe en su totalidad el fenómeno de la propagación de la onda, α indica atenuación de la onda, por eso se le denomina constante de atenuación; β está vinculada con el cambio de fase.

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

Donde:

- γ → Constante de propagación
- α → Constante de atenuación (nepers/m)
- β → Constante de fase (rad/m)

Relacionando las ecuaciones:

$$\nabla^2 E = \gamma^2 E$$

$$\gamma^2 E = j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)E$$

$$\gamma^2 = j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$$

$$\gamma = j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$$

2.9.1 OBTENCION DE LA CONSTANTE DE ATENUACION

Si se tiene en cuenta que:

$$\alpha^2 - \beta^2 = -\omega^2 \mu \epsilon$$

Y

$$\beta = \frac{\omega \mu \sigma}{2\alpha}$$

Sustituyendo ambas ecuaciones se tiene:

$$\alpha^2 - \left[\frac{\omega \mu \sigma}{2\alpha} \right]^2 = -\omega^2 \mu \epsilon$$

Desarrollando se obtiene:

$$4\alpha^2 + 4\alpha^2 \omega^2 \mu \epsilon - \omega^2 \mu^2 \sigma^2 = 0$$

Utilizando la fórmula general:

$$x_{(1,2)} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

Donde obtenemos:

$$\alpha^2 = \frac{1}{2} \omega^2 \mu \epsilon \left[\frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2} + 1 - 1 \right]$$

Aplicando la raíz:

$$\alpha = \omega \frac{\mu \epsilon}{2} \left[\frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2} + 1 - 1 \right]$$

2.9.2 OBTENCION DE LA CONSTANTE DE FASE

$$\alpha^2 - \beta^2 = -\omega^2 \mu \epsilon$$

$$\alpha = \frac{\omega \mu \sigma}{2\beta}$$

$$\left[\frac{\omega \mu \sigma}{2\beta} \right]^2 - \beta^2 = -\omega^2 \mu \epsilon$$

$$4\beta^4 - 4\beta^2\omega^2\mu\epsilon - \omega^2\mu^2\sigma^2 = 0$$

$$x_{(1,2)} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

$$\beta^2 = \frac{1}{2}\omega^2\mu\epsilon \left[\frac{\sigma^2}{\omega^2\epsilon^2} + 1 + 1 \right]$$

$$\beta = \omega \frac{\omega\epsilon}{2} \left[\frac{\sigma^2}{\omega^2\epsilon^2} + 1 + 1 \right]$$

2.10 LA IONOSFERA

La ionosfera es una parte de las regiones superiores de la atmósfera, y consiste de capas que contienen átomos y moléculas ionizadas. Esta ionización se debe principalmente a la radiación solar. Las capas ionizadas tienen la propiedad de refractar, reflejar y difractar las ondas electromagnéticas, o sea que alteran su dirección de propagación. La refracción total que sufre una onda al incidir sobre las capas ionizadas, depende de varios factores, como la frecuencia de la onda, su ángulo de incidencia y las condiciones de ionización de la capa. Refracciones sucesivas de la onda pueden tener el mismo efecto sobre la onda que resulta de la reflexión en una superficie conductora, o sea, que la onda puede ser regresada de vuelta hacia la Tierra.

No existe ningún límite marcado entre las capas de la ionosfera; cada una se confunde poco a poco con la siguiente. Sin embargo, para facilitar el estudio, se supone que hay varias capas totalmente distintas y separadas una de la otra.

La capa más baja de la ionosfera se ubica entre 40 y 80 kilómetros de altura, aproximadamente; a esta capa se le llama capa D. Sólo se produce durante el día, no obstante lo cual, su grado de ionización es bajo. Inmediatamente encima de la capa D está la capa E, que se extiende desde 80 hasta 145 kilómetros de altura, aproximadamente. En la capa E, la densidad de ionización es máxima a unos 110 kilómetros sobre la Tierra, la capa E es mucho más fuerte que la capa D y no desaparece durante la noche, aunque se debilita bastante. La densidad máxima de la capa E ocurre aproximadamente a medio día.

La última capa de la ionosfera es la capa F, que se extiende desde una altura de 145 kilómetros hasta el límite superior de la ionosfera, o sea, 560 kilómetros. De noche sólo hay capa F, pero durante el día ésta se diferencia frecuentemente en dos partes, denominadas F₁ y F₂. La capa F₂, que es la de mayor altura, tiene una densidad iónica más alta que cualquiera de las capas ionosféricas. Las capas F₁ y F₂ se combinan nuevamente en la capa F, poco después del crepúsculo. La figura 2.7 nos muestra estas capas de la ionosfera, así como sus distancias.

Debido a sus propiedades específicas, la ionosfera produce dos efectos sobre las ondas espaciales: absorbe en cantidades variables la energía que contengan y desvía de su trayectoria o

dobla las ondas que atraviesan oblicuamente las distintas capas de aire, fenómeno llamado refracción. La capacidad que tenga la ionosfera para desviar una onda hacia la Tierra depende de la frecuencia de la onda y del ángulo al que ésta incida en la ionosfera, así como de la densidad iónica de las diferentes capas ionosféricas.

La capa D absorbe la mayor parte de la energía que tienen las ondas de baja frecuencia, de modo que casi ninguna de ellas pueda llegar a las capas E y F, donde se produce la refracción.

Las ondas de alta frecuencia pasan a través de la capa D con poca pérdida de energía y al penetrar en las capas E y F son repelidas por la atmósfera ionizada, se doblan y abandonan la ionosfera para regresar finalmente a la Tierra.

Durante el día la capa D absorbe las ondas espaciales de baja frecuencia e impide toda radiotransmisión por medio de ellas. Pero de noche esta capa desaparece y entonces el rango de frecuencias a las que se pueden transmitir señales por medio de la onda espacial es mucho más amplio.

Para cada capa existe una frecuencia crítica superior para la cual, al dirigirse una onda vertical hacia arriba, ésta no es devuelta a la Tierra, ni tampoco las ondas de frecuencia superior a la crítica. Sin embargo, cuando el ángulo de incidencia de la onda es menor que 90 grados, también las ondas de frecuencia superior a la crítica serán reflejadas a la Tierra. Cuanto menor es el ángulo de incidencia, mayor podrá ser la frecuencia de la onda para que todavía sea reflejada. La frecuencia más alta que todavía es reflejada, para un ángulo de incidencia determinado, se llama frecuencia máxima utilizable. La frecuencia máxima utilizable puede calcularse con la siguiente ecuación:

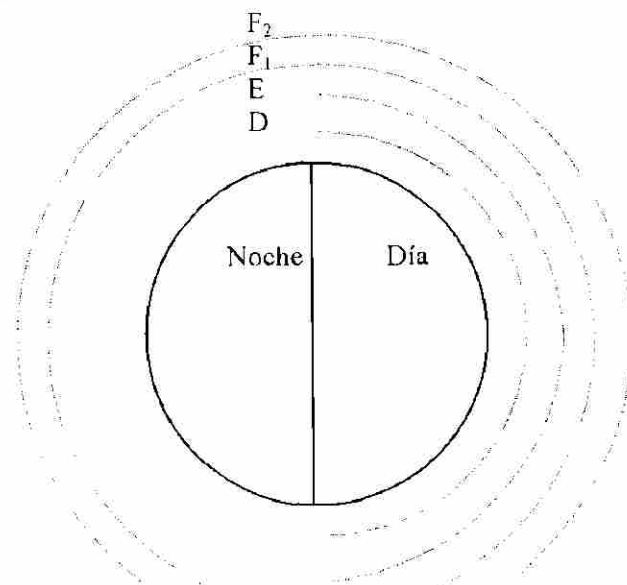
$$f_m = f_c / \text{sen } \phi \quad (\text{Ec. 2.7})$$

Donde f_m es la frecuencia máxima utilizable, f_c es la frecuencia crítica en el punto de reflexión, y ϕ es el ángulo de incidencia sobre la capa ionizada. La condición para que exista transmisión es $90^\circ < \phi < 0^\circ$. La frecuencia crítica varía con las horas del día y con las estaciones del año, y depende de la altura y el grado de ionización de la capa reflectora. Cuando menor altura tiene una capa ionizada, menor es la frecuencia crítica para esa capa.

Hay varios organismos en el mundo que se dedican al estudio de la ionosfera, y que publican periódicamente predicciones sobre las frecuencias críticas para las diferentes capas de la ionosfera en diferentes partes del mundo. Asimismo, se predicen las alturas virtuales de las diferentes capas con varios meses de anticipación, de manera que resulta posible elegir la mejor frecuencia para un circuito determinado.

Fig.# 2.7

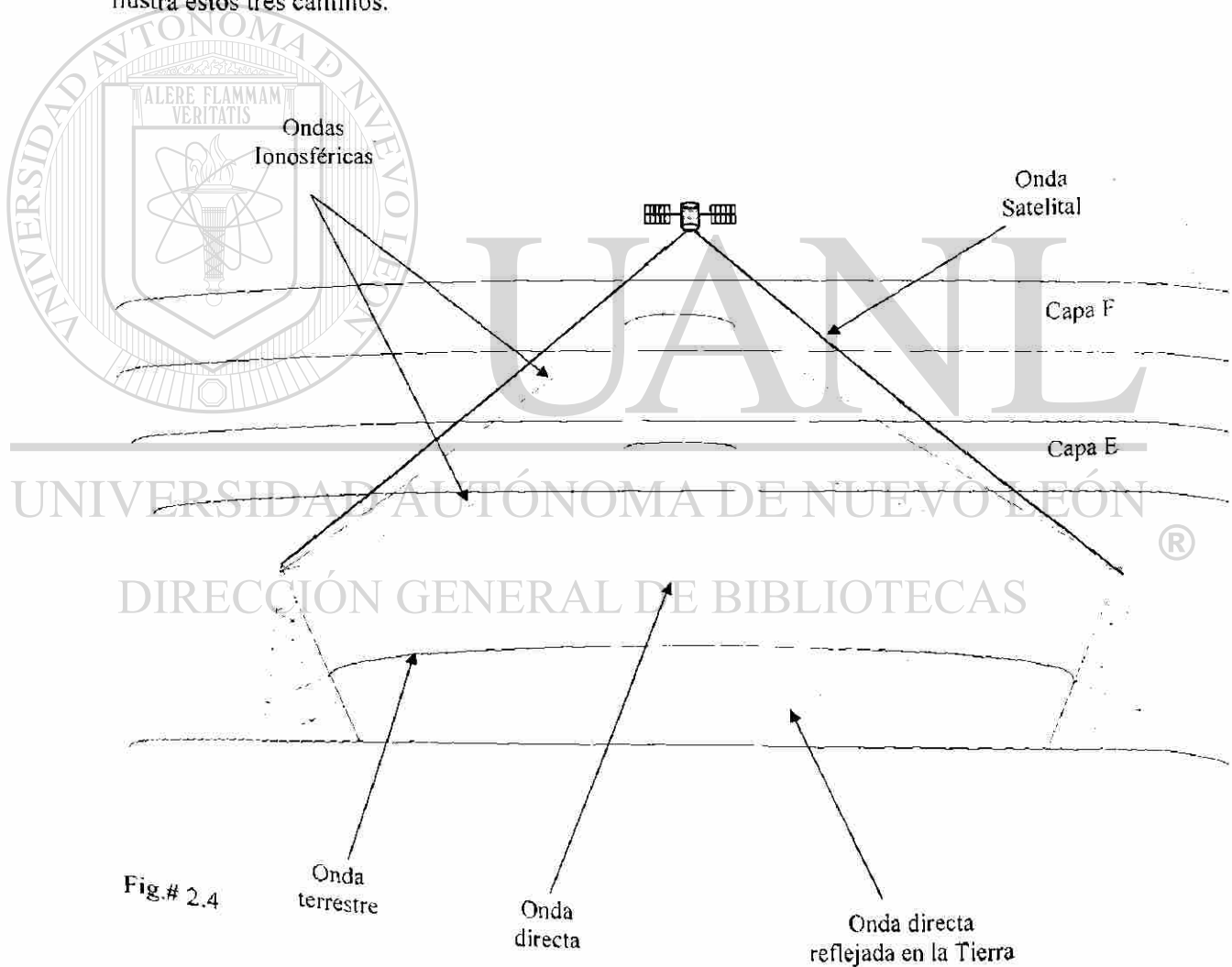
Tierra - Capa D	→	40 - 80 Km
Capa D - Capa E	→	80 - 145 Km
Capa E - Capa F	→	145 - 560 Km



2.11 CAMINOS DE PROPAGACION

Cualquier onda electromagnética se propaga en el espacio vacío en línea recta, no importa la frecuencia que tenga. Pero, sobre nuestro planeta, la propagación de las ondas electromagnéticas ocurre en la atmósfera y en las inmediaciones de una gran masa, opaca a la onda la esfera terrestre. Debido a esto tenemos que tomar en cuenta las refracciones, reflexiones, la dispersión, la absorción y otros factores que contribuyen a que la onda no se propague necesariamente en línea recta. Los factores que más afectan el camino de propagación de las ondas dependen, en alto grado, de la frecuencia de la onda. Por lo tanto, para diferentes frecuencias habrá diferentes caminos posibles.

En general podemos clasificar los posibles caminos en tres tipos, de acuerdo con la relativa importancia que tiene la ruta seguida por la onda para las comunicaciones. Estos tres posibles caminos son: la onda directa, la onda terrestre y la onda ionosférica. La figura 2.8 ilustra estos tres caminos.



2.11.1 LA ONDA DIRECTA

La onda directa, o rayo directo, es de primordial importancia en las comunicaciones a corta distancia. En las frecuencias superiores a los 50 MHz las comunicaciones se efectúan casi exclusivamente por la onda directa; quiere decir, que la estación transmisora y la estación receptora deben estar al alcance de la línea visual, lo que limitaría la distancia máxima hasta el horizonte óptico. Sin embargo, debido a las refracciones en las capas inferiores de la atmósfera, el alcance del rayo directo en las frecuencias muy elevadas es algo mayor que la distancia al horizonte. De hecho, el rayo directo se compone en realidad en el punto de recepción de dos campos, uno debido al rayo directo, el otro debido al rayo reflejado en la superficie de la Tierra.

2.11.2 LA ONDA TERRESTRE

Las ondas que se irradian a las superficies de la Tierra pierden parte de su energía por la absorción de la Tierra. Esta pérdida de energía causa la inclinación del frente de la onda, de manera que ésta se ciñe a la curvatura de la superficie terrestre. La absorción de la Tierra es muy alta en las frecuencias elevadas, y muy baja en las frecuencias bajas y muy bajas. En las frecuencias elevadas es en realidad tan fuerte que la onda terrestre sufre tanta atenuación, que su utilidad es prácticamente nula. En cambio en las frecuencias bajas la poca absorción de la Tierra es suficiente para curvar la trayectoria de las ondas y permitir a la vez la propagación a grandes distancias con atenuaciones tolerables.

2.11.3 LA ONDA IONOSFÉRICA

Esta onda se conoce también como onda de firmamento u onda espacial. Cuando una onda de frecuencia menor que la frecuencia máxima utilizable incide sobre la ionosfera, sufre sucesivas refracciones y es regresada de vuelta hacia la Tierra. Al incidir sobre la superficie de la Tierra la onda es nuevamente reflejada hacia la ionosfera, de manera que resulta posible conseguir comunicaciones satisfactorias a gran distancia por medio de reflexiones múltiples en la ionosfera y en la Tierra, o sea, por varios saltos de la onda.

En la figura 2.9 vemos una representación de varias posibilidades de reflexión de ondas ionosféricas. Las señales recibidas en determinado punto, no provienen necesariamente de una sola reflexión, y pueden llegar al mismo punto varias ondas que recorren diferentes caminos.

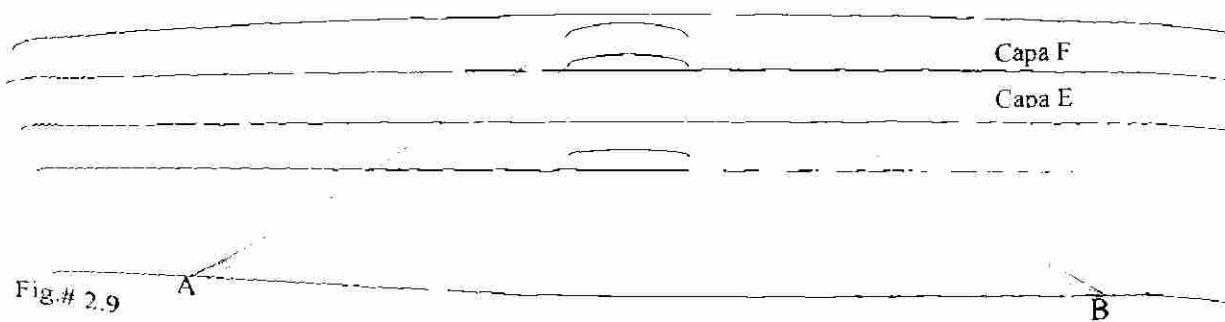
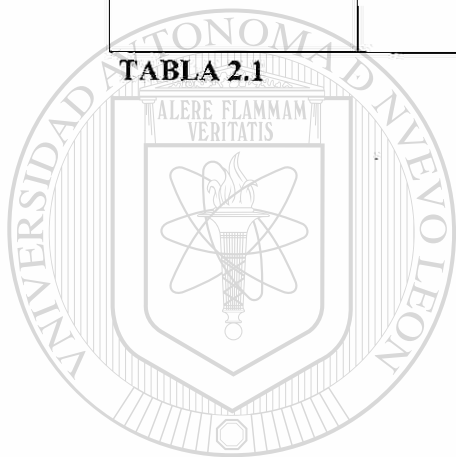


Fig.# 2.9

En la tabla 2.1 se puede apreciar las características de los diferentes caminos de propagación de la onda electromagnética y algunas aplicaciones.

Caminos de propagación	Frecuencia	Potencia	Arreglos de antenas	Aplicaciones
Onda terrestre	Bajas Muy bajas	Muy alta	Muy grandes y de difícil construcción.	Radio, ayuda a la navegación.
Onda ionosférica	Medias	Medias	Medianos y siguen siendo caros.	Radio aficionados, AM comercial.
Onda directa	Altas	Bajas	Pequeños y de fácil construcción.	Microondas, Radar, TV comercial.

TABLA 2.1



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

CAPITULO 3

ESPECTRO DE RADIOFRECUENCIA

3.1 INTRODUCCION

El espectro de radiofrecuencia se usa para comunicaciones de punto a punto, móvil, radiodifusión de audio y televisión, meteorología, radionavegación, radio localización, radio astronomía, radiodifusión de frecuencia estándar y radioaficionados.

Como el espectro es del dominio público, debe reglamentarse. Las naciones del mundo formaron la Unión Internacional de Telecomunicaciones acordándose dividirlo en bandas.

3.2 CLASIFICACION

El espectro de las ondas electromagnéticas utilizadas en las comunicaciones radioeléctricas se divide en diferentes bandas. Cada una de ellas se caracteriza por sus propiedades de propagación y por el empleo que se les da. A continuación damos una tabla de las diferentes bandas, su abreviatura adoptada por convenios internacionales y el rango de frecuencias y longitud de onda que abarca.

BANDAS	FRECUENCIA	LONGITUD DE ONDA
1. - VERY LOW FREQUENCY (VLF)	10 - 30 KHz	3 - 10 Km
2. - LOW FREQUENCY (LF)	30 - 300 KHz	10 - 1 Km
3. - MEDIUM FREQUENCY (MF)	300 - 3,000 KHz	1000 - 100 mts
4. - HIGH FREQUENCY (VHF)	3 - 30 MHz	100 - 10 mts
5. - VERY HIGH FREQUENCY (VHF)	30 - 300 MHz	10 - 1 mt
6. - ULTRA HIGH FRECUENY	300 - 3,000 MHz	100 - 10 cm
7. - SUPER HIGH FEQUENCY (SHF)	3 - 30 GHz	10 - 1 cm
8. - EXTREMELY HIGH FREQUENCY (EHF)	30 - 300 GHz	10 - 1mm

Las abreviaturas para designar cada banda provienen del idioma inglés. (VLF very low frequency; LF low frequency; MF medium frequency; HF high frequency; VHF very high frequency; UHF ultra high frequency; SHF super high frequency; EHF extremely high frequency.)

3.3 DIVISION DE BANDAS SEGUN SU ONDA DE PROPAGACION

VLF ONDA TERRESTRE
LF

MF ONDA IONOSFERICA
MF

VHF ONDA DIRECTA SATELITE

UHF
SHF
EHF

1 KHz

1,000 Hz

³
1 x10 Hz

1 MHz

1,000,000 Hz

⁶
1 x 10 Hz

1GHz

1,000,000,000 Hz

⁹
1 x 10 Hz

1 THz

1,000,000,000,000 Hz

¹²
1x10 Hz

BANDAS Y APLICACIONES

3.4 BANDA VLF (Muy baja frecuencia)

Características de propagación: Camino de propagación por onda superficial, es un sistema muy confiable que utiliza altas potencias de Tx y requiere de sistemas de antenas muy grandes y costosos, la señal de esta banda es absorbida por la capa ionosférica.

La característica principal de esta banda es la muy baja atenuación que sufren estas ondas sobre la superficie de la tierra. Lo mismo puede decirse de la onda reflejada en la ionosfera. Además de ser muy baja, la atenuación es también muy constante durante las horas del día y de la noche y durante las estaciones del año. Todo esto contribuye a que esta banda ofrezca un máximo de seguridad para las comunicaciones a larga distancia. Hasta los mil kilómetros de distancia, la onda terrestre es la que predomina ampliamente sobre la onda ionosférica, con la consiguiente ventaja de no hacer sufrir desvanecimientos de la señal. Más allá de los mil kilómetros comienza a predominar la onda ionosférica y su alcance puede llegar a muchos miles de kilómetros.

La propagación de las frecuencias muy bajas es algo efectuada por la actividad de las manchas solares y por las tormentas magnéticas. Las desventajas de esta banda son dos: (1) los sistemas de antenas, a fin de ser eficientes, deben tener dimensiones físicas muy grandes, lo que los hace muy costosos; y (2) el espectro disponible en esta banda es muy restringido, dando cabida solamente a unas pocas estaciones.

Esta banda se utiliza por lo tanto en circuitos de muy largo alcance, con emisores de muy alta potencia y para las comunicaciones entre puntos fijos, con servicios continuos, exclusivamente en telegrafía lenta. Esto último se debe a que en estas frecuencias muy bajas el ancho de banda que puede emitirse está limitado a unos pocos cientos de ciclos por segundo, lo que imposibilita las transmisiones telefónicas, y permite solamente la telegrafía lenta.

Aplicación de la banda: Su principal aplicación es la radioayuda a la navegación, tanto marítima, aérea, como terrestre. Esta banda es utilizada principalmente por servicios gubernamentales (Marina, Armada, etc.), esta banda no se utiliza comercialmente y está restringida para uso de radioayuda.

3.5 BANDA LF (Frecuencias bajas)

Características de propagación: Su principal camino de propagación es por onda superficial, pero la capa ionosférica ejerce menos atenuación que la banda anterior utilizan sistemas de alta potencia y arreglos de antenas grandes, tanto en esta banda como en la anterior el alcance es de miles de Km.

En esta banda la atenuación de la onda terrestre es algo mayor que en las frecuencias muy bajas. Especialmente las frecuencias del extremo superior de esta banda se atenúan bastante durante el día, tanto sobre la tierra como en la atmósfera. Esto tiene como consecuencia la reducción del alcance diurno. Sin embargo es posible obtener con la onda ionosférica alcance similar a las frecuencias muy bajas. Debido a que los sistemas de antenas para estas frecuencias pueden construirse de manera que sean más eficientes, se compensa con eso las desventajas por la mayor atenuación.

Estas frecuencias se utilizan principalmente para cubrir con mucha seguridad distancias hasta varios cientos de kilómetros con la onda terrestre. Los radiofaros aeronáuticos operan entre 200 y 400 KHz, y tiene alcances que varían según la potencia del transmisor. Para los circuitos transoceánicos se utiliza la onda ionosférica, empleándose estaciones transmisoras ubicadas en las cercanías de la costa del mar, ya que se ha comprobado que si el sistema de antenas se encuentra a cierta distancia de la costa, la onda irradiada sufre una atenuación apreciable. Las antenas se instalan preferentemente en terrenos pantanosos, para así tener poca resistencia a las altas corrientes que deben circular en la tierra.

Aplicaciones de la banda: Semejante a la banda anterior.

3.6 BANDA MF (Frecuencias medias)

Características de propagación: Muy variado y con alta atenuación por onda superficial, su principal camino de propagación comienza a ser la capa ionosférica, viajando a largas

distancias por medio de rebotes múltiples, en la ionosfera y en la superficie de la tierra. Es un sistema que depende de las características de la ionosfera y por lo tanto no es muy eficiente debido a que es una capa inestable; los sistemas de antenas son de más fácil construcción, pero aún siguen siendo de grandes dimensiones. Su alcance es muy variado y depende de la potencia con la cual se transmite; en esta banda empiezan a aparecer zonas de no-captación de la señal debido a los brincos múltiples.

A medida que aumenta la frecuencia, también aumenta la atenuación que sufren las ondas electromagnéticas. Por lo tanto en la banda de las frecuencias medias, la atenuación de la onda terrestre ya juega un papel mucho más importante que en las frecuencias bajas y muy bajas. A distancias mayores que unos pocos cientos de kilómetros la onda terrestre se atenúa tanto, que pierde toda utilidad como medio de comunicación. Para mayores distancias, únicamente la onda ionosférica resulta de utilidad.

Dentro de esta banda se halla la banda utilizada para los servicios de radiodifusión, entre 550 y 1600 KHz. En la radiodifusión no sólo se desea obtener señales inteligibles, sino también que estas señales tengan cierto grado de fidelidad; quiere decir que el ancho de banda a transmitirse es mayor que en las comunicaciones telefónicas y telegráficas, y la distorsión tolerable es mucho mejor. En radiodifusión, el alcance práctico de la onda terrestre no va más allá de 80 a 160 Km alcance que varía según la frecuencia, la potencia emitida, la conductibilidad del terreno, y el nivel de ruidos de la zona de recepción. El área cubierta por la onda terrestre se divide en dos zonas: la zona primaria, que durante el día y la noche recibe señales de buena intensidad y calidad, y la zona secundaria, algo más alejada, que durante el día tiene buena recepción, pero durante la noche recibe señales de calidad muy variable, con fuerte distorsión y desvanecimientos, a veces completos. La onda ionosférica de estas frecuencias se atenúan tanto durante el día, que no juega papel alguno en la propagación. En cambio, durante la noche la onda ionosférica llega con una intensidad y calidad relativamente buena a distancias hasta de más de 1,500 Km, según la potencia del transmisor. La calidad variable de la señal en la zona secundaria durante la noche se debe justamente a que en esta zona llega también una fuerte onda ionosférica, la que produce los desvanecimientos al combinarse con la onda terrestre, y la distorsión debida al desvanecimiento selectivo de las diferentes frecuencias que componen las señales de radiodifusión.

Aplicación de la banda: Utilizada por los radioaficionados y radioayudas a la navegación, se empieza a utilizar en la banda de A. M. comercial.

Radiodifusión de Amplitud Modular (AM)

La banda de 535 a los 1605 KHz se usa para radiodifusión de sonido de amplitud modulada (AM). Esta banda se divide en 107 canales de 10 KHz de ancho. Las frecuencias de las portadoras se asignan a intervalos de 10 KHz de 540 a 1600 KHz.

Se distinguen 3 tipos de canales

a.- Canales claros, clase IA, para estaciones de gran potencia, de 50 KW. No tiene canales adyacentes y su servicio se extiende a áreas grandes y grandes distancias. Usa la onda del firmamento también.

Clase IB, cuya potencia no debe ser menor de 10 KW ni más de 50 KW, permitiéndosele operación duplicada por la noche. Estaciones clase II; operan en canales claros de potencia

menor de 0.25 KW ni más de 50 KW, excepto que las clases IIA no operan durante la noche a menos de 10 Kw. Debe usar antena direccional para no interferir con las clases I o II.

b.- Canales Regionales, para estaciones de potencia intermedia. Se denominan clase III y se subdividen en clase IIIA para potencias no menores de 1KW y no más de 5 KW. La clase IIIB con potencia no menor de 0.5 KW y no mayor de 5 KW durante el día. El área de servicio es grande pero limitada.

c.- Canales Locales para estaciones de baja potencia llamados estaciones clase IV con servicio primario sólo en las ciudades y áreas contiguas suburbanas o rurales, con potencia no menor de 250 W. El límite superior es de 250 W por la noche y 1 KW en el día.

3.7 BANDA HF (Alta frecuencia)

Características de propagación: Propagación semejante a la banda anterior, pero con una mayor atenuación tanto en la capa ionosférica como en la superficie de la tierra, su principal camino de propagación es por la ionosfera teniendo mejor captación durante la noche. Los sistemas de antenas son más variados y las potencias son más pequeñas.

Las frecuencias superiores a los 3 MHz se atenúan tanto, que la onda terrestre pierde toda importancia, salvo para las comunicaciones a muy corta distancia, como es el caso en las comunicaciones dentro de una ciudad, y sobre el mar, para comunicaciones entre estaciones costeras y barcos que están cerca de la costa. Las comunicaciones a mayor distancia dependen exclusivamente de la onda ionosférica. Para conseguir la óptima propagación con la onda ionosférica entre dos puntos, debe elegirse la frecuencia de operación con sumo cuidado. La óptima frecuencia varía con el tiempo y las condiciones de la ionosfera. La frecuencia más favorable, desde el punto de vista de la intensidad de la señal recibida, sería justamente inferior a la máxima frecuencia utilizable, o sea la frecuencia que todavía resulta reflejada por la ionosfera. Como las frecuencias máximas utilizables varían constantemente, se elige una frecuencia que es menor entre un 10 y 15% a la frecuencia máxima utilizable, y esta frecuencia se llama entonces frecuencia óptima de trabajo.

La propagación de las ondas cortas se efectúa por reflexiones entre las diversas capas de la ionosfera y la superficie de la tierra. El camino que recorre una onda al sufrir una reflexión en la ionosfera se llama salto, y al haber varias reflexiones, habrá saltos múltiples. Las zonas que quedan entre la estación transmisora y el punto de recepción y entre los subsiguientes puntos alcanzados por otros saltos, se llaman zonas de silencio. Las señales que llegan a estas zonas son muy variables y en general tienen una intensidad que no llega a ser satisfactoria. En la figura 3.1 se han representado los posibles caminos de propagación en las capas de la ionosfera.

Los posibles caminos que se representaron en la figura 3.1 no son todos válidos para una única frecuencia, sino para varias frecuencias, ya que si una frecuencia determinada es reflejada, por ejemplo, en el punto K de la capa E, no podrá llegar bajo el mismo ángulo de incidencia hasta las capas F1 y F2. Lo mismo puede decirse de la reflexión en el punto G de la capa F1. Esto depende naturalmente también del ángulo de incidencia. En este caso entra en juego la cantidad de lóbulos en el plano vertical que tiene el diagrama de irradiación de la antena transmisora. Generalmente se trata de llegar al punto de recepción en lo posible por un solo camino, para así evitar los desvanecimientos producidos por varias señales que recorren caminos de diferente longitud. A fin de conseguir esto, se diseñan las antenas para que irradien con un máximo la intensidad a un ángulo igual al ángulo de incidencia en la capa ionizada que se desea.

utilizar, suprimiéndose en lo posible los ángulos más altos, para así evitar las reflexiones de las capas superiores de la ionosfera.

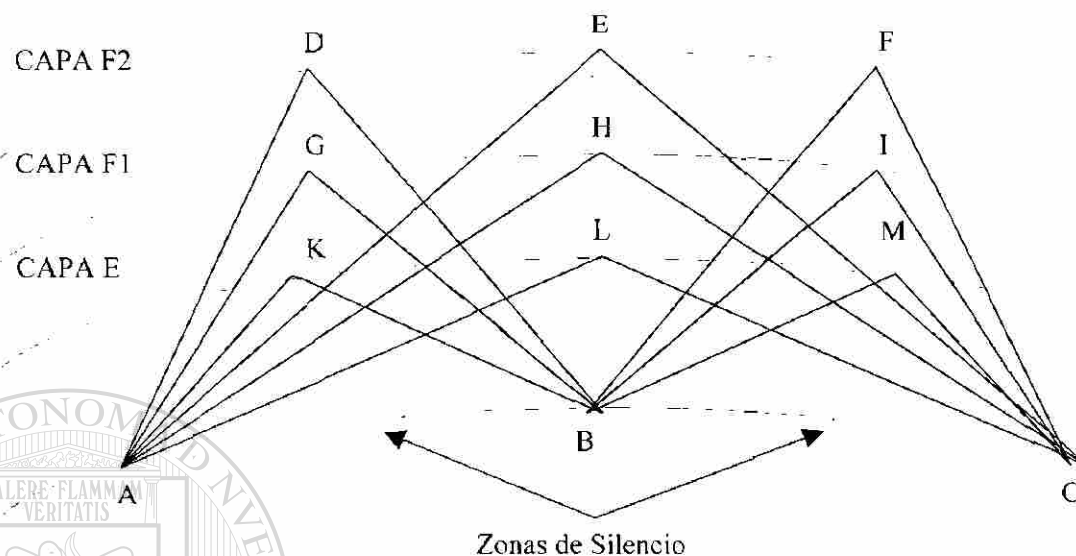


Fig. # 3.1

Aplicaciones de la banda: En la banda ciudadana, sistemas de radioayuda a la navegación radio amateur ó radio aficionados; ésta banda no esta restringida para uso común.

3.8 BANDA VHF (Muy alta frecuencia).

Características de propagación: Por línea directa o por línea de vista, alta atenuación por la ionosfera así como en la superficie de la tierra, su alcance aproximado por la curvatura de la tierra es de 50 Km (Depende de la topografía del lugar los sistemas de antena son muy pequeños y versátil su construcción).

Dentro de esta banda se encuentra la gama de frecuencias reservadas para la transmisión de televisión que por estar tan familiarizados con ella, nos detendremos un poco en su análisis. En estas frecuencias, la onda terrestre sufre tanta atenuación que pierde toda importancia aún para los alcances cortos. Se usa exclusivamente la onda directa y las ondas ionosféricas casi no existen, ya que las frecuencias son muy superiores a la frecuencia crítica de cualquiera de las capas de la ionosfera.

El rayo directo está limitado por el horizonte de la tierra, pero debido a leves refracciones en la atmósfera, el alcance es algo mayor. Estas refracciones tienen el mismo efecto, en lo que concierne al alcance, como si el radio de la tierra fuera mayor en un factor igual a 4/3. En la figura 3.2 vemos un sector de la esfera terrestre, cuyo radio es de 6,370 Km. Multiplicándolo por 4/3, para dar cuenta del mayor alcance por refracciones, tenemos un radio efectivo de 8,470 Km h_1 es la altitud de la antena al horizonte. La distancia entre la antena A y el horizonte (B) es de acuerdo con el teorema de Pitágoras:

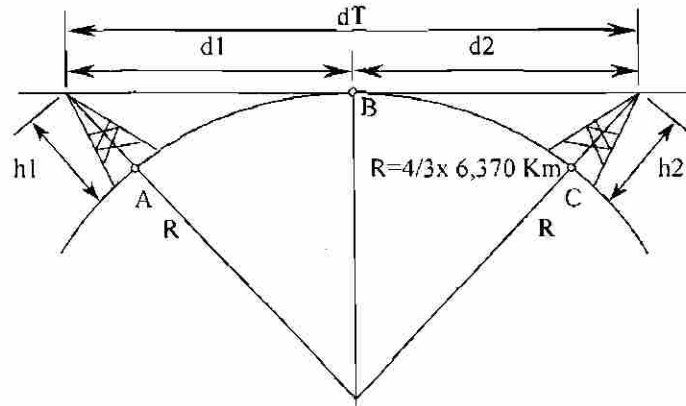


Figura # 3.2

- h_1 y h_2 Altura de las antenas tanto Tx como Rx dada en Mts.
 d_1 y d_2 Distancia de antenas tanto Tx como Rx a la superficie de la tierra dada en Km.
 R Radio de la Tierra 6,370 Km.
 d_T Distancia total del enlace.
 K Factor de corrección a la Superficie de la tierra, debido a las refracciones.

$$K = 4/3$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

Debido a que los dos triángulos de la figura anterior son exactamente iguales analizaremos solamente uno de ellos entendiéndose que el análisis del otro es el mismo. [®]

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$d_T = d_1 + d_2$$

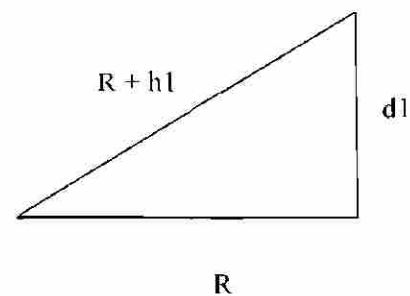
$$(R + h_1)^2 = R^2 + d_1^2 \dots\dots \text{Pitagorás}$$

$$R^2 + 2Rh_1 + h_1^2 = R^2 + d_1^2$$

$$d_1^2 = R^2 + 2Rh_1 + h_1^2 - R^2$$

Donde se elimina el radio, quedando:

$$d_1 = \sqrt{2Rh_1 + h_1^2} \quad (\text{Ec. 3.1})$$



Como la altura de las antenas es muy pequeña en comparación con el radio de la tierra, podemos descartar el término h_1^2 de la ecuación (3.1), ya que al elevar a este valor al cuadrado, será aún más pequeño, y el error que cometemos no reviste importancia. De manera que:

Consideramos

$$h_1 \ll R$$

$$h_1 \text{ tiende a } 0$$

$$d_1 = \sqrt{2 R h_1} \quad (\text{Ec. 3.2})$$

Introducimos el valor efectivo del radio de la tierra, con el correspondiente factor de corrección $4/3$, y tenemos:

$$d_2 = \sqrt{2 (6,370) (4/3) h_1}$$

$$d_1 = 130.3 h_1 \quad (\text{Ec. 3.3})$$

En esta ecuación

$d_1 =$ Dada en Km

$h_1 =$ Dada en Mts.

Dado que la altura es siempre muchísimo menor que la distancia, conviene transformar esta ecuación de manera que podamos usar h_1 en metros, y obtengamos d_1 en kilómetros. Al poner h_1 en metros debemos dividirlo por 1,000 para mantener la correcta relación de unidades, o sea que dividimos el miembro derecho de la ecuación. (3.3) por:

$$\sqrt{1,000} = 31.6, \text{ y tendremos;}$$

$$d_1 = 139.3 \sqrt{(h_1 / 1000)}$$

$$d_1 = 4.12 \sqrt{h_1} \quad (\text{Ec. 3.4})$$

Para la distancia entre la antena (C) y el horizonte (B) obtenemos de manera similar la siguiente ecuación:

$$d_2 = 4.12 \sqrt{h_2} \quad (\text{Ec. 3.5})$$

El alcance total entre estas dos antenas es por lo tanto:

$$d_T = d_1 + d_2$$

$$d_T = 4.12 \sqrt{h_1} + 4.12 \sqrt{h_2}$$

$$d_T = 4.12 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right) \quad (\text{Ec. 3.6})$$

Donde d_T es el alcance máximo en kilómetros, h_1 y h_2 son las altitudes en metros sobre el nivel del mar de cada antena.

Hacemos notar nuevamente que la altura de las antenas no es la altura sobre el suelo, sino la altura sobre el nivel del mar, de manera que estaciones terrestres que se encuentran a bastante altitud sobre el nivel del mar, tendrán un alcance mayor que estaciones que están al nivel del mar.

En las frecuencias muy elevadas, cualquier objeto suficientemente grande resulta opaco a las ondas electromagnéticas, etc., producen sombras a las ondas electromagnéticas, y resulta muy difícil obtener recepción detrás de estos objetos.

Ejemplo: Determine $h_2 = ?$

Si $dT = 20$ Kms, $h_1 = 60$ mts.

$$h_2 = \left(\frac{dT}{4.12} - \sqrt{h_1} \right)^2$$

$$h_2 = \left(\frac{20}{4.12} - \sqrt{60} \right)^2$$

$$h_2 = 8.36 \text{ mts}$$

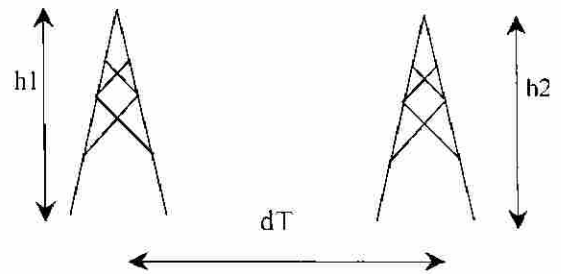
$$dT = 4.12 \left(\sqrt{8.36} + \sqrt{60} \right)$$

$$dT = 43.82 \text{ Km}$$

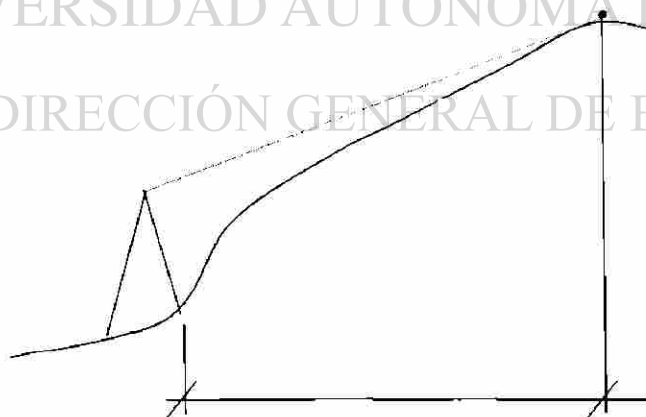
Sustituyendo $h_2 = 0$

$$dT = 4.12 \left(\sqrt{0} + \sqrt{60} \right)$$

$$dT = 31.90 \text{ Km}$$



Encontrar la mínima altura de la Torre



$dT=31.9$ kms.

Ejemplos:

I.- Determine:
h1 = ? mts

Sí
dT = 50 Km
h2 = 20 mts.

II.- Determine:
dT = ? Km

Sí
h1 = 25 mts.
h2 = 30 mts.

Soluciones:

1. -

dT = 50 Km
h2 = 20 mts.
h1 = ?

$$[\sqrt{h1}]^2 = [(dT / 4.12) - \sqrt{h2}]^2$$

$$h1 = \{ (50 / 4.12) - \sqrt{20} \}^2$$

$$h1 = 12.13 - 4.47$$

$$h1 = 58.64 \text{ mts.}$$

II. - dT = ?

h1 = 25 mts.

$$dT = 4.12 \left(\sqrt{h1} + \sqrt{h2} \right)$$

$$dT = 4.12 \left(\sqrt{25} + \sqrt{30} \right)$$

$$dT = 43.16 \text{ Km}$$

h2 = 30 mts.

3.9 BANDA UHF (Ultra alta frecuencia).

Características de propagación: semejante a la banda UHF, pero con una alta atenuación a la ionosfera y a la superficie de la tierra. Los sistemas de antena son muy pequeños y de fácil construcción y debido a que es onda directa su propagación, no requiere de altas potencias de transmisión; se transmite en banda de microondas.

En general podemos decir que esta banda tiene características de propagación similares a las frecuencias muy elevadas. La ecuación (3.6) sigue siendo válida para calcular el alcance máximo, con tal que no haya obstáculos en la línea de propagación. La atenuación terrestre y atmosférica es muy pronunciada, pero esto puede componerse en parte por la alta directividad de las antenas para el caso de las comunicaciones entre puntos fijos.

Aplicaciones de la Banda: Televisión, Satélite, Radar, Radioenlaces de comunicación urbana (Bancos, Policías, Etc.)

3.9.1 RADIODIFUSIÓN DE MODULACIÓN DE FRECUENCIA.

Se le asigna el espectro de radio frecuencia de 88 a 108 MHz, dividido en 100 canales de 200 KHz cada uno. Se les denomina canal 201, (cuya frecuencia de la portadora es 88.1 mhz) a canal 300 (107.9 MHz).

Las intensidades de campo eléctrico son de aproximadamente 10 V/m por KW de potencia radial a unos 2 Km de la antena transmisora con una altura de 150 m y de la antena transmisora con una altura de 150m y de cerca 10 m para la antena receptora. En forma tabulada:

E V/m/1kw	Rad	Distancia Km.	Altura Antena Transmisora	Altura Antena en metros
5 10		2	150 m	10
2 3 3x10 a 7x10		15	30 a 100 m	10
3 40 a 3x10		45	30 a 1000 m	10
2 8 a 5x10		100	30 a 1000 m	10
-1 4x10		300	30 a 1000 m	10

Las clases de servicio son:

Estación clase A: para pequeñas áreas urbanas, suburbanas y rurales, con una potencia efectiva radiada no mayor de 3 kw y una altura de la antena sobre el terreno de 100 m (Potencia mínima de 100 W).

Estaciones o servicios clase B y C. Cubren áreas urbanas grandes. Las estaciones clase B no deben radiar una potencia efectiva mayor de 50 kw y una altura de la antena sobre el terreno promedio de 150 mts. (Potencia mínima de 5 kw).

Las estaciones clase C deben operar con una potencia efectiva radiada no mayor de 100 kW y una altura de la antena de 600 m (Potencia mínima de 25 kw).

3.9.2 TELEVISIÓN.

Se autorizan 86 canales de 6 MHz de ancho de banda para uso comercial y educativo.

Los canales se distribuyen en dos bandas:

Banda de frecuencia muy alta (VHF), donde a su vez se reconocen las bandas bajas y altas. Los canales 2 a 6 (el canal 1 no existe) distribuidos de 54 a 72 y de 76 a 88 MHz, se denominan de banda baja. Los canales 7 a 13 localizados de 179 a 216 Mhz son los de banda alta.

Banda de frecuencia extra alta, en esta banda se localizan los canales 14 a 84 en el rango de frecuencia de 470 a 890 MHz.

Los requerimientos de intensidad de campo eléctrico para la señal vs. la distancia es muy similar a los del FM.

3.10 BANDA SHF (Super alta frecuencia)

Características de propagación: Semejante al de luz de onda directa; propagación nula por la ionosfera y la señal no regresada a la superficie de la tierra. Alta atenuación por onda superficial, utiliza como guías de transmisión las guías de onda de todos tipos y longitudes variables. Alta atenuación por cable y para usar cables se debe utilizar en distancias de muy pocos metros.

Dentro de esta banda están las frecuencias utilizadas en radar y sistemas de enlace por microondas. La propagación es como en el caso de las frecuencias muy elevadas y ultra elevadas, por rayo directo, y las condiciones atmosféricas tienen aún mayor influencia sobre la propagación. Los sistemas de antenas empleados en varias direcciones, y por lo tanto resulta posible enviar casi toda la potencia del transmisor por un haz muy angosto, lo que compensa bien la gran atenuación que sufren estas ondas.

Aplicaciones de la banda: Comunicación vía satélite, enlaces de microondas urbanas, radio ayudas a la navegación.

3.11 BANDA EHF (Extremadamente altas frecuencias)

Características de propagación: Semejante a la de UHF y utiliza como medio de transmisión la Fibra Óptica.

En estas frecuencias hay tanta atenuación atmosférica, que prácticamente resultan inútiles para comunicaciones seguras. Sus características de propagación son casi idénticas a las de la luz. Esta banda podría contener una enorme cantidad de canales, debido a su gran anchura, pero hasta el presente, la técnica actual no ha sido capaz de producir sistemas de suficiente potencia de transmisión y los receptores se encuentran todavía en su fase experimental. Sin embargo, por medio de guías de onda es posible transmitir estas frecuencias con muy poca atenuación. Es de suponer que el futuro traerá grandes progresos en este sentido.

Aplicaciones de la Banda: Experimental

NOTAS:

El Espectro de Radio Frecuencia nos ayuda para poder determinar ciertas características de los sistemas, teniendo en cuenta ya sea su banda ó su frecuencia. Dentro de estas características, las más importantes pueden considerarse. El camino de propagación, los sistemas

de antena, la eficiencia de la banda y el alcance característico entre otras.

Banda	Frecuencia	Longitud	Características de programación	empleo
Frecuencias muy bajas VLF	10-30 KHz	30-10Km	Atenuación muy baja y Poco variable, lo que da Alta seguridad. Propagación buena por onda terrestre y ionosférica.	Circuitos fijos de muy -- larga distancia en servicios continuos. Sistemas de antenas muy -- grandes. Emisores muy potentes.
Frecuencias bajas LF	30- 300KHz	10-1 Km	Propagación similar a las VLF, pero más atenuación durante el día.	Comunicaciones a larga distancia. Sistemas de ayuda a la navegación marítima y aeronáutica.
Frecuencia media MF	300-3,000 KHz	1,000-100m	Mayor atenuación de la onda terrestre y ionosférica. Atenuación muy -- variable, durante el día mayor que durante la noche, mayor en verano que en invierno.	Radiodifusión. Comunicaciones a corta distancia Servicios aeronáuticos, marítimos y policiales.
Frecuencias elevadas HF	3-30 MHz	100-10 m	Principal propagación por onda ionosférica. Atenuación es muy variable. Por saltos múltiples se llega a muy grandes distancias.	Se emplea para comunicaciones de todo tipo en gran variedad de alcance.
Frecuencias muy elevadas VHF	30-300 MHz.	10-1 m	Propagación útil únicamente por onda directa. no hay reflexiones en la ionosfera.	Comunicaciones a poca distancia entre puntos-- fijos. Comunicaciones - entre aeronaves y estaciones terrestres. Radio ayudas a la aeronavegación. Televisión F.M. Comercial
Frecuencias ultra elevadas. UHF	30-3,000MHz	100-10 cm	Propagación similar a las VLF, pero más atenuación atmosférica.	Comunicaciones a muy corta distancia. Sistemas de enlace por microondas. Radar, Televisión. Radioayudas a la aeronavegación.
Frecuencias super elevadas. SHF	3,000-30,000 MHz	10-1 cm	Propagación similar a la luz. Muy alta atenuación.	Sistemas de enlace por microondas. Radar.
Frecuencias extra elevadas EHF	30 GHz a 300GHz	1cm -- 1mm	Propagación muy similar a la de la luz, mayormente se propaga con fibra óptica	Enlaces de microondas y uso experimental

CAPITULO 4

PARÁMETROS DE LAS ANTENAS

4.1 INTRODUCCIÓN

En el diseño de las antenas se busca siempre la mayor efectividad, es decir, que radie el mayor porcentaje de energía que llegue a ella, o capten la mayor energía posible para unas frecuencias determinadas. Para ello tienen que cumplir una serie de requisitos, como son dimensiones, impedancias etc.

En este capítulo se estudiarán estas características. Como primer paso se definirá la antena isotrópica que es una antena ideal, pero sirve como referencia para las antenas reales.

Una vez definida la antena isotrópica se desarrollarán los conceptos de los diferentes parámetros de la antena. Estos parámetros pueden ser agrupados en:

- Ganancia
- Patrones de radiación
- Impedancia
- Parámetros eléctricos
- Ancho de banda
- Potencias radiadas

Como un anexo a este capítulo se definirá que es el perfil topográfico y su elaboración

4.2 ANTENAS ISOTROPICAS

Las características de las antenas son con frecuencia expresadas en función de algunas antenas de referencia, ya que esto es más fácil que establecerlas directamente. La referencia estándar hoy día es la antena isotrópica.

Se llama antena isotrópica a una antena imaginaria que radiase igual energía exactamente en todas las direcciones; esta antena estaría en el centro de una esfera en la que todos los puntos de su superficie recibirían la misma cantidad de energía, como se muestra en la figura 4.1.

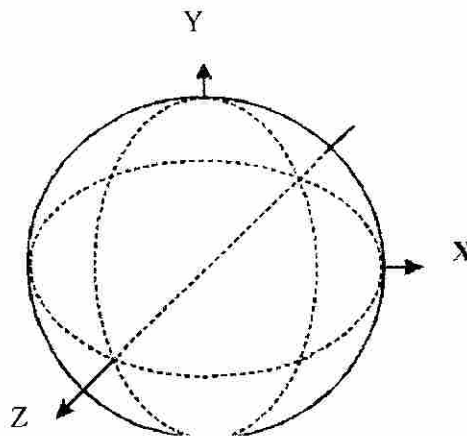


Fig. # 4.1

Como se muestra, esta es una antena ideal donde su eficiencia es del 100% y su ganancia es 1.

4.3 DENSIDAD DE POTENCIA

Para una antena isotrópica la densidad de potencia es constante alrededor de ella y se obtiene de la siguiente fórmula:

$$DP = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (\text{Ec. 4.1})$$

Donde:

P_t	Potencia total radiada por la antena	(w)
$4\pi R^2$	Área de la esfera	(m^2)
D.P.	Densidad de potencia en un punto "P" a una distancia "R" del transmisor	(w/m^2)

Sin embargo para una antena real la cantidad usada para describir la potencia asociada con la OEM es el vector de Poynting que se interpreta como una densidad de potencia instantánea medida en watts / m^2 . Lo único que se puede demostrar rigurosamente es que la integración del vector de Poynting sobre una superficie cerrada proporciona la potencia total que atraviesa la superficie en un sentido hacia fuera. Sin embargo la interpretación como una densidad de potencia no está mal encaminada, especialmente cuando se aplica a campos que varían sinusoidalmente. Sin embargo se pueden encontrar resultados extraños cuando el vector Poynting se aplica a campos constantes en el tiempo.

4.4 GANANCIA Y DIRECTIVIDAD

Enseguida se definirán los conceptos de ganancia y directividad, comparando a una antena real con la antena isotrópica.

4.4.1 GANANCIA DIRECTIVA

Cuando en dos antenas se tiene la misma potencia total radiada y una de ellas radia menos potencia en cierta dirección entonces radiará más en otras direcciones por lo que se define la ganancia directiva como la razón de la densidad de potencia (W/m^2) radiada en esa dirección a cierta distancia determinada, a la densidad de potencia que se radiara a la misma distancia por una antena isotrópica radiando la misma potencia total. Esta ganancia direccional puede ser diferente en diferentes direcciones.

Para determinar la ganancia directiva de una antena dada, es necesario calcular o medir la densidad de potencia en la dirección requerida (y a una cierta distancia) y entonces calcular la densidad de potencia (a la misma distancia) para una antena isotrópica que radie la misma potencia que la antena dada. (Figura 4.2)

ISOTROPICA

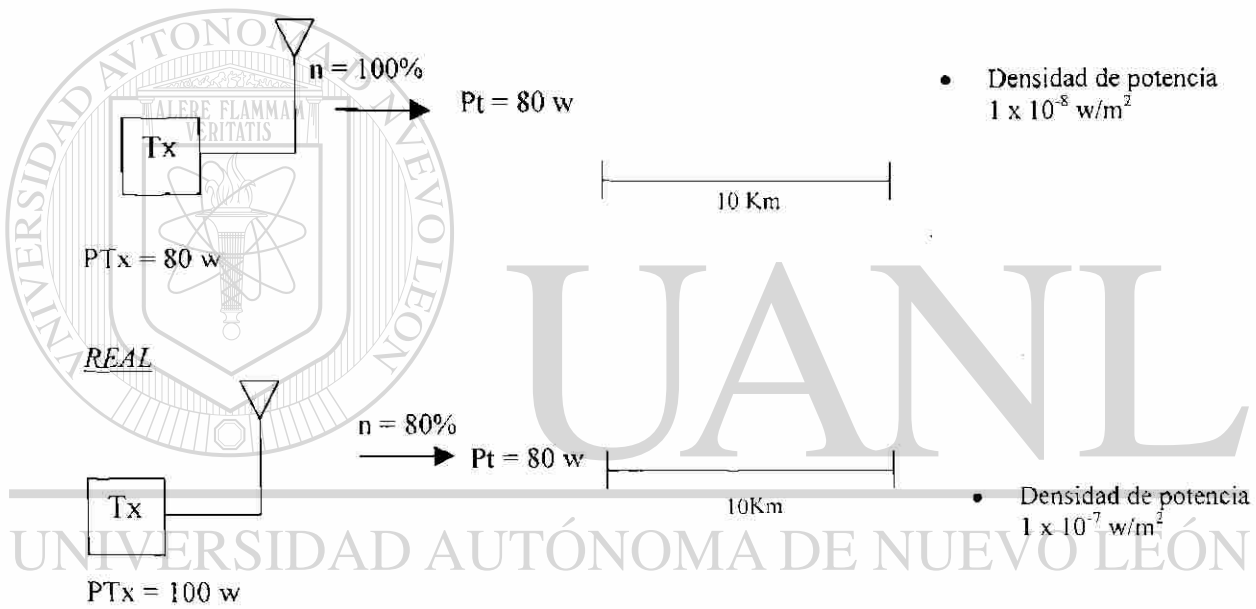


Fig. # 4.2

$$G_D = \frac{D.P_r}{D.P_i} \quad (\text{Ec. 4.2})$$

donde

D.P. r \longrightarrow Densidad de potencial real.

D.P. i \longrightarrow Densidad de potencia isotrópica.

4.4.2 DIRECTIVIDAD

El hecho de que la antena concentre la potencia radiada en un área del espacio o el absorber más efectivamente la energía incidente de un área del espacio, se denomina directividad.

La razón de la densidad de potencia máxima al promedio radiada por la antena isotrópica define a la ganancia direccional máxima o directividad. (Figura 4.3)

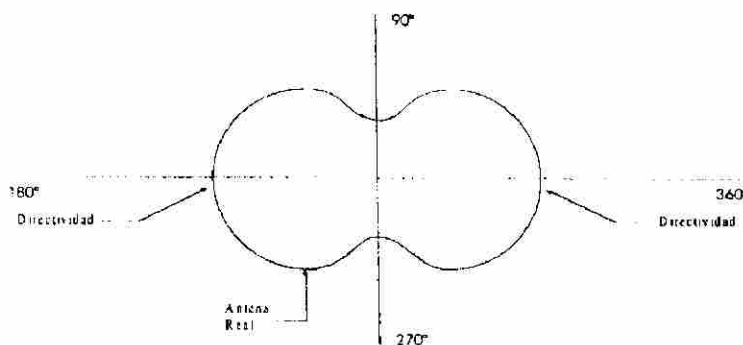


Fig. # 4.3

$D = \frac{D.P_r}{D.P_i}$ Esta ecuación es la 4.2, pero indica el valor máximo de ganancia directiva.

Si un transmisor radia una potencia P_t (watts) uniformemente en todas direcciones (radiador isotrópico), la densidad de potencia P (w/m^2) en un punto a una distancia R del transmisor es la indicada en la ecuación 4.1

Si se desea calcular la densidad de potencia máxima de una antena real, a partir de la medición de un campo eléctrico a una distancia dada, se obtiene de la siguiente ecuación:

$$D.P.r = \frac{E^2 r m.}{2\eta}$$

Donde:

E_{rm} Medición de la intensidad de campo eléctrico (mV/m)
 η Impedancia del espacio libre (377 ohms, o 120π)

Ejemplo. Una antena radia una potencia total de 100w. En la dirección de radiación máxima a 10 Km. se mide el campo eléctrico resultando de 12 mV/m. ¿Cuál es la directividad de la antena suponiendo propagación en el espacio libre?

La densidad de potencia máxima a 10 Km. es:

$$D.P.r = \frac{(12 \times 10^{-3})^2}{(2)(377)} = 191 \frac{nW}{m^2}$$

La densidad de potencia promedio es:

$$D.P.i = \frac{100}{(4)\pi(10,000)^2} = 79.6 \frac{nW}{m^2}$$

Entonces la directividad es:

$$D = \frac{D.Pr}{D.Pi}$$

$$D = \frac{191.0}{79.6} = 2.4$$

4.5 GANANCIA DE POTENCIA

Se define como la razón de la potencia alimentada a una antena isotrópica, para desarrollar una cierta intensidad de campo a una cierta distancia; a la potencia que se necesitaría alimentar a una antena real para desarrollar la misma intensidad de campo, a la misma distancia, en dirección máxima de radiación.

Si esta definición es comparada con la definición de directividad, se verá que la única diferencia real es que para la directividad se considera la potencia radiada por la antena directiva, mientras que para la ganancia de potencia se toma en cuenta la potencia alimentada a la antena. Expresando esto en forma más simple, los dos términos son idénticos, excepto que la ganancia de potencia toma en cuenta las pérdidas de la antena, esto puede ser descrito:

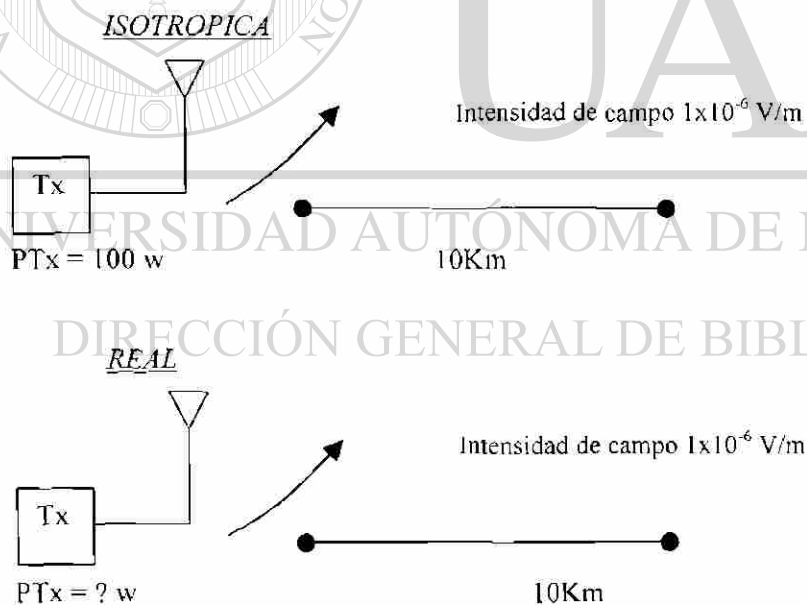


Fig. # 4.4

La potencia radiada por la antena real es ligeramente inferior a la potencia de entrada, debido a las pérdidas en la antena. Otra definición que supone estas pérdidas nulas es la que define la ganancia directiva D tal que $G = \eta D$, donde η es menor que 1, por lo que G es ligeramente menor que D . En la

práctica se usa generalmente la ganancia de potencia G y es expresada como un número sin dimensiones o en decibelios.

$$GP = \eta D \quad (\text{Ec. 4.3})$$

Donde:

GP = Ganancia de potencia.

η = Eficiencia de la antena involucrada, y tiene un valor de 1 para la antena sin pérdidas (isotrópica).

D = Directividad (máxima ganancia directiva).

4.6 RESISTENCIA DE LA ANTENA

La resistencia de una antena tiene dos componentes; su resistencia de radiación, la cual considera la potencia que es convertida en ondas electromagnéticas, y la resistencia debido a las pérdidas en la antena y se explicaran a continuación:

- a) Resistencia de Radiación.
- b) Resistencia de Pérdidas.

4.6.1. RESISTENCIA DE RADIACIÓN

Es definida como la razón de la potencia radiada por la antena al cuadrado de la corriente en el punto de alimentación. Definiéndola de otra manera podremos decir que es la resistencia que, si reemplazara a la antena, deberá disipar la misma potencia que la que la antena radía.

$$R_r = \frac{\text{Potencia radiada}}{(\text{Corriente radiada})^2} \Omega \quad (\text{Ec. 4.4})$$

Donde: R_r = Resistencia de radiación en ohms.

Ejemplo.

Una antena radia 15 w para una corriente de entrada de 400 mA.

Calcule la resistencia de radiación.

Solución:

$$\begin{aligned} R_r &= \text{Potencia radiada} / (\text{corriente de entrada})^2 = \\ &= 15 \text{ w} / (0.4\text{A})^2 = 15/0.16 = 93.75 \text{ ohm. } P/I^2 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

4.6.2 RESISTENCIA DE PERDIDAS

Además de la energía que es radiada por la antena, la potencia puede ser disipada como resultado del calentamiento de los conductores, en los aisladores, en la tierra y en objetos situados cerca de la antena, tales como alambres ó algunas otras antenas. A esta potencia de pérdidas corresponde una resistencia pura, llamada resistencia de pérdidas.

Dicha resistencia se define como:

$$R_{per} = \frac{P_{per}}{I^2} = \frac{PA - P_r}{I^2} \quad (\text{Ec. 4.5})$$

Excepto para bajas frecuencias; la profundidad de piel = $\frac{2}{\sqrt{W\mu\sigma}}$ es mucho más pequeño que el radio del conductor y entonces la resistencia de pérdidas para una antena de longitud L que porta una corriente uniformemente axial es:

$$R_{per} = \frac{L}{2\pi a} R_s \quad (\text{Ec. 4.6})$$

Donde:

L = Longitud del cable.

a = Radio del cable.

$$R_s = \frac{W\mu}{2r}$$

4.6.3 RESISTENCIA TOTAL ACTIVA

La potencia alimentada a la antena por el transmisor (P_a), se obtiene con la suma de la potencia de radiación (P_t) y la potencia de pérdidas (P_p).

$$P_a = P_t + P_p$$

$$P_a = I^2 (R_r + R_p)$$

$$R_a = R_r + R_p$$

$$P_a = I^2 R_a$$

Donde:

P_a = Potencia total activa.

P_t = Potencia radiada.

P_p = Potencia pérdida.

R_r = Resistencia pérdida.

I^2 = corriente en el punto de alimentación.

La resistencia que corresponde a la potencia suministrada a la antena, recibe el nombre de resistencia activa total de la antena.

$$R_a = \frac{P_a}{I^2} = R_r + R_p \quad (\text{Ec. 4.7})$$

4.7 EFICIENCIA (η)

Ahora podemos definir la eficiencia o rendimiento de la antena (η) como la relación entre la resistencia de radiación sobre la suma de la resistencia de radiación y la resistencia de pérdidas.

$$\eta = \frac{I^2 R_r}{I^2 (R_r + R_p)} = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (\text{Ec. 4.8})$$

Se debe advertir, sin embargo, que esta definición de la eficiencia no es realmente muy útil aún cuando puede ser ocasionalmente conveniente. El hecho es que tanto R_r como la R_p son cantidades ficticias, derivadas de mediciones de corriente y potencia; haciendo sustituciones de los valores equivalentes en potencia y corriente.

$$\eta = \frac{P_t}{P_t + P_p} = \frac{I^2 R_r}{I^2 R_r + I^2 R_p} = \frac{P_t}{P_t + P_p} = \frac{P_t}{P_a} \quad (\text{Ec. 4.9})$$

Donde:

P_t = Potencia total radiada.

P_p = Potencia de pérdidas o disipada.

Observando la fórmula de eficiencia en función de las resistencias se ve que para aumentar el rendimiento de una antena es indispensable aumentar la resistencia de radiación y disminuir la resistencia de pérdidas.

4.8.- IMPEDANCIA DE ENTRADA DE UNA ANTENA

Es la impedancia en las terminales de entrada de la antena, que tiene en general una componente activa y una componente reactiva. La componente activa es, en esencia, la resistencia total de la antena (R_a) referida a sus terminales de entrada, en tanto que la componente reactiva (X_a) viene determinada por el hecho de que en la zona de inducción de la antena existe un campo eléctrico y otro magnético desplazados en fase 90° y que son portadores de energía reactiva. Para aumentar el rendimiento de una antena se ajusta para que resuene a la frecuencia del generador. Entonces $X_a = 0$, y la antena representa para el generador una carga puramente activa.

$$Z_a = R_a \pm j X_a \quad (\text{Ec. 4.10})$$

Donde:

Z_a = Impedancia de la antena.

R_a = Valor resistivo (valor real).

X_a = Valor reactivo (valor imaginario).

$$Z_a \longrightarrow R_a, \quad \therefore \quad X_a \longrightarrow 0$$

4.9 ANCHO DE BANDA, ANCHO DE HAZ Y POLARIZACIÓN

Hay otros tres parámetros importantes, relacionados con el rango de frecuencias de operación, el grado de concentración de su radiación, y la orientación en el espacio de las ondas que radia.

4.9.1 ANCHO DE BANDA

El término de ancho de banda se refiere al rango de frecuencias sobre el cual la operación es satisfactoria, y es generalmente tomado entre los puntos de potencia media.

La impedancia del punto de alimentación de una antena construida con elementos gruesos, varía menos que en una de elementos delgados, lo que indica que una antena con un Q bajo permite mayor anchura de banda que una con un Q alto, la cual sólo podrá ser utilizada en un margen muy estrecho de frecuencias.

Podríamos dar otras definiciones de la anchura de banda de una antena, atendiendo a factores tales como ganancia, impedancia, etc. pero estas características van ligadas al margen de frecuencia de funcionamiento.

La ganancia y la impedancia limitan normalmente el margen del funcionamiento en la región de frecuencias de HF, mientras que el cambio de características limita el margen de las de VHF.

4.9.2 ANCHO DE HAZ

El ancho de haz de una antena es la separación angular entre los dos puntos de potencia media del patrón de radiación de densidad de potencia. Es también, por supuesto, la separación angular entre los dos puntos de 3 dB sobre el patrón de radiación de intensidad de campo de una antena, y es ilustrado en la figura 4.5 c. El término es usado más frecuentemente con antenas de haz angosto que con cualquier otra y se refiere al lóbulo principal.

a) Densidad de potencia watts/mt²

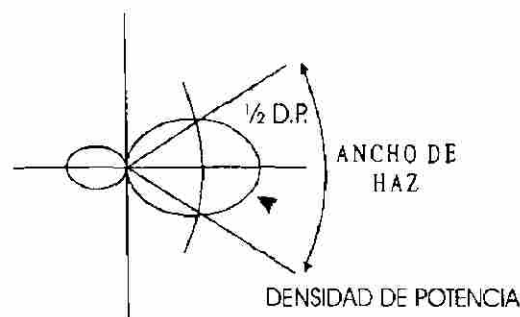


Fig. # 4.5a

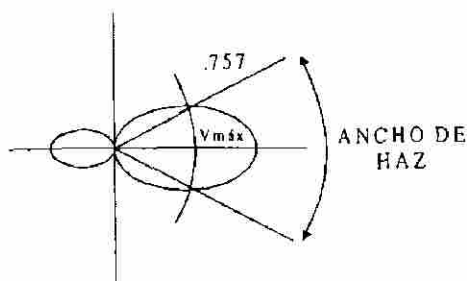
b) Intensidad de campo mV/mt

Fig. # 4.5b

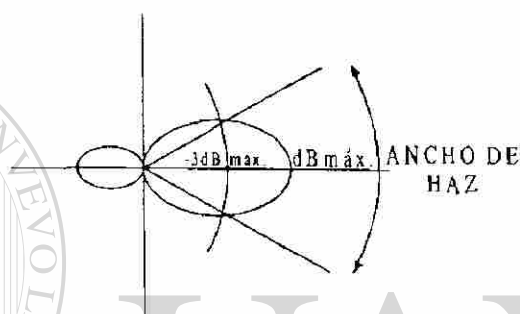
c) Energía en dB

Fig. # 4.5c

4.9.3 POLARIZACIÓN

Una onda electromagnética emitida por una antena puede estar polarizada verticalmente u horizontalmente. En el primer caso, el vector del campo eléctrico es horizontal, por consiguiente, se dice que la onda está polarizada horizontalmente. Si se rotará el patrón 90° ; el vector eléctrico sería vertical y la onda estaría verticalmente polarizada. Allí pues, el campo eléctrico determina la polarización de la onda (el vector del campo eléctrico) (Fig. 4.6). Una antena horizontal produce polarización horizontal, mientras que una antena vertical produce polarización vertical. La importancia de esto es que una onda horizontalmente polarizada inducirá voltaje máximo en una antena horizontal. Teóricamente una onda horizontalmente polarizada inducirá cero volts. en una antena vertical. Sin embargo, en la práctica, en HF y VHF, esto ocurre raramente porque hay algunos cambios de onda que se efectúan durante la propagación.

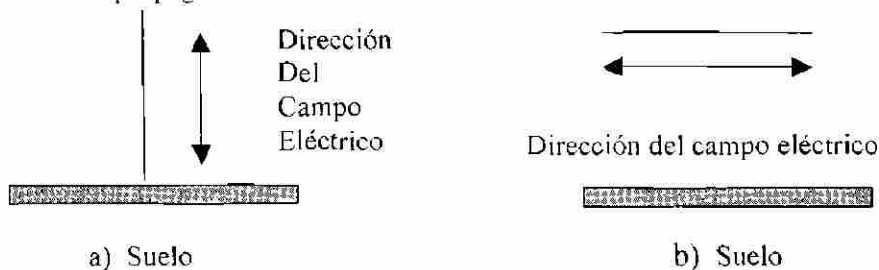


Fig.# 4.6 Polarización de una antena; a) vertical, b) horizontal.

Generalmente las antenas para VLF, LF y MF, así como muchas antenas de HF, son polarizadas verticalmente debido a la proximidad de la tierra, pero hay ventajas al utilizar antenas polarizadas horizontalmente a altas frecuencias, especialmente porque la mayoría del ruido producido por el ser humano tiene polarización vertical. Es también posible que la onda radiada por una antena sea de polarización circular o aún elíptica, lo cual significa que la polarización de la onda gira continuamente.

4.10 INTENSIDAD DE RADIACIÓN

A continuación se hace referencia sobre dos parámetros de gran importancia que definen con claridad la capacidad de radiación en función angular, y estos se dan a conocer a través de las siguientes definiciones:

4.10.1 RADIAN Y ESTERADIAN

La medida de un ángulo plano es un radián. Se define al radián como el ángulo plano con su vértice en el centro de un círculo de radio r que es subtendido por un arco cuyo radio es r . Una ilustración gráfica se ve en la figura 4.7 (a). Puesto que la circunferencia de un círculo de radio r es igual $2\pi r$, hay 2π rad ($2\pi r/r$) en un círculo completo.

Los steradianes se utilizan en 3 dimensiones. Son radianes al cuadrado (r^2). Puesto que el área de una esfera de radio r es $A = 4\pi r^2$ hay 4π steradianes ($4\pi r^2 / r^2$) en una esfera cerrada.

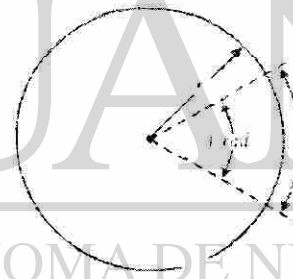
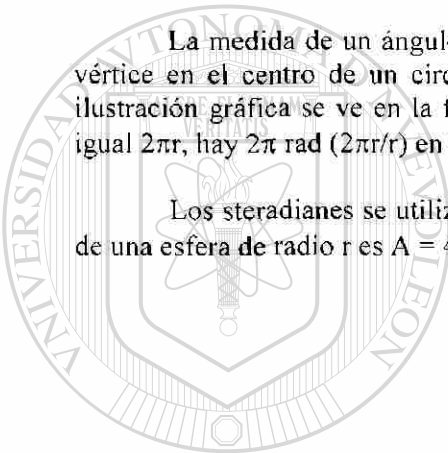


Fig. # 4.7 (a) Ángulo Sólido

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

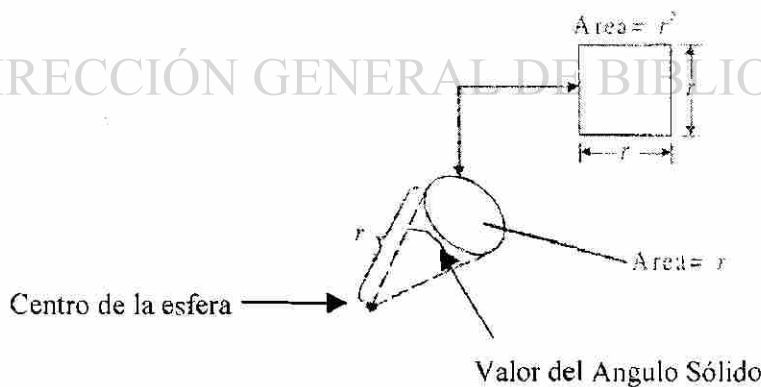


Fig. # 4.7 (b) Ángulo Sólido

4.10.2 ANGULO SÓLIDO

Supongamos que en la superficie de una esfera, un área aproximadamente rectangular es marcada, como por ejemplo el cuadrángulo formado en la superficie de la tierra entre un par de latitudes y un par de longitudes; del centro de la esfera dibujamos líneas rectas a los esquemas de este cuadrángulo y unimos las líneas adyacentes por superficies planas. Estas superficies demarcan lo que se denomina como ángulo sólido en la misma forma que un par de líneas demarcan un ángulo plano. Fig. 4.2 (b). La magnitud del ángulo sólido es medida en steradianes. Es igual al área del cuadrángulo en la superficie de la esfera dividido por el cuadrado del radio de la esfera.

$$\Omega = \frac{A}{R^2} \quad (\text{Ec. 4.11})$$

Donde: Ω = Magnitud del ángulo sólido
 A = Área del cuadrángulo
 R = Radio de la esfera

Algunas equivalencias para el ángulo sólido son:

1 ángulo sólido en una esfera = 4π esteradianes

1 esteradian = (Ángulo sólido de una esfera) / (4π)

1 esteradian = $1 \text{ rad}^2 = (180 / \pi)^2 (\text{grados}^2) = 3282.8064$

entonces: 4π esteradianes = $3282.8064 \times 4\pi = 41252.96 \text{ grados}^2$

así:

1 ángulo sólido en una esfera = 41253 grados^2

Una equivalencia importante para hacer cálculos la obtenemos del área infinitesimal de una superficie esférica en coordenadas polares:

$$dA = (r \text{ Sen}\theta \, d\phi) (r \, d\theta) = r^2 \text{ Sen}\theta \, d\theta \, d\phi$$

$$dA = r^2 \, d\Omega \quad (\text{Ec. 4.12})$$

Donde :

dA = Diferencia de área de la superficie

r = radio o coordenada r

d Ω = diferencia del ángulo sólido ($r \text{ Sen}\theta \, d\phi$)

4.10.3 INTENSIDAD DE RADIACIÓN

Se define como potencia radiada por una antena por unidad de ángulo sólido. La intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano y puede ser obtenida por la simple división de la potencia radiada entre ángulo sólido así.

147454

$$U = \frac{P_t}{\Omega} \quad (\text{Ec. 4.13})$$

Donde :

U = intensidad de radiación

(W / ángulo sólido)

P_t = potencia radiada

Ω = Angulo sólido

Si observamos la equivalencia de un ángulo sólido en coordenadas polares observamos que no influye la distancia [(Ω = Sen θ (φ) (θ)]. De aquí nos damos cuenta que la intensidad de radiación es independiente de la distancia.

Si queremos obtener la potencia total radiada por una antena simplemente integramos la intensidad de radiación .

$$Pr_{rad} = \int U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \text{Sen}\theta \, d\theta \, d\phi \quad (\text{Ec. 4.14})$$

Donde: $d\Omega$ Es el Angulo sólido del elemento

4.11.- PATRÓN DE RADIACIÓN

El patrón de radiación de una antena está definido como la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función del espacio de coordenadas.

Otra definición de esto podría ser que el patrón de radiación es una gráfica, usualmente en papel polar que muestra la forma en que el campo eléctrico (o el magnético) varía con respecto al ángulo θ, o el ángulo φ de las coordenadas esféricas. Físicamente, el patrón de radiación representa la distribución de la energía del campo electromagnético en el espacio.

Para fines prácticos se representan en dos dimensiones y se describen en términos de los planos de campo eléctrico E, campo magnético H y de la parte real del vector de Poynting (densidad de potencia, W/m²).

El patrón de intensidad de Campo Magnético H es semejante al de E porque en magnitud solo se afecta 377 ohms, aunque vectorialmente están a 90°.

El patrón de radiación propio de la antena se especifica con la expresión de la densidad de potencia a una distancia fija r en función de los ángulos θ y φ . Como $P = E^2 / 377 \text{ W} / \text{m}^2$, el patrón de radiación se puede expresar en términos de las unidades de intensidad de campo eléctrico, Volts/metro o de densidad de potencia Watts / m². Cuando se expresa en estas unidades se llama patrón absoluto.

El patrón de radiación nos provee de información tal como el ancho de haz de la antena, lóbulos de la antena, el alcance de la señal, así como determinar la temperatura de ruido de la antena.

En conclusión, los dos patrones de una importancia considerable por muchas antenas el patrón del campo eléctrico y del campo magnético. El principal plano E es un plano que contiene el vector del campo eléctrico y la dirección de la máxima radiación, y en el plano H es donde se encuentra el vector del campo magnético y la dirección de la máxima radiación.

Los diagramas de radiación se pueden obtener por medio de calculo o prácticamente haciendo mediciones de campo. Por ejemplo: podemos determinar el diagrama en el plano horizontal tomando lecturas en un instrumento medidor de radiofrecuencias (medidor de intensidad de campo), y desplazándose en un círculo con centro en el sistema de antenas. Si el instrumento medidor está construido para dar indicaciones que se relacionan linealmente con los ángulos de Azimuth, una gráfica de esas lecturas con respecto a estos ángulos cereal diagrama de radiación en el plano horizontal. Los diagramas se trazan generalmente en términos de intensidad de campo relativa y no de intensidad de campo absoluta ya que el mayor interés está en la forma del diagrama.

Debemos conocer que la curva que representa un diagrama de radiación no es un límite, más allá del cual no existe señal. El diagrama simplemente nos representa como varía la intensidad relativa con la dirección desde la antena o sistema de antenas.

Para obtener una mayor información de los diagramas de radiación éstos son representados en coordenadas tridimensionales pero generalmente se obtiene suficiente información considerando la proyección del diagrama tridimensional sobre un plano vertical u horizontal.

Los diagramas de radiación pueden describirse de acuerdo con la forma del campo o de los campos que representa. La descripción según la forma del diagrama incluye generalmente la ubicación de los máximos y ceros y si es necesario se incluye también la ubicación de los lóbulos menores y de los mínimos. Existen varios tipos de diagramas, según la manera en que se radia la energía desde la antena. Cuando una antena o sistemas de antenas radia principalmente en dos direcciones se dice que el diagrama correspondiente es omnidireccional. Una antena, que radia principalmente en dos direcciones tiene un diagrama bidireccional. Si la radiación se concentra en una dirección se dice el diagrama es unidireccional.

Para especificar la intensidad de campo en varias direcciones de una antena, necesitamos algún método de describir como la intensidad de campo varía de una dirección a otra. Esta información puede ser tabulada o dada en forma de una gráfica. Dos tipos de gráficas son comúnmente usadas para especificar las características de las antenas y los contornos de intensidad de campo. Los dos se parecen mucho y no deben ser confundidos.

4.11.1.- TIPOS DE PATRONES DE RADIACIÓN

Los patrones de radiación de las antenas son divididos en tres tipos los cuales son:

- a) unidireccional
- b) bidireccional
- c) omnidireccional

A).- UNIDIRECCIONAL

Se le conoce de esta forma porque la radiación de la antena se concentra en una sola dirección y representado en una hoja polar, se observará que el lóbulo de energía se concentra en una dirección. Densidad de potencia = W / m^2

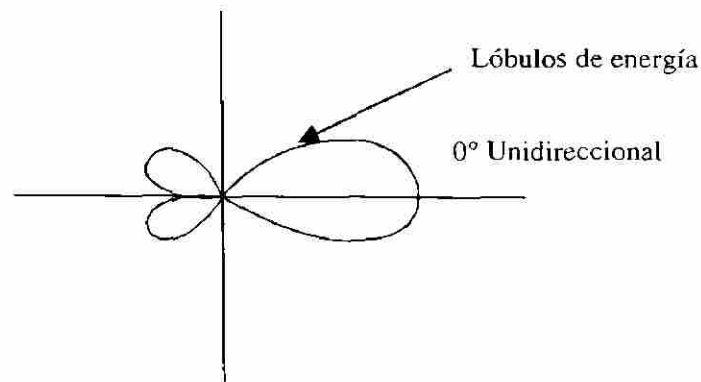


Fig. # 4.8

B).- BIDIRECCIONAL

Se le conoce así porque la antena radía en dos direcciones y su representación gráfica nos muestra los lóbulos de energía en dos direcciones.

Densidad de potencia = W / m^2

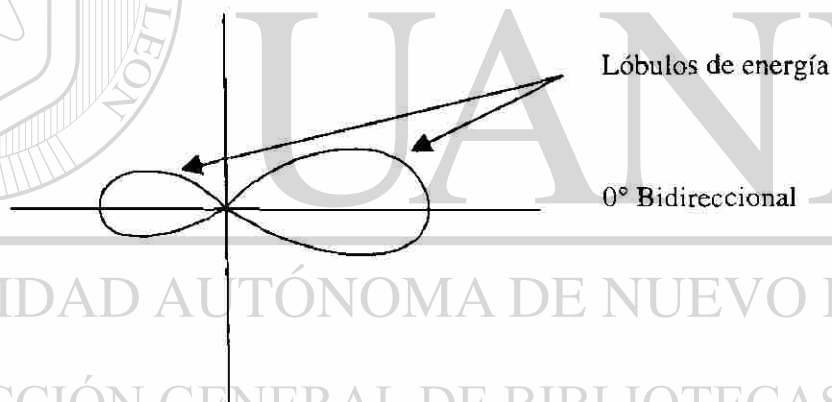


Fig. # 4.9

C).- OMNIDIRECCIONAL

Cuando una antena radía la energía igualmente en todas direcciones se dice que el diagrama correspondiente es omnidireccional.

Un patrón omnidireccional es uno que tiene amplitudes iguales en cada dirección en un plano de la antena. Este plano omnidireccional es usualmente horizontal para sistemas de comunicación.

Densidad de potencia = W / m^2

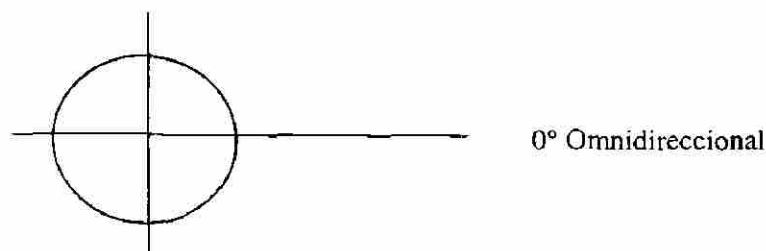


Fig. # 4.10

4.11.2 LÓBULOS

En general el patrón de radiación no es único sino que consta del lóbulo principal y lóbulos laterales y/o posteriores, definiéndose el nivel del lóbulo lateral o posterior como la razón en decibelios de la amplitud máxima del lóbulo principal a la amplitud máxima del lóbulo lateral o posterior.

Los lóbulos laterales son otro aspecto del patrón de radiación. En la práctica, es difícil obtener un patrón de radiación único. Más comúnmente, un lóbulo grande o mayor que representa al patrón deseado, se acompaña por uno o más lóbulos laterales de menor intensidad de campo.

El significado del lóbulo lateral para un sistema de antena es la disipación de energía en direcciones indeseadas. Similarmente para una antena receptora, el receptor está sometido a señales indeseadas de interferencia.

Existe un tipo de lóbulo llamado lóbulo de radiación que es una porción del patrón de radiación en el que la radiación es intensa.

El lóbulo mayor se define como el lóbulo de radiación que contiene la dirección de la máxima radiación.

Un lóbulo menor representa usualmente la radiación en direcciones no deseadas y por eso puede ser minimizado.

4.11.3 MÉTODOS PARA LA OBTENCIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN

La representación gráfica del patrón de radiación se efectúa en una hoja polar en la que se representa el comportamiento de una antena transmisora, tomando como referencia una distancia constante entre la antena transmisora y el punto donde se va a tomar la medición; ésta medición tiene que ser la máxima ganancia directiva (máxima lectura obtenida por el equipo). Se van a tomar tantas lecturas como eficiente se quiera el patrón de radiación y estas alrededor de la antena que se esté estudiando.

a) Patrón de antena

Primero veamos el patrón de antena. Para simplificar las cosas, supongamos que la antena está localizada en una tierra plana, perfectamente conductora. Supongamos que una persona toma un medidor de intensidad de campo y camina alrededor de la antena a una distancia radial fija, digamos 1 (un) kilómetro, y a medida que camina, periódicamente lee la indicación de la intensidad de campo y registra su medición. Después de haberle dado toda la vuelta a la antena, él podría tener una serie de medidas como las presentadas en la siguiente tabla.

Esta información puede ser usada para delinear un patrón de antena en un diagrama circular, con la distancia radial del centro representando la intensidad de campo y la escala angular indicando la lectura en la cual la medida fue hecha. Esta delineación particular podría ser el patrón de nuestra antena a 1 Km. De distancia. Si la potencia del transmisor fuera aumentada el patrón entero se extendería, pero la forma sería la misma. Si la potencia del transmisor fuera reducida, todo el patrón se encogería pero de nuevo la forma no cambiaría, es costumbre cuando se delinea un patrón, especificar la potencia que está siendo transmitida.

Para llevar una anotación práctica de los datos de las lecturas obtenidas se elabora una tabla en la que se representa la localidad en grados donde se tomó la lectura, la ganancia medida con el aparato, ubicación del punto donde se llevó la medición y observaciones como datos que puedan modificar nuestra ganancia como árboles, cables de alta tensión, edificios, antenas, etc.

Enseguida se muestra el ejemplo de una tabla, en la que se llenan los datos obtenidos y las observaciones de las mediciones tomadas.

No. de Lectura	Localidad	Ganancia	Dirección	Observaciones
1	0°	60	Av. Juárez entre Padre Mier y Matamoros	Medición tomada frente a un edificio
2	15°	45		
3	30°	50		
4	40°			

Los pasos a seguir resumidos para obtener un patrón de radiación son:

- 1) Localizar la antena transmisora en un mapa de la ciudad.
- 2) Trazar un radio de acuerdo a los requerimientos del estudio.
- 3) Obtener las localidades de acuerdo al número de las lecturas.
- 4) Desplazarse a los sitios convenidos y obtener la medición.

b) Contorno de intensidad de campo constante

Otra manera de describir las características direccionales de una antena es delinear un contorno de intensidad de campo. Supongamos de nuevo que una persona equipada con un medidor de intensidad de campo, sale a medir las características direccionales de su antena, de nuevo camina completamente alrededor de la antena, pero esta vez no mantiene una distancia radial constante de la antena sino que

hasta que obtiene cierta indicación de su medidor de intensidad de campo, digamos 1 Volts/mto. En cada una de las direcciones, esta medición deberá ser restringida.

Ahora, si se traza esta información en una gráfica circular, a este trazo se le llama contorno de un Volt por metro de la antena. Aquí, otra vez, si la potencia del transmisor fuera incrementada, la curva del patrón de radiación podría extenderse, pero su forma no cambiaría. Igualmente si la potencia del transmisor fuera reducida la curva se comprime sin cambios de forma. En la curva de nivel también es especificada la potencia del transmisor.

La curva de nivel es importante ya que el área de servicio de una estación es protegida para una mínima curva de nivel de señal, para evitar la interferencia de otras estaciones. Otro uso de la curva de nivel es en dar responsabilidad para casos de interferencia en los receptores de los radioescuchas, las reglas de la SCT previenen que cualquier radiodifusora es responsable de ajustar todos los casos de interferencia a los aparatos receptores dentro de la curva de nivel de un Volt por metro.

No. de Lectura	Localidad	Ganancia	Distancia	Dirección	Observaciones
1	0°	100			
2	15°	100			
3	30°	100			
4	45°	100			

Enseguida se realizará un ejemplo práctico de un patrón de radiación pero antes se definirán algunas literales que se utilizan en la elaboración de estos problemas.

n : número de elementos radiantes.

α : diferencia de fase de corrientes de excitación.

d : separación entre elementos radiantes adyacentes.

ϕ : coordenada esférica (respecto eje Z).

θ : coordenada esférica (respecto eje x).

λ : longitud de onda.

F_{a_n} : factor de arreglo normalizado.

k : número entero.

HPBW: Ancho de 3dB del Haz.

Definidas estas literales continuaremos a la realización del ejemplo.

4.11.4 EJEMPLO: OBTENGA EL PATRÓN DE RADIACIÓN DE ACUERDO CON LOS SIGUIENTES DATOS, Y SU ANCHO DE HAZ.

$$n = 2, \quad \alpha = 0^\circ, \quad d = \lambda/2, \theta = 90^\circ$$

$$F_{A_n} = \cos(\pi R / 2 \text{ Sen } \phi) \quad (\text{Ec. 4.15})$$

Paso 1: Hacemos una tabulación dándole valores a ϕ de 10 en 10 grados o de 15 en 15 grados. Así obtendremos los valores de ganancia en milivolts (mv).

ϕ	G (mv)
0°	1.00
10°	0.96
20°	0.85
30°	0.70
40°	0.53
50°	0.35
60°	0.20
70°	0.09
80°	0.02
90°	0
100°	0.02
110°	0.09
120°	0.20
130°	0.35
140°	0.53
150°	0.70
160°	0.85
170°	0.96
180°	1.00
190°	0.96
200°	0.85
210°	0.70
220°	0.53
230°	0.35
240°	0.20
250°	0.09

$$G = \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta\right)$$

$$G = \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin 10^\circ\right)$$

$$G = \cos(90 \times 0.17)$$

$$G = \cos(15.62)$$

$$G = 0.96 \text{ mv}$$

Y así con los demás grados.

Nota: el $\pi/2$ está en radianes que convertido a grados nos da 90° .

De aquí en adelante los valores se repiten como al principio, por lo tanto el patrón es simétrico y esto quiere decir que basta con calcular los primeros 19 valores y al graficar, los valores restantes serán iguales a los primeros 19 pero graficados en la mitad inferior de la hoja.

Paso 2: De acuerdo al valor máximo de ganancia se realiza una escala en el eje de los 90° positivos.

En este caso el valor máximo es 1 así que tomaremos cada 5 círculos como 0.2 mv.

Paso 3: comenzamos a graficar el patrón de radiación colocándonos en el eje de los 0° grados y colocamos el punto en el valor de 1 mv y así de esa forma en los demás grados hasta completar la forma del patrón. Una vez colocados en la hoja polar todos los puntos, los unimos para formar el patrón de radiación, que en este caso es un dipolo de $1/2$ onda.

Paso 4: Una vez graficado el patrón de radiación el siguiente paso es encontrar el ancho de haz, para obtenerlo primero se multiplica el valor máximo de ganancia por 0.707, como se explicó en el punto 4.9.2

$$0.707 V_{\max} = 0.707 \times 1 = 0.707 \text{ mV}$$

Se coloca este valor sobre el eje de 0° y de ahí se proyecta ayudándose de los círculos de la hoja polar hasta donde se cruce con la línea graficada del patrón de radiación tanto en la dirección a favor y en contra de las manecillas del reloj partiendo de 0° grados.

Una vez hecho esto, nos colocamos en la intersección y nos fijamos en que ángulo estamos y lo multiplicamos por dos y así encontramos el ancho de haz.

$$\text{HPBW} = 30^\circ \times 2 = 60^\circ$$

Y para finalizar con la gráfica del patrón de radiación se calcula el número de nullos, que son las veces en los que la gráfica llega al punto cero u origen desde que se comienza a graficar hasta que se termina con la realización del patrón de radiación, que se muestra en la figura. 4.11

$$\text{NULOS} = \pm 90^\circ$$

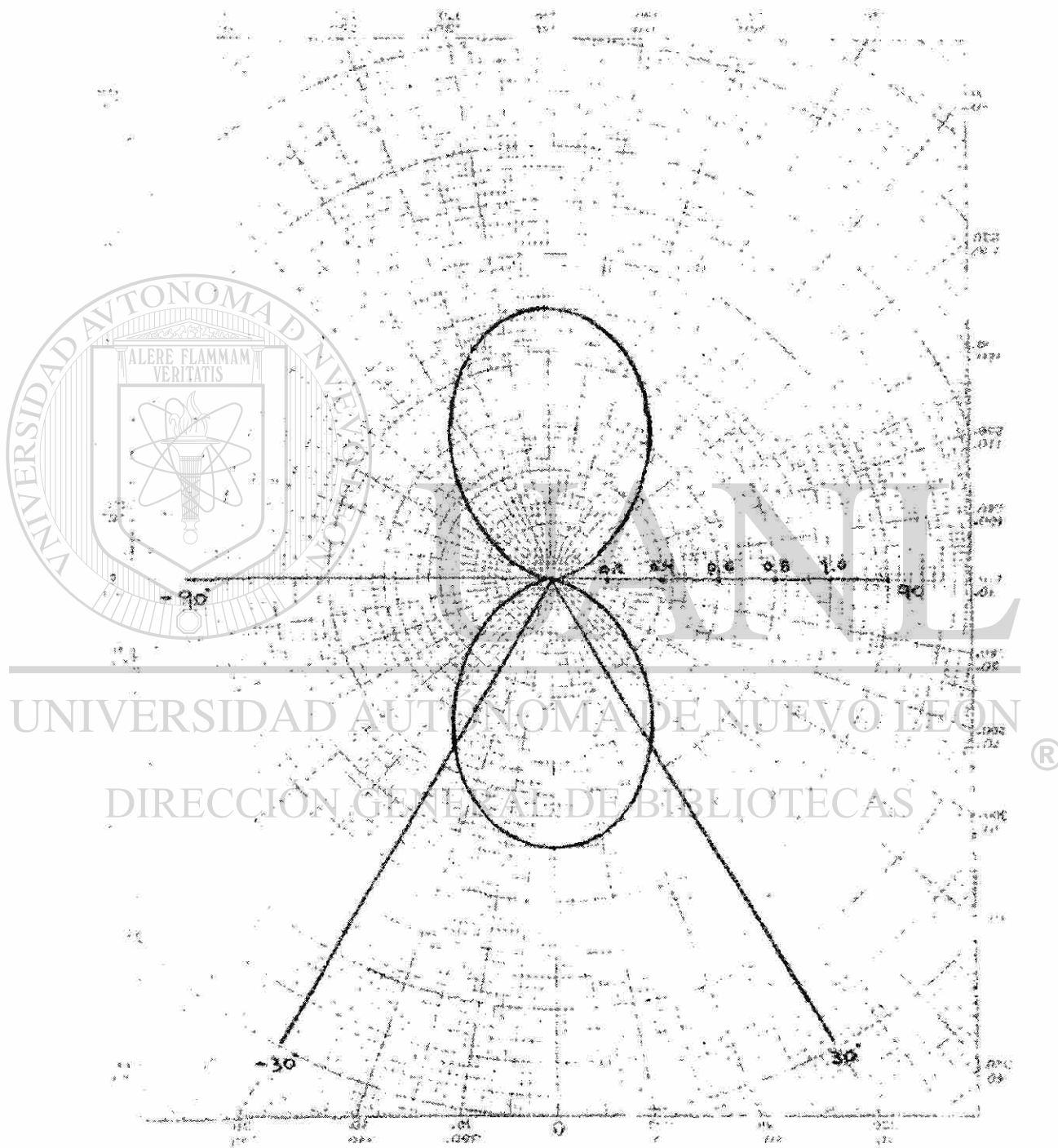


Fig. # 4.11

4.12 POTENCIAS RADIADA EFECTIVA, APARENTE E ISOTROPICA

En este punto se incluyen estos términos que son muy utilizados en la práctica de la radiodifusión. Las definiciones han sido tomadas de las normas técnicas adoptadas por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes.

4.12.1 POTENCIA RADIADA EFECTIVA (ERP)

A el producto de la potencia de entrada a la antena y la ganancia de potencia de la antena, se el llama potencia radiada efectiva.

Este debe ser expresado en Kw y en decibeles con relación a 1 Kw (dBK). Si se especifica una dirección en particular, la potencia efectiva radiada estará basada en la ganancia de potencia en esa dirección solamente. La potencia efectiva radiada autorizada está basada sobre el promedio de la ganancia en potencia de la antena para cada dirección en el plano horizontal.

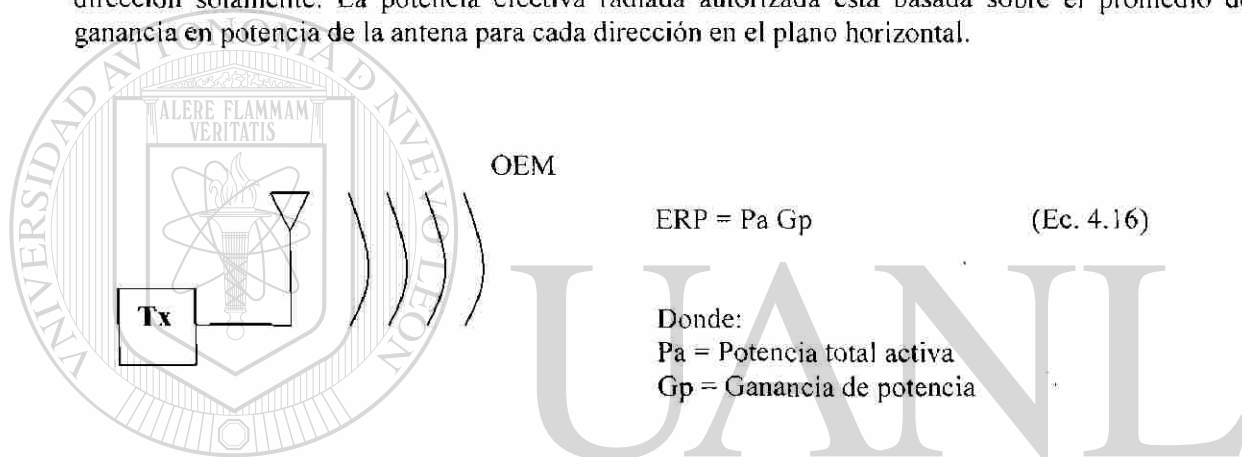


Fig. # 4.12

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

4.12.2 POTENCIA RADIADA APARENTE (ARP)

Es la potencia suministrada a la antena, multiplicada por la ganancia relativa de la antena, en una dirección dada.

La ganancia relativa se define a su vez como la ganancia de una antena en una dirección dada, cuando la referencia es un dipolo de media onda sin pérdidas (ideal).

$$ARP = Pa GR \quad (\text{Ec. 4.17})$$

Donde:

Pa = Potencia total activa o alimentada

GR = Ganancia teniendo como referencia una antena dipolo de 1/2 onda.

4.12.3 PIRE (POTENCIA ISOTROPICA RADIADA EFECTIVA)

Nos representa la calidad de la energía transmitida.

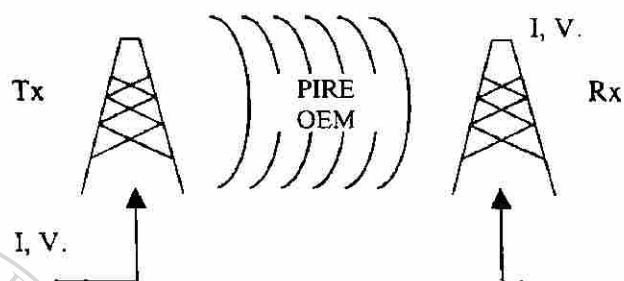


Figura # 4.13

4.13 PERFIL TOPOGRAFICO

Como se verá más adelante en el capítulo de diseño de enlaces VHF y UHF es necesario conocer la forma del terreno que existe entre los dos puntos a enlazar de este modo se podrán calcular las pérdidas ocasionadas por los cerros, montañas, bosques, etc. Para este efecto hay que hacer uso de una rama de la ingeniería Civil llamada topografía que incluye los planos topográficos que son los que nos interesan.

La topografía busca como determinar la localización espacial relativa de los puntos ubicados sobre las superficies terrestres o próximas a ellas, es el arte de medir las distancias horizontales y verticales entre objetos, de medir ángulos formados por líneas de determinar la dirección de estas y de establecer puntos por medio de mediciones angulares y lineales predeterminados.

Los planos topográficos incluyen la representación gráfica de todo los detalles materiales y artificiales como lagos ríos, contornos elementos de cultura (casas, puentes, poblados etc.). Además representan en forma tal el relieve del terreno, que las elevaciones se puedan determinar por simple inspección. El relieve se muestra por una serie de líneas irregulares llamadas curvas de nivel, dibujadas entre puntos de elevación idénticas. Los planos topográficos generales señalan las características topográficas y geográficas, las obras públicas y privadas, y generalmente se dibuja a escala pequeña.

Estos planos (o cartas) topográficas son las que se usan en el diseño para conocer las distancias en relieve del terreno, y algunos otros datos necesarios, entre los puntos a enlazar.

Para poder hacer uso de estos mapas se da a continuación una explicación de la interpretación y el uso de los mapas topográficos extraído de un manual del INEGI.

4.13.1 INTERPRETACION Y USO DE CARTAS TOPOGRAFICAS

I.-REPRESENTACIÓN DE LA INFORMACIÓN

A) ELEMENTOS NATURALES Y OBRAS HECHAS POR EL HOMBRE (PLANIMETRÍA).

Con relación a la hidrografía se representan los elementos naturales y artificiales, en lo que se refiere a patrones generales de drenaje: ríos, arroyos, canales, etc.; y almacenamiento y masas de agua: bordos, presas, lagunas, esteros, zonas sujetas a inundación, cajas de agua, etc.; en los casos pertinentes se indica si son perennes o intermitentes.

La representación de las obras hechas por el hombre varía cualitativamente, dependiendo de la escala de representación, pero en términos generales, contiene:

- Vías de comunicación: carreteras pavimentadas y autopistas, (que pueden ser federales, estatales, de cuota o de más de dos carriles); vías de ferrocarril, terracerías, brechas y veredas.
- Aeropuertos, indicando su superficie de rodamiento y su tipo (local, nacional, internacional).
- Líneas de conducción: eléctricas, telefónicas, telegráficas, ductos de diferente tipo, etc.
- Ciudades: en el caso de la escala 1 : 50,000 se indican sus servicios y principalmente escuelas, hospitales y cementerios.

Elementos diversos, a escala 1 : 50,000, como torres de microondas, faros e instalaciones portuarias diversas ya sean muelles, malecones o rompeolas.

Por lo que respecta a la vegetación, esta se indica únicamente cuando su densidad es tal que no permite conservar una alta precisión en el trazo de las curvas de nivel, sin importar que se trate de selva o de bosque. Asimismo, en la escala 1 : 50,000, se representan los patrones genéricos de las áreas dedicadas al cultivo.

B) RELIEVE (ALTIMETRÍA).

Obviamente, no basta la información anterior para obtener una imagen exacta del terreno; para complementarla se tiene que representar la orografía.

En las cartas topográficas el relieve se representa por medio de curvas de nivel. La curva de nivel es una línea que une todos los puntos que tienen la misma altura sobre el nivel del mar; se trazan con una separación en altura determinada de antemano (equidistancia entre curvas de nivel). (Ver fig. # 4.13).

La equidistancia fijada para las curvas de nivel dependen de la escala del mapa y de la pendiente del terreno: en la escala de 1 : 50,000 las equidistancias usadas son de 10, 20, y 40 metros para terrenos planos, accidentados y muy escabrosos, respectivamente. Para la carta 1: 250,000, se usan equidistancias de 20, 50 y 100 metros.

Para las cartas 1:1,000,000 y 1: 5,000,000 las equidistancias son de 200 y 500 metros, respectivamente.

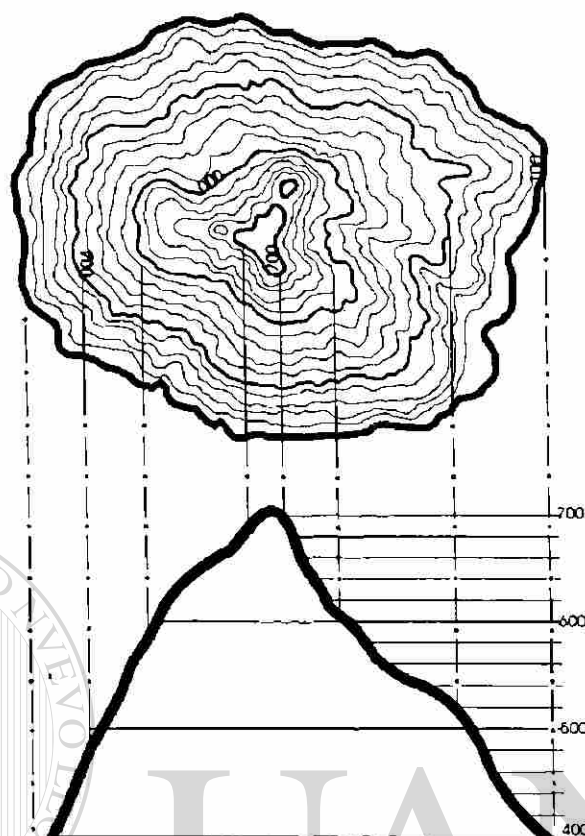


Fig. # 4.14

Para auxiliar en la interpretación del relieve, cada quinta curva de nivel está representada con una línea más gruesa y además se le acota (curvas de nivel maestro o índices).

Cuando ciertas partes del área representada son muy planas y no quedan bien definidas mediante la equidistancia elegida, se recurre a las llamadas curvas de nivel auxiliares, que se trazan a la mitad del intervalo.

En la carta topográfica 1 : 1,000,000, se emplean además diferentes colores y tonalidades .

II.-LECTURA Y APLICACIÓN DE LAS CARTAS TOPOGRÁFICAS.

La primera tarea para familiarizarnos con la carta será la de conocer la simbología empleada asociar casas, carreteras, brechas, ríos, etc. con los símbolos correspondientes.

Después, debemos familiarizarnos con el relieve del terreno: cerros, valles, parteaguas, puntos más altos y bajos. Para esto debemos tener en cuenta que la dirección en que escurren los arroyos se indica con una flecha y que las acotaciones de las curvas de nivel indican, con el pie del número, la parte más baja del terreno. Finalmente, conviene efectuar cálculos y mediciones sobre la carta: alturas, distancias, pendientes, etc.

A continuación incluimos una serie de ejemplos de las operaciones que pueden efectuarse sobre cartas topográficas a escala 1: 250,000 y mayores.

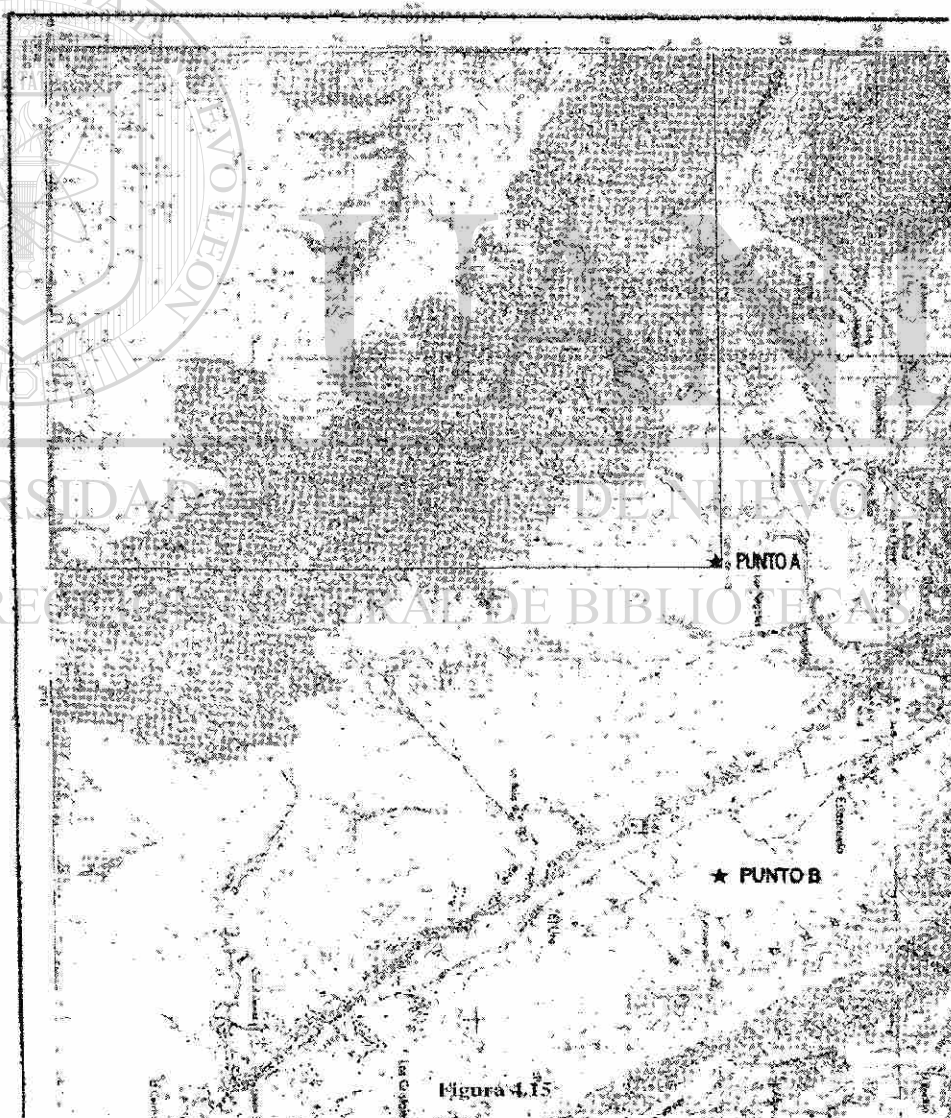
A) OBTENCIÓN DE LAS COORDENADAS DE UN PUNTO.

1).- COORDENADAS GEOGRÁFICAS.

Para determinar las coordenadas geográficas de un punto, tendremos que referirnos a los márgenes del mapa; en ellos se indican los valores de la latitud y longitud, cada 5 minutos existen subdivisiones al minuto.

Por ejemplo, la longitud de un punto (fig. # 4.15) se determina sumando al valor de la longitud más próxima que se localiza al este (derecha) del punto en cuestión (100 grados y 15 minutos en este caso) los minutos que le suceden de este a oeste (1 minuto).

Para la latitud se procede en forma similar, tomando como base el paralelo más próximo al punto en cuestión que se localice hacia el sur (en nuestro ejemplo), a este se le suman los minutos que le suceden hacia el norte (4 minutos).



2).- COORDENADAS RECTANGULARES

Debido a la complejidad que tienen las operaciones con valores angulares, en cartas a escala 1:250,000, y mayores se ha sobrepuesto un cuadrículado kilométrico, "denominado cuadrícula U.T.M." (Universal Transversa de Mercator), que permite la determinación de la posición de un punto referido a ejes rectangulares.

Las líneas horizontales están rotuladas con el valor de su distancia al ecuador en metros (coordenada "y"); el valor para el caso de la República Mexicana, varía de 1618000 m. en el sur, a 3622 000 m en el norte. Las líneas verticales (coordenadas "x") se miden desde un origen diferente para cada zona este origen es la línea que divide a cada huso (o zona) en dos partes iguales de 3°; a esta línea se le conoce como meridiano central y se le asigna un valor convencional de 500,000 m esto implica que las líneas al oeste del meridiano central tienen un valor menor de 500,000 m y las que se encuentran al este tendrán un valor mayor.

El valor completo tanto para X como para Y se da en la esquina inferior izquierda (sur oeste) de estas cartas; el resto de las coordenadas tiene una numeración abreviada. En la fig. # 4.15 el valor para X es de 366,000 E y los valores abreviados 67, 68, 69, 70 corresponden a E 367 000 m, 368 000 m, etc. . Igual procedimiento se sigue con la coordenada Y principiando con 2821 000 m N, N 2822 000 m.

Para la identificación de elementos mediante esta cuadrícula se emplean dos sistemas.

El primero se conoce como sistema civil y consiste en dar el número de huso, la coordenada este, y la coordenada norte en metros.

Para determinar la coordenada X se mide o estima la distancia a la línea vertical más próxima al oeste y se suma este valor al indicado en el margen del mapa; el procedimiento es similar para la coordenada Y; el número de zona se obtiene de la información marginal y se antepone al valor anterior.

Si siguiendo este procedimiento, las coordenadas del punto marcado en el punto fig. # 4.15 serían, 372 800 E, 2828 250 N.

El otro método se conoce como sistema militar, y resulta fácil y rápido para ubicar puntos y hacer referencia a ellos.

Consiste en un número par de dígitos, cuya primera mitad nos da el valor X (este) y el resto nos proporciona la coordenada Y (norte).

En virtud de que estos valores se repiten cada 100 000 m, se añaden a la designación anterior las letras que identifican el cuadro de 100 000 m. En los mapas escala 1 : 250 000 se da esta identificación a fin de evitar ambigüedades.

Esta referencia aún no es única, y si bien no vuelve a aparecer otra igual más que a 3500 km. de distancia, si se quiere dar una referencia única en el mundo, hay que buscar en el margen del mapa el número de huso, así como la del sur del ecuador.

B) DETERMINACIÓN DE LA ALTURA DE UN PUNTO.

Se calcula a partir de las curvas de nivel; una forma aproximada de evaluarla es sumando a la curva de nivel inferior (menos altura) más cercana al punto en cuestión, el valor de la mitad de la equidistancia que existe entre ella y el del nivel siguiente (mayor altura) Fig. # 4.15, punto B.

Ejemplo : Equidistancia de las curvas de nivel = 20 m

$$h_B = 620 + 20 / 2 = 630\text{m}$$

Otra forma de proceder , con la que se puede obtener una mayor aproximación, consiste en sumar a la cota de la curva inferior el número de metros que resulten de multiplicar la equidistancia en las curvas de nivel por la relación de distancia (a/ b), donde (a) es la distancia entre el punto y la curva inferior y (b) la distancia entre las dos curvas que encierran el punto (mídase con regla graduada).

Ejemplo: mediante este procedimiento la altura del punto anterior resulta ser :

$$h_A = 620 + [(4 / 6.5) \times 20] = 620 + 12.3 \text{ m}$$

Equidistancia entre curva de nivel = 20 m

$$h_A = 632.3 \text{ m}$$

$$(a) = 4$$

$$(b) = 6.5$$

$$\text{relación} = 4 / 6.5$$

C) MEDICIÓN DE DISTANCIAS

La manera más sencilla de medir distancias en la carta es usando el curvómetro de carátula o un escalímetro.

También puede obtenerse proyectando sobre el borde recto de una hoja de papel, la distancia o las distancias parciales en el caso de una línea discontinua, y midiendo luego la longitud total resultante de la carta .

Cuando los puntos terminales de la distancia que deseamos calcular no se encuentran a la misma altura, este valor no es suficiente. En tal caso necesitamos obtener la diferencia del nivel entre los puntos finales y aplicando el teorema de Pitágoras obtendremos la distancia real.

D) TRAZOS DE PERFILES

El perfil es la construcción gráfica en donde se registraran, a una escala vertical y otra horizontal, las variaciones de altura (desniveles) que se presentan a lo largo de una línea considerada: en otras palabras, es la intersección del terreno con un plano vertical cualquiera.

Para dibujar en perfil se procede de la siguiente manera:

- Sobre la hoja de trabajo se dibuja una recta llamada de comparación, paralela al borde de la hoja y a la que se le asigna una cota cuyo valor sea inferior a la mínima del terreno considerado.

- Se dibujan paralelas equidistantes a la recta anterior, a una escala apropiada, y a las que se les asigna valores congruentes con la equidistancia de las curvas de nivel.
- Se coloca el borde de la hoja de papel sobre la línea de corte escogida y se bajan perpendiculares de los puntos de intersección de esta línea con las curvas de nivel, haciendo corresponder la cota de la curva de nivel con la altitud correspondiente de la escala vertical.
- La unión de los puntos así obtenidos nos proporciona el perfil del terreno en la línea de corte considerada. (Ver fig. # 4.13).

E) CÁLCULO DE ÁREAS

En los mapas topográficos a escala 1: 50 000 y mayores es posible la obtención de áreas.

Recordando que la cuadrícula de la proyección circunscribe un número fijo de kilómetros cuadrados entre cada dos paralelos y meridianos, basta contar los cuadrados completos encerrados dentro del área que deseamos calcular y sumarle las fracciones de cuadrados incompletos, estos en forma estimativa.

Otro procedimiento que se pueden usar es el de subdividir el área en cuestión en triángulos y sumar las áreas de estos triángulos esto se hace tratando de obtener el menor número posible de lados comunes. Con el auxilio de la escala gráfica podremos conocer las bases y alturas de los triángulos.

F).- ORIENTACIÓN DE LA CARTA

Una carta está orientada en posición horizontal, el norte de la carta coincide con el norte geográfico, esto es cuando existe correspondencia entre los elementos del terreno y sus representaciones en la carta.

Esto puede lograrse fácilmente cuando el usuario conoce su posición sobre la carta y desde ella observa otro punto que puede identificar en el mapa; basta entonces con girar la carta hasta que la línea que une los puntos identificados sobre ella, coincida con la visual al punto observado.

Cuando no existen detalles que se puedan identificar en la carta, esta se puede orientar mediante brújula, con el sol o con la estrella polar, si queremos orientarla con brújula necesitamos conocer el norte magnético para lo cual los datos contenidos en la información marginal obtendremos el valor del ángulo (ángulo NC-NM) que existe entre el norte que indica la cuadrícula (norte de cuadrícula : NC) y el norte magnético (NM), así como su dirección y con ayuda de un transportador lo dibujamos sobre la carta . En las cartas topográficas escala 1 :50 000 más recientes se ha incluido una escala del transportador así como un punto pivote para facilitar esta operación.

A continuación colocamos la brújula sobre la carta haciendo coincidir la línea norte - sur de la cuadrícula con la línea dibujada y giramos suavemente ambas, carta y brújula, hasta que la aguja apunte hacia el norte magnético; en ese momento la carta estará orientada.

III.- NOMENCLATURA DE LAS CARTAS

La identificación de las cartas puede hacerse por el nombre de la hoja en cuestión y el de la Entidad Federativa a que pertenece.

Como este método está sujeto a ambigüedades, en el caso de las cartas a escala 1: 50 000 y 1:250 000 se emplea, además, una clave que esta basada y relacionada con sistemas internacionales de formato, distribución y nomenclatura.

Para el caso de la cartografía 1: 1 000 000, cada una de las cuatro hojas (norte, sur, noroeste y sureste) con que se cubre el Territorio Nacional, abarca a cuatro caras de la carta Internacional a esta escala; las cartas de la DGGTN tienen un formato de 8° X 12°.

Para las cartas escala 1:250 000 y 1:50 000 la subdivisión el formato y la nomenclatura están íntimamente relacionados con el sistema de proyección empleado (Universal Transversa de Mercator).

Partiendo del meridiano de Greenwich y en el sentido W tenemos 60 husos de 6° cada uno, numerados del 1 al 60; y del Ecuador hacia el N tenemos bandas transversales de 4° cada una, numeradas de la letra A en adelante.

Por esto los tres primeros caracteres son: el primero, alfabético que indica la banda transversal y dos dígitos que nos indican el huso de que se trata.

Para nuestro caso, la república queda comprendida entre las fajas (D) é (1) y los husos 11 y 16.

Para las hojas escala 1:250 000, tendremos uno o dos dígitos más, del 1 al 12, para obtener su ubicación; el número total de hojas que cubren la república es de 126, con un formato de 1° x 2°.

El cubrimiento territorial a escala 1:50 000 se logra con un total de 2370 cartas con formato de 15' X 20'. Para la identificación de estas cartas agregamos tres caracteres a los mencionados anteriormente; el primero, que es alfabético (A, B, C o D), resulta de los cuatro cuadrantes en que se divide la región definida por los tres primeros caracteres; y dos dígitos, que nos indican el renglón (1 al 8) y la columna (1 al 9) en que se ha subdividido cada cuadrante.

Para determinar el relieve del terreno y las alturas haremos uso del perfil topográfico que como habrán leído se trató en el inciso (d) del punto II del manual del INEGI.

Una vez que se obtiene él llamémosle "perfil rectangular" podemos, de este perfil, obtener la distancia total que a su vez se va a dividir en distancias más pequeñas con su respectiva altura y así obtener una tabla con distancias y alturas..

Esta tabla se va a volver a graficar pero ahora con un perfil especial para los enlaces de antenas (fig. # 4.16), llamado "perfil curvo" el cual ya toma en cuenta la curvatura de la tierra y una constante de esa curvatura que se denomina K y que tiene un valor para muestra área 4/3 (punto A).

Este "perfil curvado" tiene además de su curvatura 3 escalas de altura:

A - que va de 0 a 4000 mts.

B - que va de 0 a 1000 mts.

C - que va de 0 a 250 mts. (Punto B) que se divide en 50 espacios

Además de estas escalas de altura tiene 3 escalas de distancias que son:

A - 240 km.

B - 120 km.

C - 60 km. (punto C) que se divide en 60 espacios

Tiene también 2 columnas de datos de las dos estaciones a enlazar que incluyen nombre de la estación, altura con respecto al nivel del mar (altitud) y altura de la antena (punto D).

Los pasos para graficar la tabulación que se obtiene del "perfil rectangular" son los siguientes:

1.- Se resta la altura menor de la altura mayor de esta manera se obtiene la diferencia de alturas verticales entre los puntos. Con este valor se elige una escala de altura. Hay que aclarar que si la diferencia de alturas queda exacta en una escala hay que elegir la escala inmediata superior. Esto significa que si la diferencia de alturas es 250 mts no se elige la escala C sino la escala B.

2.- Se elige la escala horizontal (distancia). La escala que se eligió en la altura debe ser la misma que la horizontal. El perfil debe quedar centrado en el papel, esto es, no debe de quedar pegado a la izquierda o el derecho del papel.

3.- Una vez elegidas las escalas se procede a trasladar las distancias y las alturas de la tabulación al papel del perfil ($K = 4/3$). Se unen los puntos y se obtiene, finalmente el "perfil curvado". Por estético el valor más pequeño de altura debe quedar el ras de perfil.

4.13.2 EJEMPLO

Para entender mejor lo explicado anteriormente se procederá a hacer un ejemplo. Obtengamos el perfil topográfico entre ciudad satélite sur y el poblado San Roque (fig. # 4.17).

El primer paso es obtener el perfil rectangular; para tal efecto seguimos los pasos del inciso d) del punto número II del manual del INEGI. Así se obtiene la (fig. # 4.18).

A continuación elegimos una división de la distancia de modo que el perfil quede delineado aproximadamente; en nuestro ejemplo el perfil queda delineado casi como es, con la división de la distancia en intervalos de 500 mts. De esta división hacemos una tabulación con las distancias y sus respectivas alturas.

Distancia(kms)	Altura (mts)	Distancia(kms)	Altura (mts)
0	560	5.5	712
0.5	584	6	712
1	648	6.5	1040
1.5	760	7	744
2	900	7.5	580
2.5	1240	8	540
3	1344	8.5	520
3.5	100	9	512
4	760	9.5	496
4.5	660	10	488
5	960	10.5	480

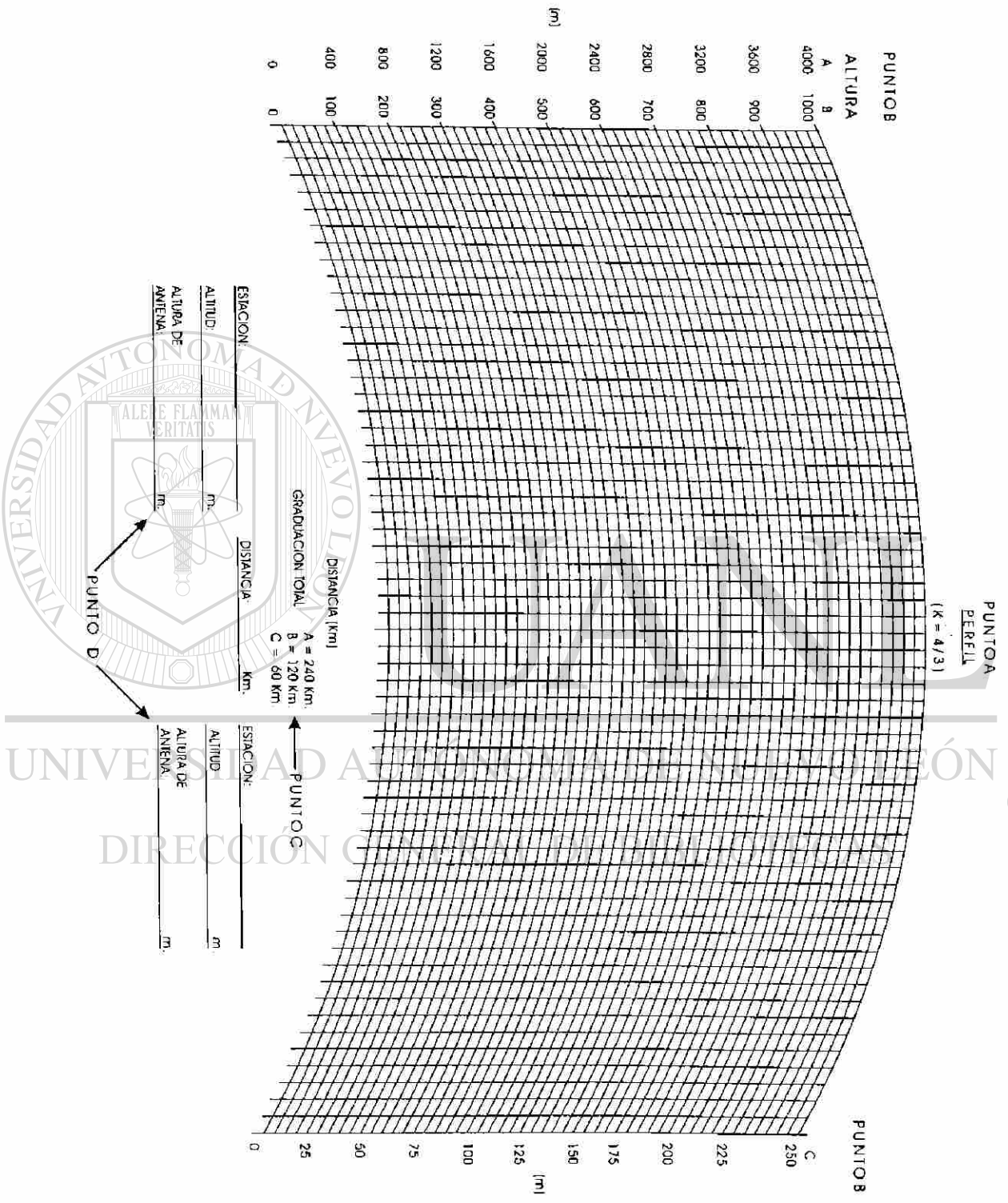


Fig. # 4.16

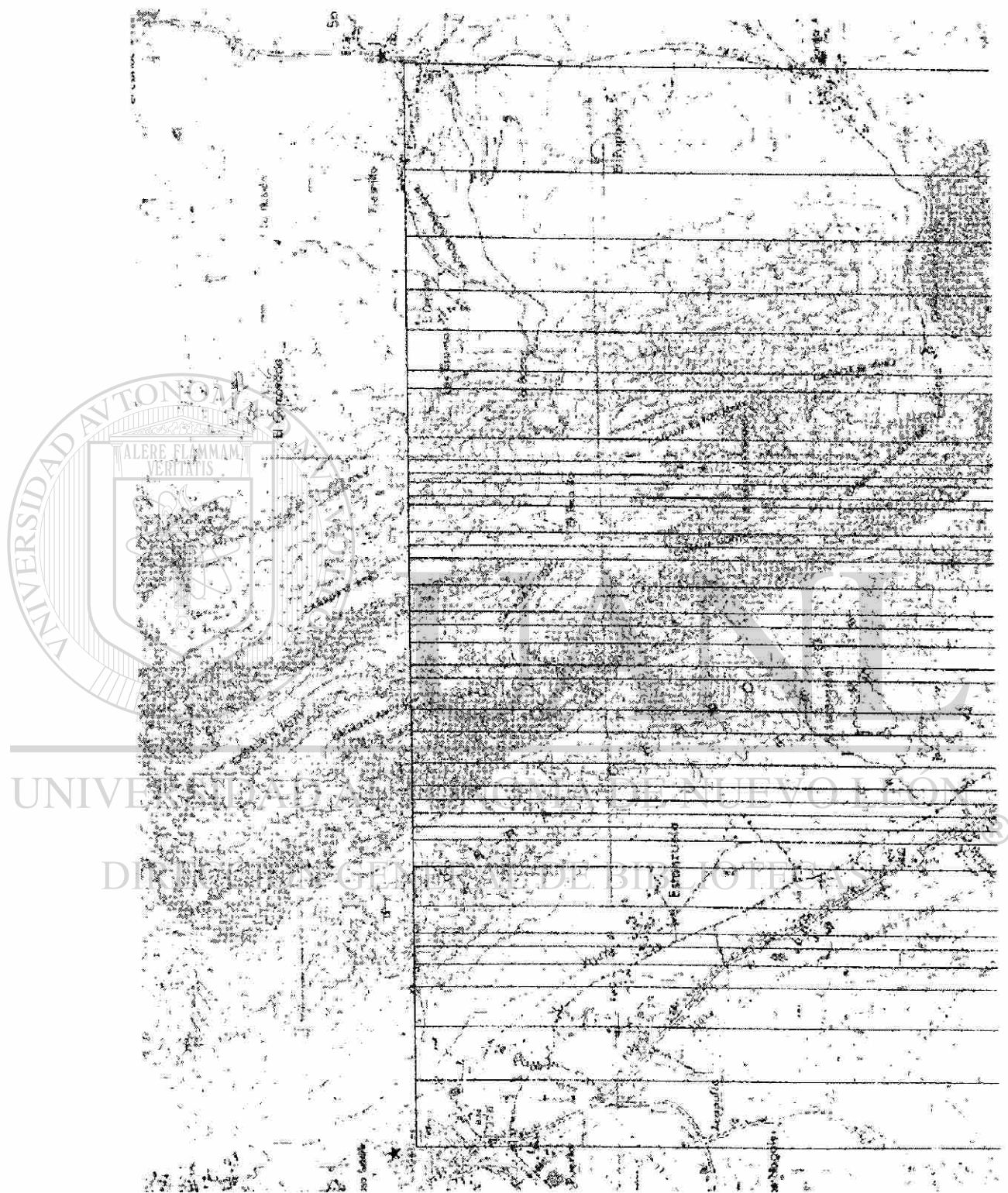


Fig. # 4.17

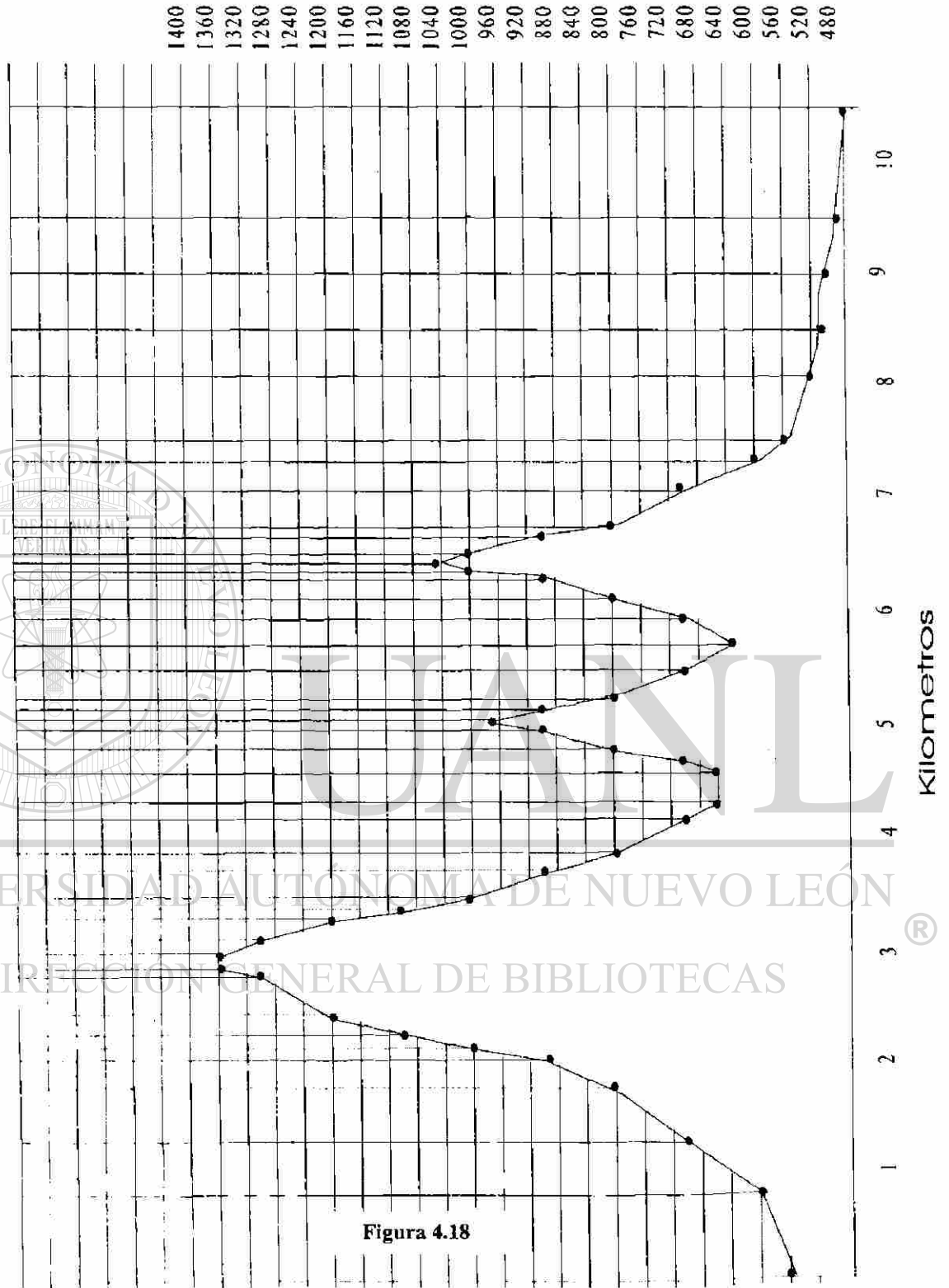


Figura 4.18

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Una vez que hemos obtenido la tabulación de distancias contra altura procedemos a graficarla en el perfil curvo.

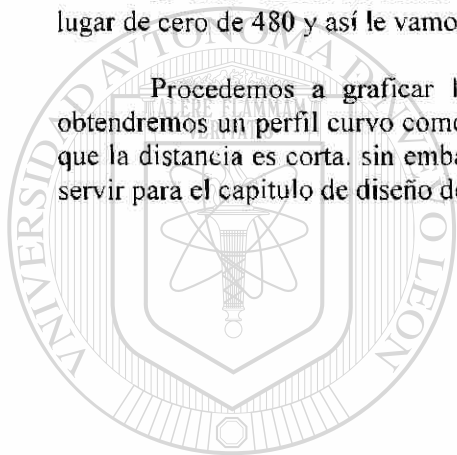
Primero restamos la altura menor de la mayor y obtenemos la escala de altura.
 $1344 - 480 = 864$

Como la diferencia de alturas es mayor de 250 y menor de 1000 elegimos la escala B que es la misma escala horizontal que vamos a elegir (120 km).

La hoja del perfil esta dividida en 50 espacios en forma vertical y 60 espacios en forma horizontal. De esto nos valemos para centrar el perfil; esto es, de los 120 kms. restamos la distancia, que son 10.5 km., lo dividimos entre 2 y es la distancia que debe haber a izquierda y derecha del perfil ya acabado (54.75 km.).

El valor menor de altura es el que queda en la parte baja del perfil, es decir, empezamos en lugar de cero de 480 y así le vamos sumando la altura.

Procedemos a graficar los puntos obtenidos y a unirlos por líneas rectas y finalmente obtendremos un perfil curvo como el mostrado en la fig. # 4.19. El perfil quedo muy angosto debido a que la distancia es corta. sin embargo en distancias mayores el perfil se ensancha. Este perfil nos va a servir para el capitulo de diseño de enlaces VHF y UHF.

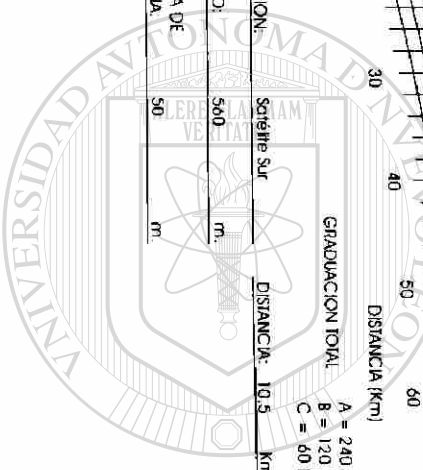
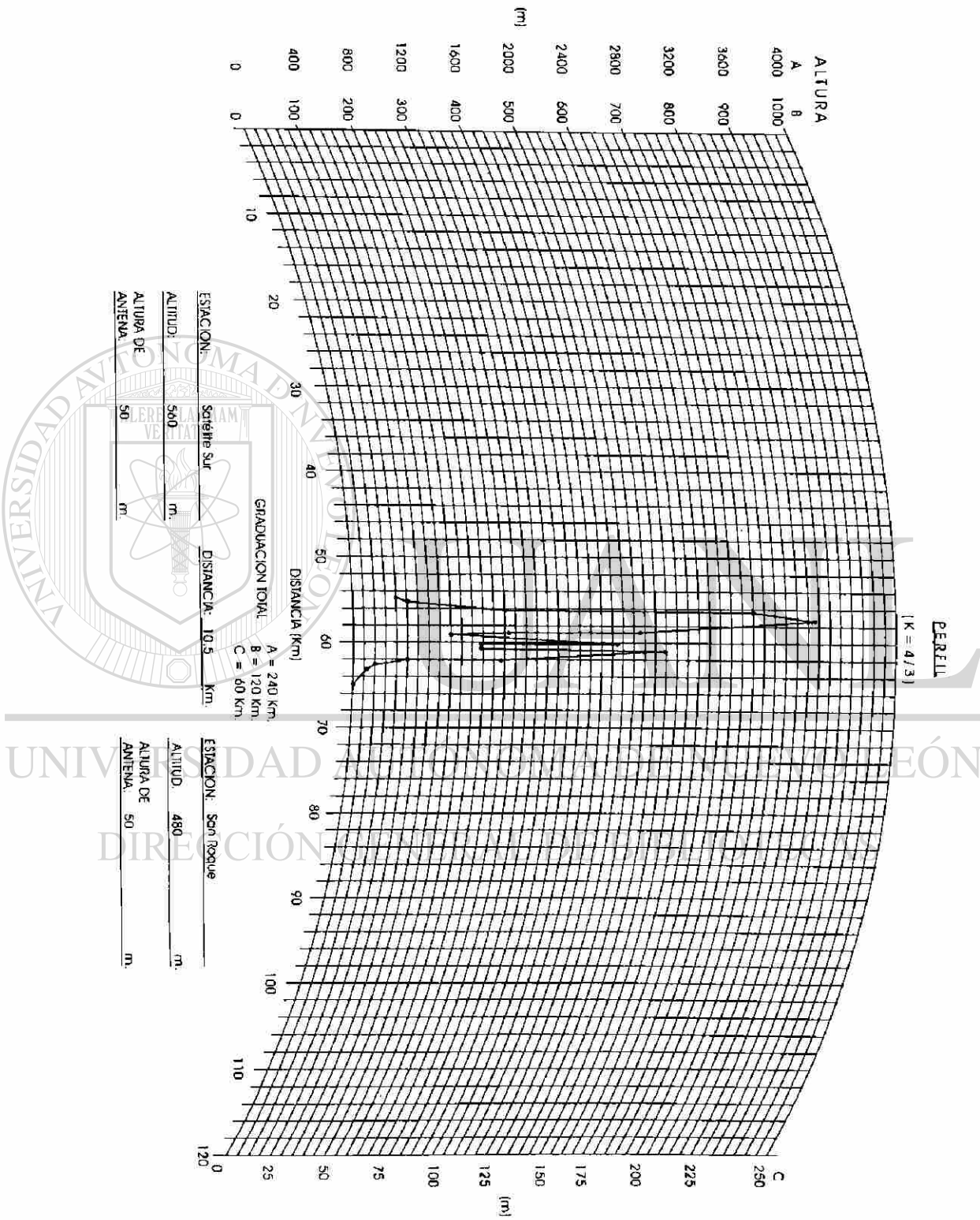


UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



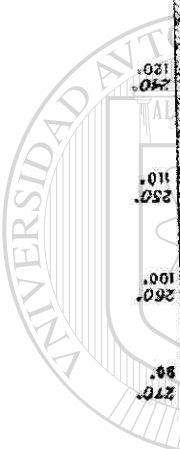
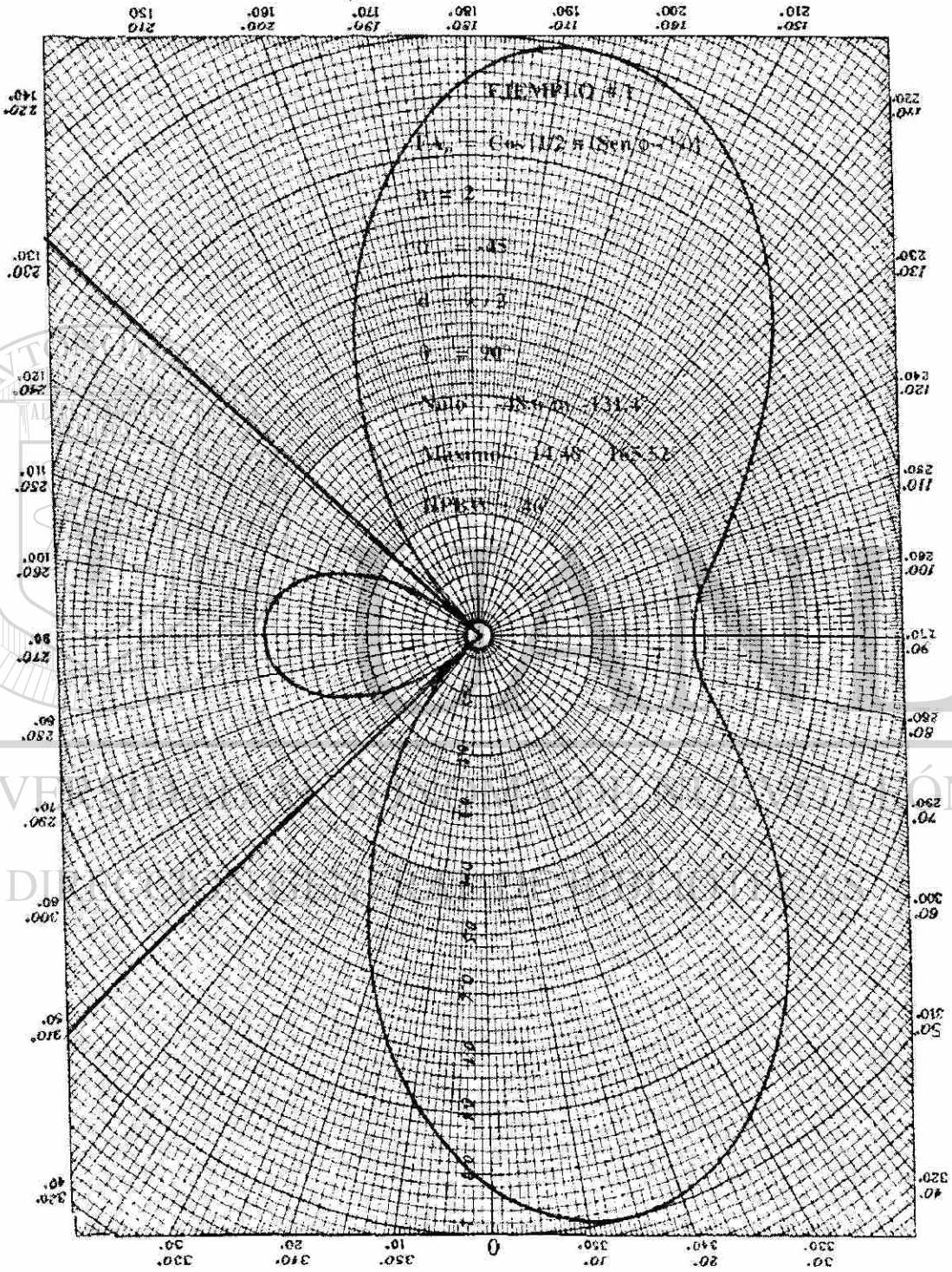
UNIVERSIDAD AVILA
 DIRECCIÓN

4.14 EJEMPLOS DE PATRON DE RADIACION

EJEMPLO # 1

$$F_{An} = \text{Cos} [1/2\pi (\text{Sen}\phi - 1/4)]$$

GRADOS	VALOR
0	0.9238
10	0.9928
20	0.9895
30	0.9238
40	0.8156
50	0.6890
60	0.5672
70	0.4683
80	0.4046
90	0.3826
100	0.4046
110	0.4683
120	0.5672
130	0.6890
140	0.8196
150	0.9238
160	0.9895
170	0.9928
180	0.9238
190	0.7866
200	0.5978
210	0.3826
220	0.1676
230	0.0251
240	0.1812
250	0.2935
260	0.3605
270	0.3826
280	0.3605
290	0.2935
300	0.1812
310	0.0251
320	0.1676
330	0.3826
340	0.5978
350	0.7866
360	0.9238



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MÉXICO

DI

ÓN



EJEMPLO # 2

$$F_{an} = \cos [5/8 \pi \text{ Sen} \phi]$$

GRADOS	VALOR
0	1
10	0.942
20	0.782
30	0.555
40	0.303
50	0.066
60	0.129
70	0.270
80	0.354
90	0.382
100	0.354
110	0.270
120	0.129
130	0.066
140	0.303
150	0.555
160	0.782
170	0.942
180	1
190	0.942
200	0.782
210	0.555
220	0.303
230	0.066
240	0.129
250	0.270
260	0.354
270	0.382
280	0.354
290	0.270
300	0.129
310	0.066
320	0.303
330	0.555
340	0.782
350	0.942
360	1

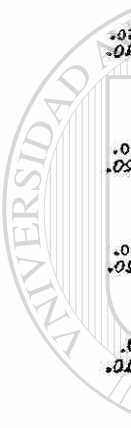
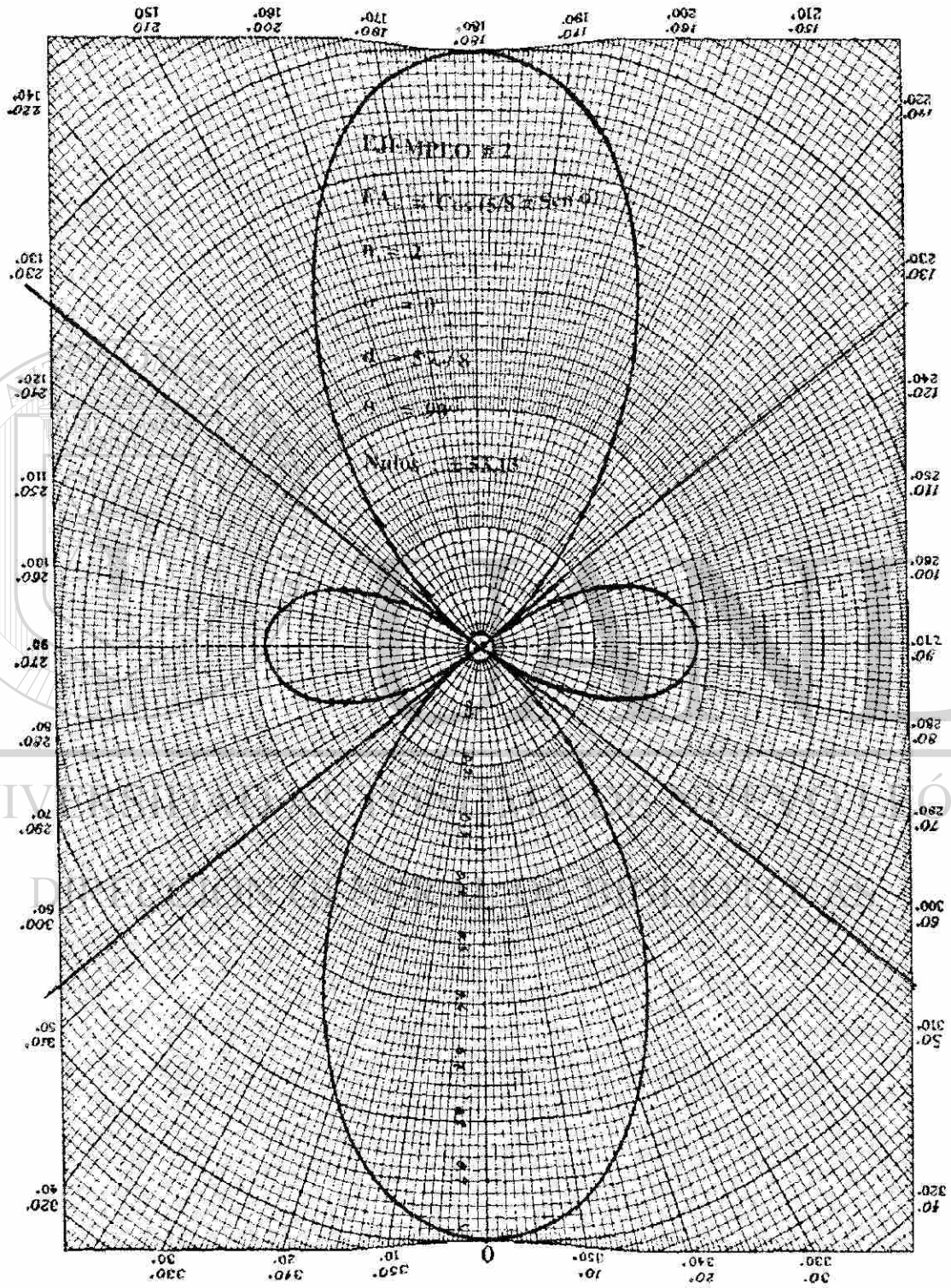


UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS





UNIV

D

ÓN



4.15 SECCION DE PROBLEMAS PROPUESTOS

I. Encuentra el patrón de radiación así como los máximos y nulos de los siguientes problemas:

1. $n = 2$ $\theta = 90^\circ$
 $\alpha = -45^\circ$ $F_{An} = \text{Cos}[\pi/2(3/2 \text{Sen}\phi)]$
 $d = 3/4 \lambda$
2. $n = 2$ $\theta = 90^\circ$
 $\alpha = 0^\circ$ $F_{An} = \text{Cos}(\pi \text{Sen}\phi)$
 $d = \lambda$
3. $n = 2$ $\theta = 90^\circ$
 $\alpha = 90^\circ$ $F_{An} = \text{Cos}[\pi/4(3 \text{Sen}\phi - 1)]$
 $d = 3/4 \lambda$

II. Obtenga la distancia, así como los perfiles topográficos rectangulares y curvos entre los siguientes puntos.

1. El cerro de la campana y el centro de Cadereyta.
2. El punto ubicado a los $100^\circ 19'$ longitud y $25^\circ 40'$ latitud y el punto localizado a los $100^\circ 6'$ longitud y $25^\circ 34'$ latitud.
3. Ciudad Universitaria y Villa de Juárez.
4. El punto ubicado a los 376 000 mE y 2826 000 mN y el punto localizado en 391 000 mE y 2846 000 mN.
5. Villa de Santiago y Doctor González.
6. Monterrey y Mina.

CAPITULO 5

TRANSMISIÓN ENTRE DOS ANTENAS EN EL ESPACIO LIBRE

5.1 INTRODUCCION

Aunque la mayor parte de los conceptos discutidos hasta ahora se han referido a la antena considerándola como transmisora, es una consecuencia del teorema de reciprocidad que las propiedades de una antena receptora sean idénticas a las propiedades de la misma antena cuando es utilizada como transmisora. Sin embargo, al considerar una antena como un dispositivo receptor, es muy útil emplear el concepto de "Área efectiva".

5.2 AREA EFECTIVA

Si una antena receptora es colocada en el campo de una onda electromagnética linealmente polarizada, la potencia recibida disponible en las terminales de la antena es igual al área efectiva multiplicada por la potencia por unidad de área transportada por la onda.

$$P_R = (D.P.) (A_{EF}) \text{ ó } A_{EF} = \frac{P_R}{D.P.} \quad (\text{Ec. 5.1})$$

Donde:

P_R = Potencia recibida disponible (watts)

D.P. = Densidad de potencia de la onda (watts por metro cuadrado)

A_{EF} = Área efectiva (metros cuadrados)

Una relación muy útil existe entre el área efectiva de una antena y su ganancia:

$$A_{EF} = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (\text{Ec. 5.2})$$

Donde :

G = Ganancia directiva

λ = Longitud de onda de la señal (metros)

Cuando la ganancia directiva (G) es usada en la ecuación 5.2 se supone que toda la potencia disponible es entregada a la carga. Este es el caso para una antena con eficiencia del 100% correctamente acoplada al receptor, y con las características adecuadas de polarización. Para una antena con pérdidas, la ganancia de potencia (G_p) debe ser utilizada en la ecuación 5.2. Ya calculada el área efectiva se puede determinar la potencia útil entregada a la carga a través de la ecuación 5.1. Para antenas eléctricamente pequeñas esta potencia útil puede ser mucho menor que la calculada a partir de la ganancia directiva.

Ejemplo:

Determinar el área efectiva de un monopolo que trabaja a una frecuencia de 1MHz, con directividad de 1.64

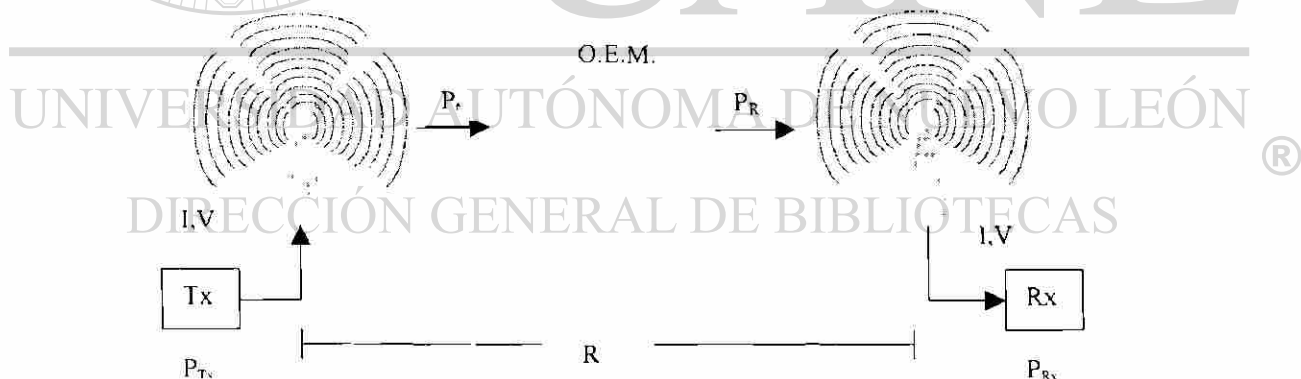
Como la f es igual a 1MHz entonces la longitud de onda es igual a 300 mts. Por lo tanto:

$$A_{EF} = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}$$

$$A_{EF} = \frac{(1.64)(300)^2}{4\pi} = 11.74 \times 10^3 \text{ m}^2.$$

El resultado indica que la antena absorbe energía de la onda plana electromagnética en un área de $11.74 \times 10^3 \text{ m}^2$.

5.3 TRANSMISION ENTRE DOS ANTENAS EN EL ESPACIO LIBRE



El concepto de área efectiva es útil al determinar las pérdidas de la transmisión entre dos antenas en el espacio libre separadas por una distancia grande.

Supongamos una antena transmisora isotrópica radiando una potencia P_t watts uniformemente en todas las direcciones, entonces la densidad de potencia en un punto dado a una distancia de R metros del transmisor es:

$$D.P. = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad \begin{matrix} \text{watts} \\ \text{mts}^2 \end{matrix} \quad (\text{Ec. 5.3})$$

Si la antena transmisora en vez de ser isotrópica tiene una ganancia directiva (G_T), entonces la densidad de potencia en la dirección de la máxima ganancia a una distancia (R), es:

$$D.P. = \frac{P_i G_T}{4\pi R^2} \frac{\text{watts}}{\text{mts}^2} \quad (\text{Ec. 5.4})$$

La energía disponible en una antena receptora cuya área efectiva sea A_{EF} metros cuadrados, se obtiene aplicando la ecuación 5.1, dando como resultado:

$$P_R = \frac{P_i G_T A_{EF}}{4\pi R^2} \text{ watts} \quad (\text{Ec. 5.5})$$

Sustituyendo el área efectiva por su equivalente en función de la ganancia directiva de acuerdo a la ecuación 5.2, obtenemos:

$$P_R = \frac{P_i G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} \text{ watts} \quad (\text{Ec. 5.6})$$

Donde:

P_R = Potencia recibida (watts)

P_i = Potencia radiada (watts)

G_T = Ganancia directiva de la antena transmisora.

G_R = Ganancia directiva de la antena receptora.

λ = Longitud de onda (metros)

R = Distancia entre las dos antenas (metros)

La razón de transmisión entre las dos antenas está dada por:

$$\frac{P_R}{P_i} = \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (\text{Ec. 5.7})$$

Hay que hacer notar que las relaciones obtenidas son válidas solo cuando la distancia entre las antenas sea bastante grande, generalmente podemos tomar como referencia que:

$$R \geq \frac{2d^2}{\lambda}$$

Donde "d" es la dimensión lineal mayor de cualquiera de las dos antenas.

Otra observación que debemos hacer es que en las ecuaciones anteriores hemos trabajado con las ganancias directivas, ya que se partió de la potencia radiada en el caso de la antena transmisora y en el caso de la receptora, hemos trabajado con la potencia disponible en la

antena sin hacer caso de la que se entregue a la carga, en otras palabras, no se han intervenido en nuestro análisis las eficiencias de las antenas.

Dos conclusiones importantes podemos obtener de lo anterior:

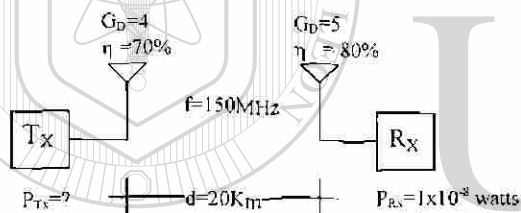
a) La ecuación 5.6 nos da la potencia recibida por una antena de ganancia G_R cuando la potencia transmitida P_t es radiada por una antena de ganancia G_T .

b) Si en la ecuación 5.7 consideramos ambas antenas isotrópicas (ganancia = 1) la ecuación resultante nos da las pérdidas de propagación por el medio (espacio libre) independientemente de las antenas.

$$\text{Pérdidas} = \Gamma = \frac{P_t}{P_R} = \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (\text{Ec. 5.8})$$

Ejemplo:

Determine la potencia de salida de una antena que tiene una ganancia directa de 4, con una eficiencia del 70%, que se encuentra a 20 Km de una antena que tiene como potencia de entrada 40 watts y ganancia directa de 5 con una eficiencia del 80%. La frecuencia de operación es de 150 MHz.



$$P_t = P_{Tx} \eta = (40)(0.7)$$

$$P_t = 28 \text{ watts}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{150 \times 10^6 \text{ 1/s}}$$

$$\lambda = 2 \text{ mts.}$$

$$P_R = \frac{P_t G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

$$P_R = \frac{(2.8)(4)(5)(2)^2}{[(4\pi)(20 \times 10^3)]^2}$$

$$P_R = 3.54 \times 10^{-8} \text{ watts}$$

$$P_{Rx} = P_R \eta = (3.54 \times 10^{-8})(0.8)$$

$$P_{Rx} = 2.83 \times 10^{-8} \text{ watts}$$

Otra forma de hacer el problema es la siguiente:

$$G_{PT} = G_{DT} \eta = (4)(0.7)$$

$$G_{PT} = 2.8$$

$$G_{PR} = G_{DR} \eta = (5)(0.8)$$

$$G_{PR} = 4$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{150 \times 10^6 \text{ 1/s}}$$

$$\lambda = 2 \text{ mts.}$$

$$P_{Rx} = \frac{P_{Tx} G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

$$P_{Rx} = \frac{(40)(2.8)(4)(2)^2}{[(4\pi)(20 \times 10^3)]^2}$$

$$P_{Rx} = 2.83 \times 10^{-8} \text{ watts}$$

5.4 EL RUIDO EN EL SISTEMA DE ANTENAS

El ruido puede ser definido en un sentido eléctrico, como cualquier forma externa de energía tendiente a interferir con la apropiada y fácil recepción y reproducción de aquellas señales que se desean recibir. Muchas interferencias de naturaleza eléctrica producen ruido modificando la señal de una manera indeseable; en televisión, por ejemplo, el ruido se manifiesta como "Confeti" sobre puesto en la imagen. De hecho la utilidad de una señal de radio está limitada por la presencia del ruido en el sistema receptor.

El estudio del ruido en las comunicaciones eléctricas es un tema muy amplio y multifacético, porque el ruido procede de una variedad de mecanismos y entra a un sistema en cualquier punto. Sin embargo, nuestro estudio se reducirá a considerar sólo el efecto del ruido térmico.

5.5 RUIDO TERMICO

Una causa inevitable del ruido eléctrico es el movimiento térmico de los electrones en los medios de conducción (alambres, resistencias y en nuestro caso, antenas). Mientras los sistemas de comunicación sean construidos de tal material persistirá el ruido térmico.

El ruido térmico, según los propósitos de este texto, es la potencia de ruido debido al movimiento aleatorio de partículas cargadas (por lo general electrones) en medios conductores.

En termodinámica, la teoría cinética muestra que la temperatura de una partícula es la forma de expresar su energía cinética interna.

La teoría establece, que la energía cinética de una partícula resulta cero (es decir, cesa su movimiento) a la temperatura de cero absoluto, 0° K ó -273° C . La potencia de ruido es proporcional a la temperatura absoluta además de ser también proporcional al ancho de banda sobre el cual va a ser medido.

$$P_n \propto T_e B = K T_e B \quad (\text{Ec. 5.9})$$

Donde:

K = Constante de Boltzmann = $1.38 \times 10^{-23} \text{ W/Hz}^\circ\text{K}$
(constante de proporcionalidad)

T_e = Temperatura de ruido en $^\circ\text{K}$

B = Ancho de banda en Hz

P_n = Potencia de ruido en watts

Esta ecuación fue deducida por Nyquist para una resistencia a una temperatura T° .

5.6 RAZÓN DE SEÑAL A RUIDO Y FACTOR DE RUIDO

En un sistema de comunicaciones la potencia de ruido en comparación con la potencia de la señal es muy importante y la mejor medida de esto es la razón de señal a ruido S_n . Esta es definida como la razón de la potencia de señal a la potencia de ruido en el mismo punto.

$$S_n = \frac{P_R}{P_n} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\text{Potencia de señal}}{\text{Potencia de ruido}} \quad (\text{Ec. 5.10})$$

Una figura común de mérito para el ruido introducido por un dispositivo es el llamado factor de ruido (F_R). El factor o figura de ruido es definido como la relación entre la razón de señal a ruido en la entrada y la razón de señal a ruido en la salida cuando la entrada es mantenida a una temperatura de referencia T_0 .

$$F_R = \frac{(S_n)_{Ent.}}{(S_n)_{Sal.}} \quad (\text{Ec. 5.11})$$

La temperatura de referencia estándar (T_0) utilizada de acuerdo con el "Institute of Electrical and Electronic Engineers" es 290° K .

La figura del ruido, como se puede deducir de la ecuación 5.11, es también la razón de la potencia de ruido a la salida del dispositivo a la potencia de ruido a la salida de un dispositivo perfecto (es decir, sin que genere ruido) del mismo tipo.

$$F_R = \frac{(S_n)_{Ent.}}{(S_n)_{Sal.}} = \frac{P_s Ent.}{P_n Sal.} = \frac{(P_s Ent.) (P_n Sal.)}{(P_s Sal.) (P_n Ent.)} \quad (\text{Ec. 5.12})$$

Si llamamos G_p a la ganancia de potencia del dispositivo (sí la tuviera).

$$G_p = \frac{P_s \text{ Sal.}}{P_s \text{ Ent.}} \quad (\text{Ec. 5.13})$$

entonces:

$$F_R = \frac{P_n \text{ Sal.}}{G_p P_n \text{ Ent.}} = \frac{P_n \text{ Sal.}}{G_p K T_o B} \quad (\text{Ec. 5.14})$$

Dada la figura de ruido, determinada experimentalmente, el ruido a la salida es fácilmente determinado; si la temperatura a la entrada es T_o , el ruido a la salida es:

$$P_n \text{ Sal.} = F G_p K T_o B \quad (\text{Ec. 5.15})$$

Ahora bien, si el dispositivo está a una temperatura T , el ruido a la salida es la suma del residuo generado a la temperatura de referencia T_o más el "exceso" de ruido debido a la diferencia de temperaturas:

$$P_n \text{ exceso} = G_p K (T_e - T_o) B \quad (\text{Ec. 5.16})$$

$$P_n \text{ Sal.} = F G_p K T_o B + G_p K (T_e - T_o) B \quad (\text{Ec. 5.17})$$

Hay que hacer notar que en la ecuación 5.16 aparece el término G_p (ganancia de potencia) ya que al aparecer una potencia a la entrada ésta será afectada por la ganancia del dispositivo.

Agrupando los términos de la ecuación 5.17 obtenemos:

$$P_n \text{ Sal.} = G_p K T_o B \left(F - 1 + \frac{T_e}{T_o} \right) \quad (\text{Ec. 5.18})$$

5.7 TEMPERATURA EFECTIVA DE RUIDO

En la práctica frecuentemente se utiliza el concepto de "Temperatura efectiva de Ruido" (T_e) del dispositivo. Esta es definida como la temperatura que debiera tener a la entrada el dispositivo para generar la misma cantidad de ruido que la que internamente está generando el dispositivo. El ruido generado internamente está dado por la ecuación 5.18 en el caso de que la temperatura a la entrada del dispositivo sea cero grados Kelvin:

$$P_n \text{ generado int.} = G_p K T_o B (F - 1) \quad (\text{Ec. 5.19})$$

La temperatura efectiva de ruido debe ser tal que:

$$P_n \text{ generado int.} = G_p K T_e B \quad (\text{Ec. 5.20})$$

Iguando la ecuación 5.19 y la ecuación 5.20:

$$G_p K T_o B (F - 1) = G_p K T_e B$$

Obtenemos: $T_e = T_o (F - 1)$ (Ec. 5.21)

En términos de temperatura efectiva de ruido, el ruido a la salida será:

$$P_n \text{ Sal.} = G_p K B (T_o + T_e)$$
 (Ec. 5.22)

Donde T_o representa la temperatura ambiente y T_e la temperatura efectiva de ruido. La ecuación 5.22, representa la suma del ruido generado por el dispositivo.

Todas las conclusiones obtenidas hasta aquí son válidas sin importar el dispositivo del que se trate (amplificadores, mezcladores, detectores, etc.). En el siguiente punto nos referimos en particular al ruido en una antena receptora. La teoría expuesta anteriormente se ha incluido con el fin de comprender los conceptos de factor de ruido y temperatura efectiva de ruido.

5.8 ALCANCE MÁXIMO ENTRE DOS ANTENAS

Para poder calcular el alcance máximo que hay entre dos antenas se tiene que partir primero de la ecuación 5.6, en la cual hay que incluir tanto el factor de pérdidas en el medio y el factor de diferencias en la polarización de las antenas por la que la ecuación quedaría:

$$P_R = \frac{P_t G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2 F_p P_p}$$
 (Ec. 5.23)

Donde:

P_R = Potencia recibida (watts)

P_t = Potencia radiada (watts)

G_T = Ganancia directiva de la antena transmisora.

G_R = Ganancia directiva de la antena receptora.

λ = Longitud de onda

R = Distancia entre las dos antenas

F_p = Factor de pérdidas en el medio

P_p = Factor de diferencias en la polarización de las antenas

Anteriormente se mencionó que la relación señal a ruido (S_n) está definida como la razón de la potencia de señal a la potencia de ruido en el mismo punto. Si sustituimos la potencia de señal (P_R) de la ecuación 5.10 por el P_R de la ecuación 5.23, obtendremos como resultado que:

$$S_n = \frac{P_t G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2 P_n} F_p P_p \quad (\text{Ec. 5.24})$$

Despejando la distancia entre las dos antenas (R) de la ecuación 5.24 y sustituyendo la potencia de ruido por la ecuación 5.9, se obtiene la fórmula para calcular el alcance máximo entre las dos antenas, quedando:

$$R = \sqrt{\frac{P_t G_T G_R \lambda^2 F_p P_p}{(4\pi)^2 (K T_c B) S_n}} \quad (\text{Ec. 5.25})$$

5.9 POTENCIA DE RUIDO EN LA ANTENA

Una antena o sistemas de antena real siempre tiene algo de resistencia ohmica y ésta por si misma agrega ruido a la señal recibida.

Para calcular el ruido de la antena definamos primero la eficiencia de la antena (η) desde el punto de vista de una antena receptora. La eficiencia es la razón de la potencia entregada por la antena a la carga, a la potencia disponible por la antena.

$$\eta = \frac{P_{Ent}}{P_t} \quad (\text{Ec. 5.26})$$

Donde:

P_r = Potencia recibida por la antena (Potencia disponible)

P_{Ent} = Potencia entregada a la carga

Supongamos que una antena con una eficiencia η está correctamente acoplada a su carga de modo que ésta, al ver a la antena "hacia atrás", la vea como una resistencia pura. Como lo que ve la carga es una resistencia pura entonces estará recibiendo una potencia de ruido igual a KTB , donde T es la temperatura del medio ambiente y B es el ancho de banda de la carga (en este caso el receptor). Ahora bien, el medio ambiente está entregando una potencia de ruido igual al caso anterior a KTB , pero debido a que la potencia no entrega toda su potencia a la carga solo llegará a está ηKTB watts (de acuerdo con la ecuación 5.26 (El efecto η es el mismo que tiene G_p , ya que en ambos casos estamos manejando la relación de potencia de salida a potencia de entrada del dispositivo). Entonces la diferencia, $KTB - \eta KTB$, entre la potencia de ruido que realmente está recibiendo la carga y la que está siendo recibida del medio por la antena es ruido que también se está generando en la antena y es igual a $KTB (1 - \eta)$.

Finalmente, el ruido total a la salida de una antena con una temperatura efectiva de ruido T_a y situada en un medio a temperatura ambiente T será:

$$P_n \text{ Sal.} = nKT_a B + KTB(1 - n) \quad (\text{Ec. 5.27})$$

Con el siguiente ejemplo esperamos aclarar los conceptos de este último punto.

Ejemplo

Una antena tiene una eficiencia de 90 %, una ganancia directiva de 100, y una temperatura efectiva de ruido de 200 grados Kelvin. Si la temperatura ambiente es de 300 grados Kelvin, ¿cual es la potencia de ruido a la salida de la antena considerando un receptor con un ancho de banda de 10 MHz?

Solución :

Aplicando directamente la ecuación 5.27 obtendremos:

$$P_n \text{ Sal.} = (0.9)(1.38 \times 10^{-23})(200)(10 \times 10^6) + (1.38 \times 10^{-23})(300)(10 \times 10^6)(1 - 0.9)$$

$$P_n \text{ Sal.} = 290 \times 10^{-16} \text{ watts}$$

5.10 SECCION DE PROBLEMAS RESUELTOS

1. - Determine la directividad para una antena que produce densidad de potencia $D.P = 2 \mu W/m^2$ en un punto donde una antena de referencia produce $0.5 \mu W/m^2$ en el mismo punto.

$$G_D = \frac{D.P. \text{ real}}{D.P. \text{ isotròpica}} = \frac{2 \mu W / m^2}{0.5 \mu W / m^2}$$

$$G_D = 4$$

2. -Determine la ganancia de potencia para una antena con ganancia directiva $G_D = 40$ y eficiencia de 65%.

$$G_p = G_D \eta = 40(0.65)$$

$$G_p = 26$$

3. - Determine la densidad de potencia en un punto a 20 Km. De una antena que está radiando 1000 watts y tiene ganancia de potencia de 199.52

$$D.P = \frac{P_t G_p}{4\pi R^2} = \frac{(1000)(199.52)}{4\pi(20 \times 10^3)^2}$$

$$D.P = 39.69 \mu W / m^2$$

4. - Determine la densidad de potencia a un punto a 30 Km. Desde una antena que tiene una potencia de entrada de 40 watts, una eficiencia del 75% y una directividad de 39.81

$$G_p = G_D \eta = (39.81)(.75)$$

$$G_p = 29.85$$

$$D.P. = \frac{P_t G_T}{4\pi R^2} = \frac{(40)(29.85)}{4\pi(30 \times 10^3)^2}$$

$$D.P. = 0.1056 \mu W / m^2$$

5. -Determine la potencia capturada por una antena receptora para los siguientes parámetros: potencia $P_t = 50$ watts, y la ganancia directiva de la antena transmisora $G_{DT} = 1000$ distancia entre antenas transmisora y receptora $d = 20$ km; ganancia directiva de la onda de una antena receptora $G_{DR} = 398$ Con una frecuencia de 600MHz.

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8}{600 \times 10^6} = 0.5 \text{ Mts}$$

$$P_R = \frac{P_t G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} = \frac{(50)(1000)(398)(0.5)^2}{(4\pi(20 \times 10^3))^2} = 9.897 \times 10^{-4} \text{ Watts}$$

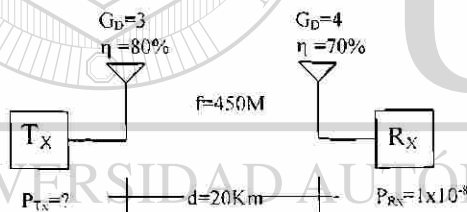
6. - Determine la directividad para una antena que produce una densidad de potencia en un punto que es 40 veces mayor que la densidad de potencia en el mismo punto cuando se utiliza la antena de referencia.

$$G_D = \frac{D.P. \text{ real}}{D.P. \text{ isotròpica}}$$

$$G_D = \frac{40 D.P. \text{ isotròpica}}{D.P. \text{ isotròpica}}$$

$$G_D = 40$$

7. - Determine la potencia del transmisor que existe en un enlace entre dos antenas separadas por una distancia de 20 Km. La potencia del receptor es de 1×10^{-8} watts, la frecuencia de operación es de 450 MHz, la ganancia directiva de la antena receptora es de 3, con una eficiencia de 80%; la ganancia directiva de la antena transmisora es de 4, con una eficiencia del 70%.



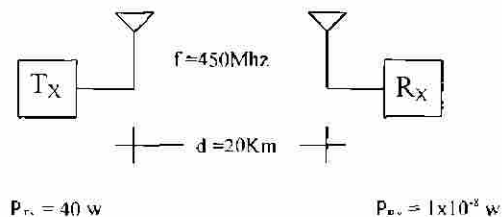
$$G_{PT} = G_{DT} \eta = (3)(0.8) = 2.4$$

$$G_{PR} = G_{DR} \eta = (4)(0.7) = 2.8$$

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8 \frac{\text{Mts}}{\text{seg}}}{450 \text{ MHz}} = .666 \text{ Mts}$$

$$P_{TX} = \frac{P_{RX} (4\pi R)^2}{G_{PT} G_{PR} \lambda^2} = \frac{(1 \times 10^{-8}) [(4)(\pi)(20 \times 10^3)]^2}{(2.4)(2.8)(0.666)^2} = 211.49 \text{ watts}$$

8. -Determinar las ganancias de potencia de ambas antenas que deben utilizarse en un enlace entre dos puntos separados una distancia de 20 Km. El transmisor tiene una potencia de 40 watts y el receptor es capaz de recibir 1×10^{-8} watts. La frecuencia de operación es de 450MHz. Suponga que la ganancia en ambas antenas es la misma.

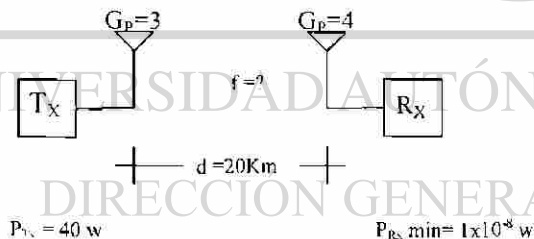


$$P_{RX} = \frac{P_{TX} G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} = \frac{P_{TX} G_p^2 \lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

$$G_p = \left[\frac{(1 \times 10^{-8}) (4\pi (20 \times 10^3))^2}{(40) (666)^2} \right]$$

$$G_p = 5.96$$

9. -Determine la frecuencia máxima de operación entre dos antenas con los siguientes parámetros: la potencia de entrada es de 40 watts, la potencia mínima de salida es 1×10^{-8} watts, la ganancia de potencia de la antena transmisora es de 3, la ganancia de potencia de la antena receptora es de 4 y la distancia entre las dos es de 20 Km.



$$P_{RX} = \frac{P_{TX} G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} \therefore \lambda = \frac{P_{RX} (4\pi R)^2}{P_{TX} G_T G_R}$$

$$\lambda = \frac{1 \times 10^{-8} (4\pi 20 \times 10^3)^2}{(40) (3) (4)} = 1.147 \text{ m}$$

como $\lambda = \frac{C}{f}$ entonces:

$$f = \frac{C}{\lambda} = \frac{3 \times 10^8}{1.147}$$

$$f = 261.513 \text{ MHz}$$

10. - Un transmisor de FM transmite a una potencia de 1000 watts con una antena es de 800 y la frecuencia de la estación es de 100MHz. Calcule la potencia recibida a 10Km de distancia con un dipolo de media onda, $G=1.64$ considere un factor de perdida por polarización de 0.5 y un factor de perdidas en el medio de 1. ¿Hasta que distancia se puede captar dicha estación de FM si el sistema de recepción tiene un factor de ruido de 3 y una razón de señal a ruido de 100 por norma una estación de FM en un ancho de banda de 75 KHz.

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ Mts}}{100 \text{ MHz}} = 3 \text{ mts.}$$

$$P_R = 9.346 \times 10^{-3} \text{ watts}$$

$$F_R = 1 + \frac{T_e}{T_o}$$

$$T_e = T_o (F_R - 1)$$

$$T_e = (290)(3 - 1)$$

$$T_e = 580^\circ \text{ K}$$

$$R = \sqrt{\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 F_p P_p}{(4\pi)^2 (KT_e B) S_n}}$$

$$R = \sqrt{\frac{(1000)(800)(1.64)(3)^2(1)(0.5)}{(4\pi)^2 (1.38 \times 10^{-23})(580)(75 \times 10^3)(100)}}$$

$$R = 7.89 \times 10^8 \text{ mts.}$$

CAPITULO 6

EL DECIBEL

6.1 INTRODUCCION

La expresión decibel, en el sentido estricto, no se refiere al volumen o nivel de sonido, sino a los distintos niveles de potencia que pueden darse dentro de un sistema eléctrico. En realidad, el término fue creado hace una buena pila de años y, durante mucho tiempo fue utilizado tan sólo con relación a equipos telefónicos. Lo que ocurría era que se estaban intentando sistematizar los trabajos relativos a las pérdidas de nivel que sufrían las señales telefónicas, de por sí muy débiles, al viajar a través de cientos de kilómetros de tendido de cables. Como la razón entre los niveles de potencia presentes en diferentes puntos de una línea de transmisión puede ser de gran magnitud, debió inventarse una manera sencilla y rápida de expresar relaciones grandes. No hubiera sido demasiado elegante ni práctico referirse al valor de determinada señal en un punto específico diciendo "equivale a 0,014 del valor original inicial"; en cambio, mediante un cálculo logarítmico el mismo *radio* puede ser expresado con simpleza mediante cierta unidad denominada *bel*. Posteriormente, se descubrió que la mayoría de las veces la magnitud "bel" era demasiado grande para aplicarla a relaciones sutiles de potencia, por lo que se debió acuñar un nuevo término: el **decibel**, que vendría a ser la décima parte de un Bel.

6.2 DECIBELES EN COMUNICACIONES ELECTRICAS

Los decibeles tienen un papel muy importante en los cálculos para el diseño y selección de elementos en un sistema de comunicaciones eléctricas. Haremos una breve revisión del concepto de decibeles en este capítulo.

El origen de los decibeles se debe a la relación existente entre los niveles de potencia y el nivel del sonido en audio. Por ejemplo, si el nivel de potencia aumenta de 3 W a 9 W, el nivel de audio no se incrementa tres veces sólo al doble (3^2). Si ahora el aumento de potencia es de 3 a 27 W, el nivel de audio no se incrementa nueve veces sino que aumenta sólo al triple (3^3); esto quiere decir que la relación de nivel de potencia a nivel de audio es logarítmica porque $\log_3 27 = 3$.

Por último si la potencia se incrementa de 3 W a 81 W (3^4), el nivel de audio sólo aumenta cuatro veces y no 27 veces como ocurre con la potencia.

Este es el tipo de respuesta que tenemos en nuestro sistema auditivo y explica su gran rango de percepción de niveles de sonido.

Trabajando en potencias de diez se tiene una mejor correspondencia entre nuestra percepción del sonido y los niveles de potencia. Por esto usamos el decibel.

El decibel es una relación logarítmica de potencia: es una décima de bel, o sea, 10decibeles = 1bel. Entonces:

$$\# \text{ dB} = 10(\# \text{ bels}) = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad (\text{Ec. 6.1})$$

Por medio de esta relación existe una comparación de niveles de audio debido a cambios en niveles de potencia.

Observemos que el decibel es una medida de la diferencia de magnitudes entre dos niveles de potencia.

Los niveles que medimos en un sistema de comunicaciones se efectúan con voltímetros a cierta frecuencia (tono de prueba), luego lo que determinamos son niveles de voltaje. La relación que tienen con los decibeles, es la relación entre potencia y voltaje. Así en un circuito resistivo:

$$P_1 = \frac{V_1^2}{R_1}, \quad P_2 = \frac{V_2^2}{R_2} \quad (\text{Ec. 6.2})$$

Al expresarlo en decibeles resulta:

$$G_p (\text{dB}) = 10 \log \frac{V_2^2}{V_1^2} \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{Ec. 6.3})$$

Al calibrar al voltímetro en decibeles debemos considerar las resistencias tanto a la que se calibra el voltímetro (R_1), como la resistencia (R_2), a través de la cual medimos dicho voltaje para obtener una lectura correcta de relación de potencias.

Las referencias comunes en los medidores en db:

- Un nivel da potencia de referencia cero dB en uso en trabajos de sonido profesional de 1mW a través de una resistencia de 600 ohms. Esto corresponde a 0.775 volts.
- Nivel de potencia de referencia cero dB de 6mW disipada en una resistencia de 500 ohms. Esto corresponde a 1.73 volts.
- En ciertas aplicaciones sólo interesa el nivel de voltaje independiente del valor de la resistencia. En algunos casos se calibra con respecto a 1 volt, (dBv) y en otros casos se usa 1mV (dBm).

En los casos a y b se usan las escalas correspondientes de decibeles a volts.

dB	1 mW en 600 ohms	6 mW en 500 ohms
-6	0.3875	0.865 V
-3	0.5481	1.223 V
0	0.775 V	1.73 V
3	1.0958	2.446 V
6	1.550 V	3.46 V

También se expresan relaciones de corrientes en decibeles, donde circulan las corrientes I_1 e I_2 a través de resistencias iguales:

$$\# \text{ dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} \quad (\text{Ec. 6.4})$$

Si las resistencias R_1 y R_2 fueran diferentes se agrega el factor correctivo.

$$10 \log \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{Ec. 6.5})$$

Para indicar disminución o pérdida de potencia, voltaje o corriente, se usa el término atenuación, cuyas unidades normales son los nepers (Np).

En el voltaje es:

$$\# N_p = \ln \frac{V_2}{V_1} \quad (\text{Ec. 6.6})$$

Para la potencia es:

$$\# N_p = 0.5 \ln \frac{P_2}{P_1} \quad (\text{Ec. 6.7})$$

La relación de nepers a decibeles es:

$$1 N_p = 8.686 \text{ dB} \quad (\text{Ec. 6.8})$$

Ejemplos ilustrativos de aplicaciones en comunicaciones.

1) Relación de decibeles con razones de voltaje y razones de potencia.

dB	V_2 / V_1	P_2 / P_1
6	2	4
3	1.414	2
0	1	1
-3	0.707	0.5
-6	0.5	0.25

- 2) En los sistemas de televisión por satélite se usan transmisores en la trayectoria de ascenso de la señal de la tierra al satélite con una potencia de 1 kW a 3 kW y antenas cuyas ganancias varían de 50 a 60 dB en el rango de frecuencia de 6 GHz (5.9 A 6.4 GHz). Si la potencia del transmisor es de 1 kW y la ganancia de la antena transmisora es de 51 dB, calcule la potencia radiada efectiva del sistema transmisor.

Definamos el nivel de 0 dB correspondiente a 1 kW.

En 6 dB el nivel de potencia se incrementa cuatro veces, a 4 kW.

Agregando 6 dB, a un total de 12 dB, se aumenta otras 4 veces el nivel de potencia, a 16kW.

Otros 6 dB, un total de 18 dB, incrementa la potencia a 64 kW.

Para un total de 24 dB la potencia cambia a $64 \times 4 = 256$ kW.

En un total de 30 dB, el nivel de potencia pasa a $256 \times 4 = 1024$ kW.

Otro incremento de 6 dB, a un total de 36 dB, la potencia pasa a 4,096 kW.

Al pasar a 42 dB, la potencia es 16.384 MW.

Al pasar a 48 dB, la potencia es 65.536 MW.

Al pasar a 51 dB, la potencia es 131.072 MW.

Esto indica una potencia radiada efectiva de 131 MW, para saturar la entrada del satélite con señales de alta calidad (libre de ruido).

Calcule la potencia radiada efectiva en la trayectoria de descenso de la señal, del satélite a la Tierra por canal, si el nivel de potencia del amplificador tubo de onda progresiva (TWT) es de 5W (7dBw) y la ganancia de la antena transmisora del satélite es de 27 dB. (La potencia radiada efectiva está en el rango de 34 a 37 dBw). Se usa una frecuencia en la frecuencia en el rango de 4 GHz (3.7 a 4.2 GHz).

- 3) En un sistema de telecomunicaciones se sustituye para un canal vocal representado por un aparato telefónico por un oscilador de 800 Hz con una resistencia interna de 600 óhms, el cual disipa 1mW de potencia en una carga representada por 600Ω.

Al medir el nivel de tono de prueba medido en un cable coaxial de 75 Ω que enlaza a la central telefónica con el centro de transmisión, se obtienen - 45 dB en el voltímetro, llamado "nivel nominal relativo de entrada al sistema de transmisión", el cual debe corregirse por diferencia de resistencias.

El factor correctivo es:

$$10 \log \frac{R_2}{R_1} = 10 \log \frac{75}{600} = -9\text{dB}$$

por lo que en realidad la lectura debió ser:

$$- 45 - 9 = -54 \text{ dB}$$

- 4) Comparación de ganancias de antenas de microondas con reflector parabólico. Consideremos los reflectores en uso para dos frecuencias y calculemos sus ganancias (directividades) respectivas.

Para una frecuencia de 6 GHz el diámetro del reflector de la antena es de 4 m con una eficiencia de área de 0.65 (la fuente obstruye parte de la onda electromagnética). La directividad de la antena es de:

$$\begin{aligned} G_1 &= 10 \log \frac{4\pi A \eta}{\lambda^2} \\ &= 10 \log \frac{4\pi \cdot \pi 2^2 \cdot 0.65}{(3 \cdot 10^8 / 6 \cdot 10^9)^2} \cong 46 \text{ dB} \end{aligned}$$

Una antena más comercial es la correspondiente a una frecuencia de 400 MHz con un diámetro en el reflector de 2 m y una eficiencia de 0.5. La directividad es:

$$G_2 = 10 \log \frac{4\pi \cdot \pi 1^2 \cdot 0.5}{(3 \cdot 10^8 / 4 \cdot 10^8)^2} = 15.5 \text{ dB}$$

Si usáramos el mismo diámetro del reflector (4m) en ambas frecuencias, la ganancia G_2 sólo se incrementa a 28 dB. El aumento de ganancias a 46 dB se debe a la propiedad de las microondas: concentrar la energía a una mayor frecuencia (de 400 a 6000 MHz en este caso).

Para la ganancia G_2 calculada a una frecuencia de 4 GHz resulta un valor de 42 dB, con un diámetro en el reflector de 4m. Entonces la ganancia producida por incremento de frecuencia de 4 a 6 GHz es de 4 dB, también debido a la mayor concentración de energía a más alta frecuencia.

- 5) Pérdida básica de propagación o pérdida de transmisión en el espacio libre (18 GHz Passive Repeater Considerations "M. J. Shepherd", Microwave Journal, October 1980). Un concepto muy útil en cálculos de potencia de la señal transmitida y relaciones de señal a ruido en telecomunicaciones, es la atenuación por propagación en el espacio libre debido a la ley cuadrática inversa del rango de la fuente al punto donde se mide la densidad de potencia.

La expresión de la pérdida básica de propagación se obtiene suponiendo que las antenas son isotrópicas y no existe otro tipo de atenuación como lluvia, absorción atmosférica, niebla, etc. Se define como la razón de la potencia transmitida a la potencia recibida; utilizando la ecuación 5.8 del capítulo anterior, con $G_r = G_t = 1$ y $F_p = P_p = 1$.

$$P_R = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

entonces :

$$\frac{P_t}{P_R} = \frac{(4\pi R)^2}{\lambda^2} = \frac{(4\pi R)^2}{(C/f)^2} \quad (\text{Ec. 6.9})$$

en decibeles:

$$P_{\text{bdB}} = 10 \log P_t / P_r$$

$$P_{\text{bdB}} = 10 \log (4\pi Rf/C)^2 \quad (\text{Ec. 6.10})$$

Se encuentran múltiples ecuaciones para P_{bdB} dependiendo de las unidades que se usan para la frecuencia y la distancia. La más común en comunicaciones en el rango de microondas es:

$$P_{\text{b(dB)}} = 92.4 + 20 \log f(\text{GHz}) + 20 \log R(\text{km}) \quad (\text{Ec. 6.11})$$

Por ejemplo para 6 GHz y 50 km la pérdida básica de propagación es de 142 dB.

Para la trayectoria de ascenso en aplicaciones de televisión vía satélite se indica una pérdida básica de propagación de 199 dB.

La órbita geosíncrona o geoestacionaria está a 35,880 km. (22,300 millas) de la Tierra.

En la trayectoria de descenso, la pérdida básica de propagación de 195.5 dB.

Observe que la pérdida básica de propagación se incrementa con la frecuencia (disminuye la longitud de onda λ).

6.3 APLICACIONES EN TELECOMUNICACIONES.

La transmisión de señales a través de líneas de transmisión (cables), guías de ondas, fibras ópticas y radiación al aire, requiere amplificación al atenuarse en estos medios de transmisión.

$$P_R = (\text{amplificación}) \frac{1}{\text{atenuación}} P_T \quad (\text{Ec. 6.12})$$

$$= A \frac{1}{a} P_T$$

Obsérvese que la ganancia y la atenuación de por sí son relaciones de potencia, correspondiendo a números sin unidades. Sin embargo P_T y P_R tienen unidades de potencia las que se puedan expresar en megawatts (Mw), kilowatts (kw), watts (w), miliwatts (mw), microwatts (μ w), nanowatts (nw), picowatts (pw), y atowatts (aw). Entonces es necesario especificar con respecto a qué nivel de potencia (prefijo) se obtiene la potencia recibida P_R .

Si se usan unidades logarítmicas, la potencia recibida se puede obtener sumando las amplificaciones de las etapas y restando las atenuaciones producidas por los diferentes medios donde se propaga una señal a distancia.

Esto es, aplicando la definición del decibel a la ecuación 6.12

$$10 \log P_R = 10 \log P_T + 10 \log A - 10 \log a. \\ P_{R\text{dB}} = P_{T\text{dB}} + A_{\text{dB}} - a_{\text{dB}} \quad (\text{Ec. 6.13})$$

Como se describe más adelante si calculamos la potencia del transmisor con respecto al 1 watt, entonces se expresa P_{TdBw} y por consiguiente P_R se calcula en dBw.

Las unidades logarítmicas se usan de dos maneras en decibeles:

a) Para expresar una relación de potencias.

$$G_p = 10 \log \frac{P_R}{P_T} \quad \text{dB} \quad \text{(Ec. 6.14)}$$

b) Para expresar un nivel de potencia con respecto a otro nivel fijo de referencia. Las más usadas son:

b1) 1 Watt de referencia:

$$dB_w = 10 \log \frac{P_R}{1w} \qquad dB_w = 10 \log \frac{P_T}{1w}$$

Donde el nivel de potencia de 0 dB es 1 watt.

En las Fig. 6.1 y 6.2 se presentan las equivalencias entre decibeles y potencias con respecto a 1W y a 1 mW en forma de escalas horizontales.

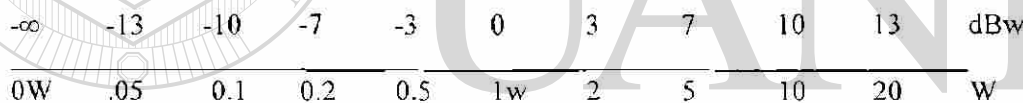


Fig. # 6.1. Escala de potencia con respecto a 1W

b2) 1 miliwatt de referencia: la potencia de 0 dB ó el nivel de referencia cero dB, es un miliwatt.

$$dB_m = 10 \log \frac{P_R}{10^{-3}} \qquad dB_m = 10 \log \frac{P_T}{10^{-3}}$$

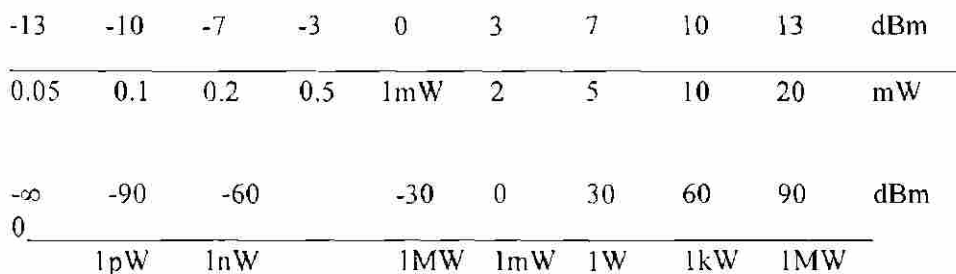


Fig. # 6.2. Escalas de potencia con respecto a 1mW.

De las figuras 6.1 y 6.2 observamos que al duplicarse el nivel de potencia, se incrementa en 3 dB el valor en dB_W ó dB_m . También al decrecer el nivel de potencia a la mitad, se disminuye en 3dB el valor en dB_W ó dB_m .

Por ejemplo, para 5mW corresponde un valor de 7 dB_m , al duplicarse a 10mW el valor es de 10 dBm y para 20 mW tendremos 13 dBm.

De otra manera 30 dBm corresponde a 1 W y un incremento a 33 dBm corresponde una duplicación de la potencia a 2W.

La diferencia de dBm y dBw es de 30 dB:

$$\text{Nivel en dBm} = \text{Nivel en dBw} + 30$$

$$\text{Nivel en dBw} = \text{Nivel en dBm} - 30$$

b3) 1 picowatt de referencia.

$$\text{dB}_p = 10 \log \frac{P_r}{10^{-12}}$$

$$\text{dB}_p = 10 \log \frac{P_1}{10^{-12}}$$

Se usa para expresar el umbral de nivel de densidad de potencia del oído humano, el cual es:

$$10^{-12} \text{ W/m}^2 = 2 \times 10^{-4} \text{ dinas/cm}^2$$

Esto es cuando se aplican 2 diezmilésimas de dina de fuerza a una de área de 1cm^2 , se tiene el nivel de intensidad del sonido mínimo que la mayoría de los oídos humanos pueden detectar.

Por ejemplo, al despegar el Cóncord produce 120 dB sobre el nivel de referencias anterior. Lo que significa que el nivel de intensidad del sonido producido en el despegue del jet es de 10W/m^2 . El límite máximo de nivel en el oído humano, es aquel que produce dolor, el cual está situado entre 130 y 140 dB.

6.3.1 EJEMPLO ILUSTRATIVO EN TELECOMUNICACIONES.

1.- Un sistema de microondas tiene una señal de entrada de 1 nW y una señal de salida de 1 W, usando las dos maneras explicadas, calcule la ganancia en dB.

$$a) \quad G_p = \frac{10 \log 1w}{10^{-9} w} = 90\text{dB}$$

Esto es, se tiene una ganancia de potencia de 90 dB.

b) Expresando la potencia de entrada P_e y de salida P_s con respecto a 1mW:

$$P_s = 10 \log \frac{1W}{1mw} = 10 \log \frac{10^{-3}mw}{1mw} = -30 \text{ dBm}$$

$$P_e = 10 \log \frac{10^{-9}W}{1mw} = 10 \log \frac{10^{-6}mw}{1mw} = -60 \text{ dBm}$$

$$G_p = P_s \text{ dBm} - P_e \text{ dBm} = 30 - (-60) = 90 \text{ dB.}$$

Este resultado es igual al anterior.

2.- Un salto radioeléctrico típico del Sistema de Microondas del País tiene las siguientes características:

$P_T = 2.5W$ Potencia del transmisor

$f = 6000 \text{ MHz}$ Frecuencia de operación

$d = 4 \text{ m.}$ Diámetros de las antenas

$\eta = 0.65$ Eficiencia del área de las antenas

$L_0 = 50km$ Longitud del salto radioeléctrico

$T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ Temperaturas de ruido

$B = 20MHz$ Ancho de banda

$K = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ Constante de Boltzman

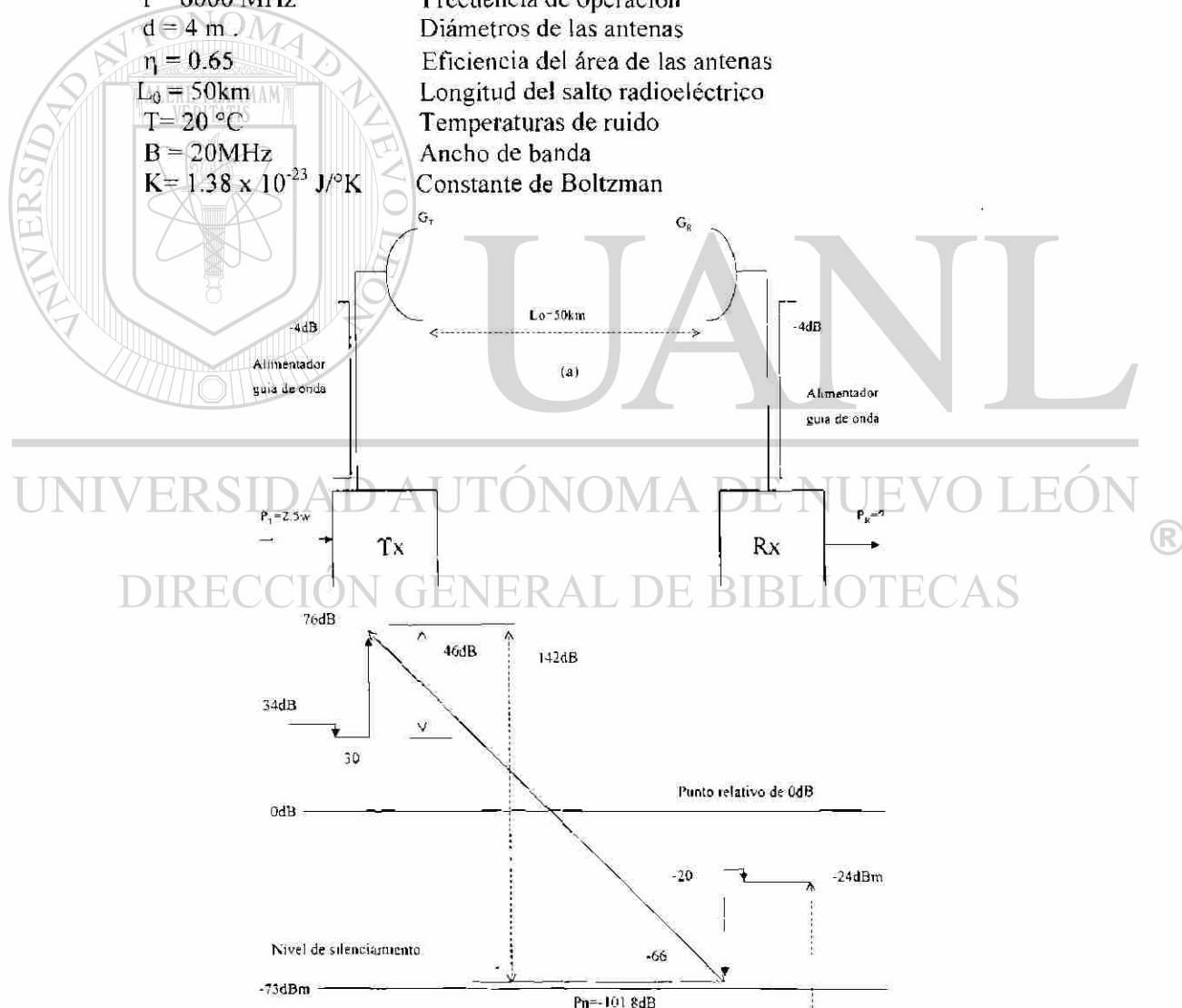


Fig. # 6.3 a) Esquema de un salto radioeléctrico sencillo, b) Niveles de potencia del mismo

6.3.2 NIVEL DE SILENCIAMIENTO:

Es el límite mínimo permisible de potencia de la señal. Son 9dB correspondientes a potencia de umbral ($8p_n$) necesaria en FM para que el discriminador distinga a la señal del ruido. Agregándose otros 20 dB por norma CCIR.

$$P_{GO} = 4 \text{ dB}$$

Pérdidas en cada extremo en guías de onda.

Con referencia al problema planteado en el punto anterior; Calcule:

a) Ganancias de las antenas transmisoras y receptoras:

$$G_T = G_R = \frac{4\pi A \eta}{\lambda^2} = 41000 \quad (46 \text{ dB})$$

donde :

$$A = \frac{\pi d^2}{4} = 12.56 \text{ m}^2$$

$$\lambda = \frac{C}{f} = 0.05 \text{ m}$$

b) Pérdida básica de propagación:

Aplicando la Ec. 6.11, tendremos:

$$P_b = 92.4 + 20 \log 6 \text{ GHz} + 20 \log 50 \text{ km.}$$

$$= 142 \text{ dB} \quad (1.585 \times 10^{14})$$

c) Potencia en el receptor P_R :

La potencia en el transmisor referido a 1mW es:

$$P_T \text{ dBm} \approx 34 \text{ dBm}$$

Sumando algebraicamente los decibeles, la potencia P_R es:

$$P_R = P_T - 4 + G_T - P_b + G_R - 4$$

$$= 34 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4$$

$$= -24 \text{ dBm} \text{ ó } 4 \mu\text{W}$$

d) Relación de Señal a Ruido

La potencia de ruido es:

$$P_n = KTB$$

$$= 1.38 \times 10^{-23} \quad (293) \quad 20 \times 10^6$$

$$= 8.08 \times 10^{-24} \quad (-101.8 \text{ dBm})$$

Entonces la relación de señal a ruido resultará:

$$S_n = \frac{P_R}{P_n} \quad \text{o en dB:}$$

$$S_n = -24 - (-101.8) = 77.8 \text{ dBm}$$

Observe que si se opera con referencia de 1W en vez de 1mW, el resultado es el mismo:

$$P_T \text{ dB}_W = 10 \log \frac{2.5 \text{ W}}{1 \text{ W}} = 4 \text{ dB}_W$$

$$P_R = 4 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = -54 \text{ dB}_W$$

Esto equivale a $3.98 \times 10^{-6} \text{ W} \approx 4 \mu\text{W}$

Otra manera de resolver el problema anterior es la siguiente:

$$-4 \text{ dB equivale a } 0.398 \quad (10^{-0.4} = 0.398)$$

La potencia en el foco de la antena transmisora (considerando las pérdidas en el alimentador) es:

$$P_t = 2.5 \times 0.398 = 0.995 \approx 1 \text{ W}$$

La potencia en la entrada (foco) de la antena receptora es:

$$P_R = \frac{P_t G_T A_r}{4\pi L_0^2} \eta_A$$

$$= \frac{1 \times 41,000 \times 8.168}{4\pi 5^2 \times 10^8} = 10.66 \mu\text{W}$$

En la salida del receptor la potencia considerando las pérdidas en el alimentador es:

$$P_R = 10.66 \times 0.398 \approx 4 \mu\text{W}$$

Si se duplica la potencia del transmisor a 5W (37 dBm ó 7dB_W) la potencia en el receptor también se duplica

$$P_R = 8 \mu\text{W} \quad (-21 \text{ dB}_m \text{ ó } -51 \text{ dB}_W)$$

En forma de ecuación:

Para $P_T = 2.5 \text{ W}$

$$P_R = 4 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = - 54 \text{ dBw}$$

$$P_R = 34 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = - 24 \text{ dBm}$$

Para $P_T = 5 \text{ W}$.

$$P_R = 7 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = - 51 \text{ dBw}$$

$$P_R = 37 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = - 21 \text{ dBm}$$

Se presenta una gráfica de niveles en dBm en la Fig. 6.3

6.3.3 COMUNICACIÓN VÍA SATÉLITE.

Existen satélites para la comunicación por relevo de señales de televisión, voz y datos alrededor del mundo.

Estos satélites se localizan en varias posiciones sobre el ecuador, apareciendo estacionarios sobre la superficie terrestre aunque realmente giren a la misma velocidad de rotación de la tierra. Como mantienen sus mismas posiciones con respecto a la Tierra, se les denominan satélites geoestacionarios o geosincrónicos.

La idea original de satélites sincrónicos de relevo para comunicaciones, se debe al escritor de ciencia-ficción inglés Arthur C. Clarke quien en 1945 lo sugirió en el artículo "Extraterrestrial Relays ". En su honor se les llama órbita o banda de Clarke a la órbita geosincrónica.

6.3.4 RECEPCIÓN DE SEÑALES DE TELEVISIÓN.

Actualmente recibimos señales de TV en dos formas diferentes:

- a) **Televisión terrestre local** en las bandas de frecuencia muy alta (VHF: canales 2 al 6 y 8 al 13) y frecuencia ultra alta (UHF: canales 14 al 83) con transmisores colocados en partes altas de una región con áreas de cobertura correspondientes a una zona metropolitana. Las señales se producen en centros de programación enviándose a los transmisores por medio de microondas.
- b) **Televisión vía satélite de comunicación domésticas** colocados en órbitas fijas (geoestacionarias) en una franja de 70 a 140 longitud oeste a 35,880 kms. del Ecuador (latitud 0°) con áreas de cobertura abarcando un país o varios países (hasta un tercio de la superficie terrestre). También la señal se procesa en centros de programación enviándose por microondas a los satélites geosincrónicos.

Analicemos el segundo caso. Consta de dos partes, las que llamaremos "Enlace ascendente" y "Enlace descendente".

Enlace ascendente. Los satélites localizados en la órbita de Clarke (35,880 Km) se excitan desde la tierra (trayectoria ascendente), por transmisores en el nivel de kilowatts de potencia con ganancias del orden de 50 a 60 dB en la banda de 5.9 a 6.4 GHz (perdidas de transmisión: 199 dB) con señales de video y audio moduladas en frecuencia banda ancha (33MHz por canal).

En el ancho de banda total de 500 MHz se colocan 12 canales. Aprovechando la característica de polarización de la onda electromagnética se colocan otros 12 canales polarizados en cuadratura con los anteriores (12 canales impares con polarización vertical, otros 12 canales con polarización horizontal). También se usan otros rangos de frecuencia además del sistema de 4/6 GHz (7/8 GHz, 12/14 GHz, 20/30GHz). El último rango permitirá un mayor ancho de banda (1500 a 2000 MHz)

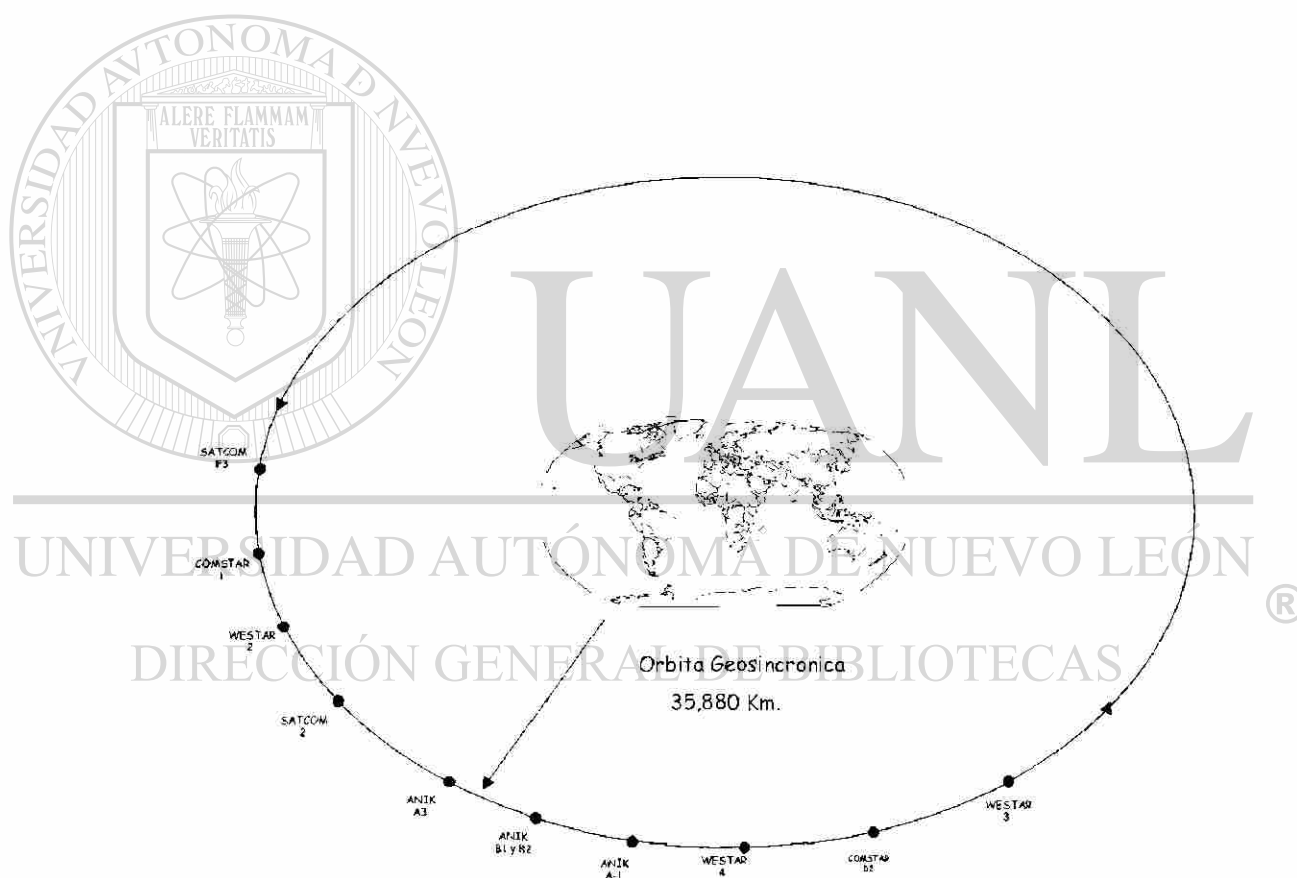


Fig. # 6.4 Satélites domésticos de TV

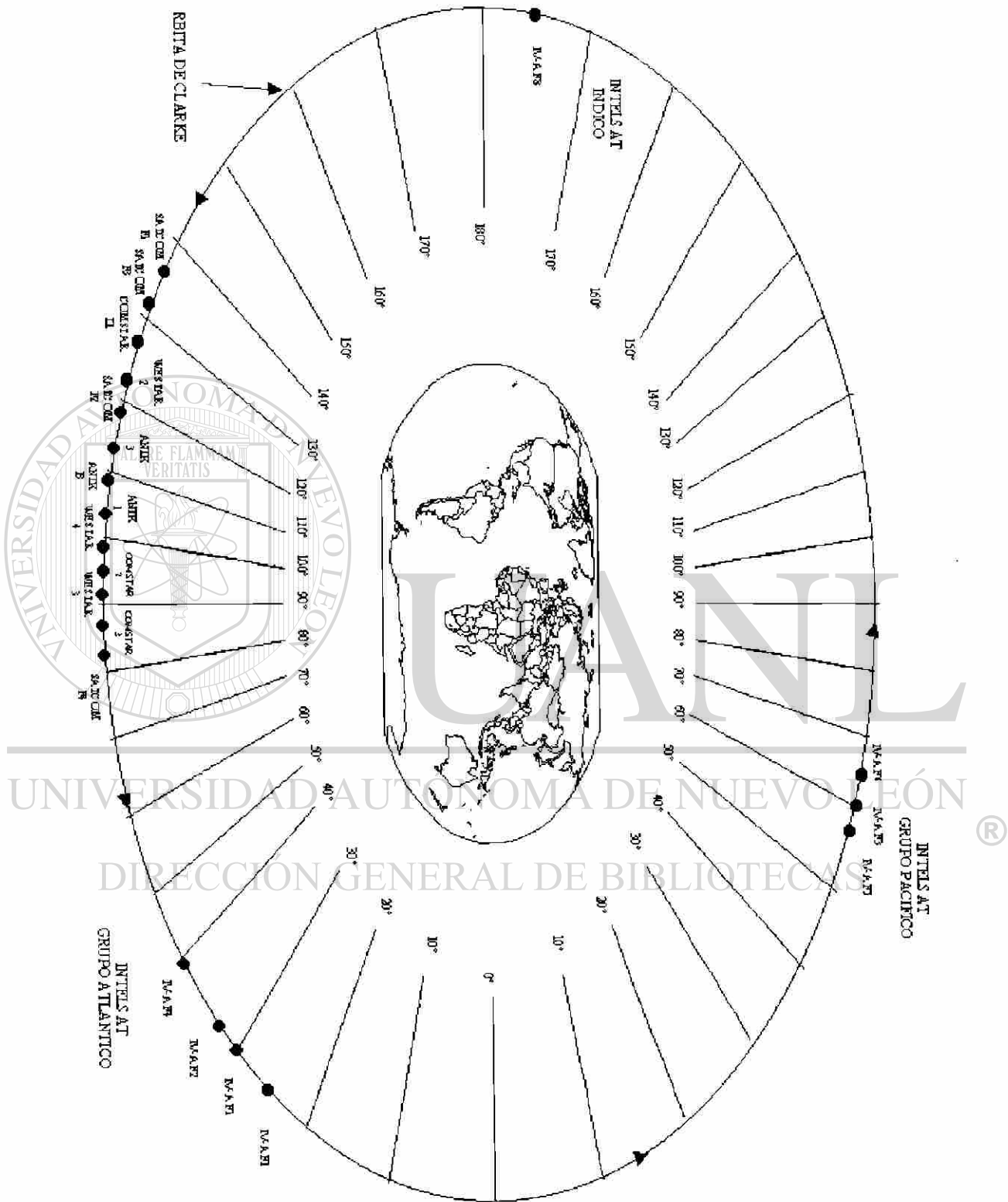


Fig. # 6.5 Localización mundial de los Satélites

Enlace descendente. El satélite geoestacionario recibe la señal en el rango de 6 GHz, la amplifica, cambia de frecuencia (en el rango de 4 GHz, para que no sea interferida por la señal transmitida más potente) y la retransmite hacia la Tierra utilizando el equipo denominado trans-receptor (transponder).

El problema mayor que existe en la señal retransmitida es su nivel de potencia tan pequeño, pues la potencia del trans-receptor es el orden de 5 watts (el amplificador de potencia debe ser muy confiable, pequeño, ligero, eficiente y con un ancho de banda grande) mas la ganancia de la antena produce contornos de niveles de potencia constante de 36 dBw y menores, extendiéndose en el área de un país y desbordándose a otros países (foot print). Al descender viaja distancias del orden de 38,000 Kms. Con perdidas de transmisión de cerca de 196 dB. el nivel de potencia de la señal recibida es tan pequeño (- 160 dBw y menores) que no existe un receptor tan sensible que la capte, además el nivel de la potencia del ruido es mayor (del orden de - 133 dBw) por lo que sería cubierta por el ruido sin poderse rescatar. Por consiguiente el equipo receptor debe ser muy especial. Lo describiremos a continuación.

6.3.5 SISTEMAS DE RECEPCION DE TV VIA SATELITE

Un sistema de solo recepción de señales de TV vía satélite esencialmente requiere de las siguientes tres partes:

- 1) Una antena o eliminador con un disco reflector parabólico o esférico que apuntando hacia la órbita de Clarke no tiene que moverse al localizar un satélite; con el área que presenta (afectada por un factor de eficiencia $n \approx 0.53$) colecta la señal que proviene de la fuente distante y la concentra en un punto focal. Con esta concentración de energía electromagnética (ganancia de la antena) se eleva el nivel de potencia de la señal a un nivel superior al del ruido blanco térmico del mismo disco (20 a 50 ° K) y del preamplificador (80-150 °K) por lo menos en 8 dB. La ganancia de la antena varía con el radio del reflector. Por ejemplo para la frecuencia de operación (4 GHz) y los diámetros siguientes, se especifican la ganancia correspondiente: 2.44 m., 37.5 dBi; 3.5 m., 39.5 dBi; 3.66 m., 41 dBi; 4.6 m., 43 dBi; 6.1m., 45.6 dBi; cuyos anchos de haz de 3 dB son menores de 2°.
- 2) Un amplificador de ruido mínimo, ARM (Low Noise Amplifier) alimentado por el alimentador tipo corneta (Horn) o disco colocado en el punto focal del reflector, el cual es un preamplificador que eleva la señal a un nivel de potencia que pueda excitar el receptor de señal del satélite. El ARM debe ser de ganancia alta (50 a 60 dB) e introducir un ruido muy pequeño. Entonces el factor de ruido es mínimo {1.1 dB (80°K), 1.3 dB (100°K), 1.5 dB (120 ° K), 1.8 dB (150° K)} para que cumpla con los requerimientos de calidad de la señal.
- 3) Un receptor de señal del satélite con el cual se selecciona el canal deseado traslada en frecuencia, amplifica, filtra y demodula la señal de FM para producir la banda base: señal de video de 30 Hz a 4.2 MHz y señal de audio de 50 Hz a 15 KHz.

Existen dos tipos de receptores de satélite, el tipo Howar (diseñado por el Dr. Taylor Howard) y el tipo Coleman (diseñado por el Dr. Robert Coleman). Al primero lo caracterizan dos pasos de conversión de frecuencia: la primera frecuencia intermedia de 500 a 1200 MHz y la segunda frecuencia intermedia de 70 MHz; mientras que el segundo tiene un solo paso de conversión de frecuencia de 3.7- 4.2 GHz cambia a 70 MHz.

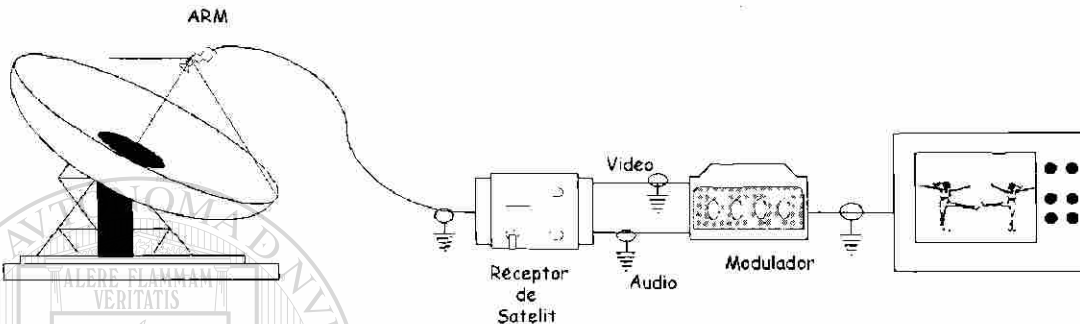
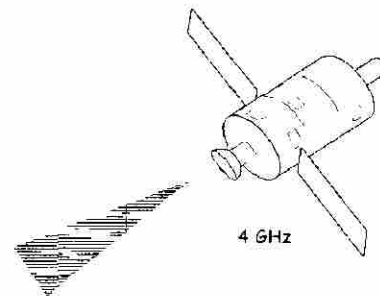


Fig. # 6.6 . Estación terrena de TV vía satélite.

En forma mas detallada explicamos la función de algunas de ellas, son:

1. Disco reflector parabólico o esférico.
2. Alimentador tipo corneta o disco con ranuras circulares.
3. Guía de onda rectangular: recibe el modo dominante ET_{10} con polarización lineal horizontal o vertical.
4. Circulador o aislador: evita que la energía de microondas de los circuitos receptores se fuguen por el ARM y pasen a la antena. Otra función es como acoplador de impedancias de la guía de onda (Z_{ET} de 469 a 511 óhms) al ARM presentándole una impedancia estable de 50 óhms.
5. Amplificador de ruido mínimo (ARM).
6. Línea coaxial de pérdidas mínimas que lleva la señal a 4GHz del ARM al receptor de satélite. Tiene una impedancia característica de 50 óhms y pérdidas que varían de 2 dB hasta 6 dB en 30 m. de longitud del cable.
7. Receptor de señal de satélite con control remoto.
8. Modulador de color de RF, el cual cambia la señal de banda base al formato normal de color del canal 3 o 4 (puede ser a otros canales).
9. Cables coaxiales de 75 óhms.

10. Aparato receptor de TV.
11. Rotor eléctrico para girar la guía de onda y seleccionar entre polarización horizontal y vertical las que contienen 12 canales de TV diferentes.

6.3.6 EJEMPLOS ILUSTRATIVOS DE RECEPCION DE SEÑALES DE SATELITES

1. a) Calcule la calidad de transmisión (relación de señal a ruido) de la señal proveniente de un satélite, considerando un contorno de nivel de potencia de 32 dBw, unas pérdidas de transmisión (del satélite a la tierra) de -196 dB a 4GHz, un ancho de banda de 30 MHz y que solo tiene el alimentador tipo corneta orientado a dicho satélite (no se tiene el reflector parabólico o esférico) con una temperatura de ruido equivalente en el ARM de 120°K.

La potencia de la señal en dB es:

$$P_s = 32\text{dBw} - 196\text{dB} = -164\text{dBw}$$

La potencia máxima disponible de ruido en dB es:

$$P_n = 10 \log 1.38 \times 10^{-23} \times 120 \times 3 \times 10^7 = -133\text{dBw}$$

Entonces la relación de señal a ruido en dB es:

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} &= P_s - P_n \\ &= -164 - (-133) = -31\text{dB} \end{aligned}$$

La señal será enmascarada por el ruido y ya no se podrá rescatar.

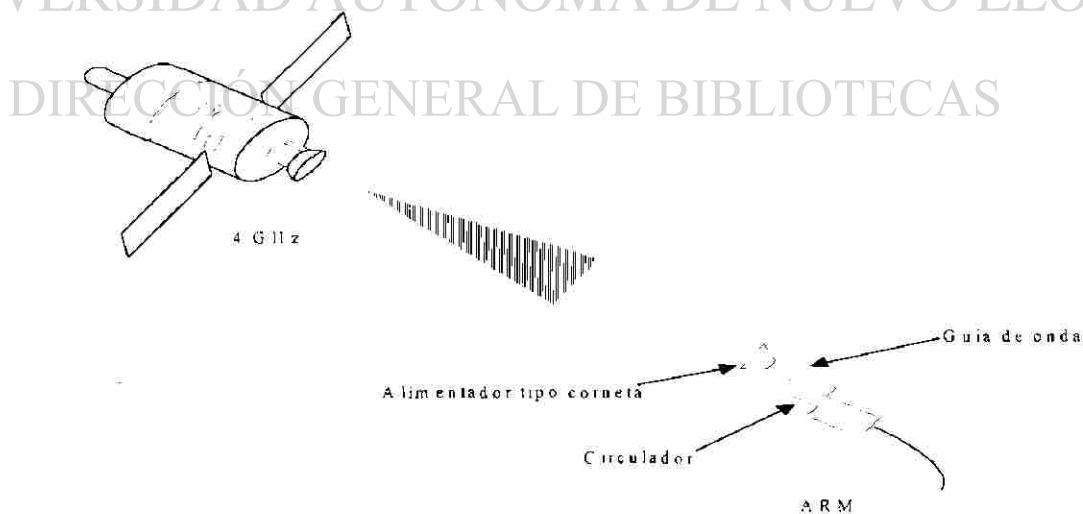


Fig. # 6.7 Recepción con solo el alimentador tipo corneta.

b) Ahora calcule la calidad de transmisión si agregamos el efecto del reflector parabólico con una ganancia sobre la antena isotrópica de 41 dBi.

La potencia de la señal ahora se incrementa en 41 dB.

$$\begin{aligned} P_s &= 32\text{dBw} - 196\text{dB} + 41\text{dBi} \\ &= -123\text{dBw} \end{aligned}$$

En cambio el reflector agrega una temperatura de ruido T_a que depende de un ángulo de elevación. Considerando que esta es de 26°K , la temperatura total es:

$$\begin{aligned} T &= T_a + T_{\text{ARM}} \\ &= 26 + 120 = 146^\circ\text{K} \end{aligned}$$

Con esto, la potencia del ruido se incrementa a :

$$\begin{aligned} P_n &= 10 \log 1.38 \times 10^{-23} \times 146 \times 3 \times 10^7 \\ &= -132.2\text{dBw} \end{aligned}$$

La relación de señal a ruido pasa a ser :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} = -123 - (-132.2) = +9.2\text{dBw}$$

Valor superior al umbral de FM, por lo que podrá recobrase la señal

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Nivel de referencia 0 dBw

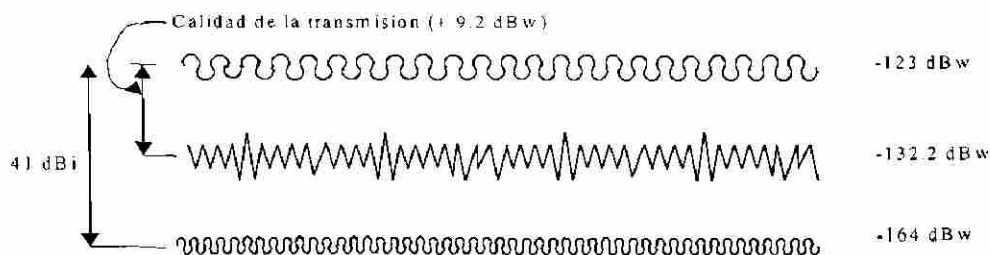


Fig. # 6.8 Niveles de potencia de la señal y del ruido térmico

Considere que los datos de ARM además de la temperatura de ruido 120°K , tiene una ganancia de 50 dB, ancho de banda de 30 Mhz y la guía de onda (WR 229) presenta una impedancia a la señal de 500 óhms cuyo valor es de $22.361 \mu\text{V}$.

El receptor de satélite tiene un factor de ruido de 12 dB, una ganancia de 40dB y ancho de banda de 30 MHz., Calcule:

c) El factor de ruido del amplificador de ruido mínimo.

Este factor lo calculamos con la ecuación que lo define:

$$F_1 = 1 + \frac{T_{e1}}{290^\circ} = 1 + \frac{120^\circ}{290^\circ} = 1.4138 \quad (1.5\text{dB})$$

d) la temperatura de ruido equivalente del receptor de satélite.

$$F_{2\text{dB}} = 12\text{dB} \quad \text{entonces} \quad F_2 = 15.849$$

$$T_{e2} = (F_2 - 1)290^\circ = 4306.2^\circ\text{K}$$

El resultado indica lo ruidoso que es el receptor, teniendo muchas fuentes térmicas de ruido (resistencias) formando su circuito.

e) El factor de ruido y la temperatura de ruido equivalente del ARM y receptor de satélite.

$$F_{\text{eq}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 1.4138 + \frac{14.849}{10^5}$$

$$= 1.4139485 \quad (1.50436 \text{ dB})$$

$$T_{\text{eq}} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} = 120 + \frac{4306}{10^5} + 120.043^\circ\text{K}$$

También se puede calcular de la ecuación:

$$F_{\text{eq}} = 1 + \frac{T_{\text{eq}}}{290^\circ} \quad \text{Donde} \quad T_{\text{eq}} = (F_{\text{eq}} - 1)290^\circ\text{k}$$

Observamos que los valores de F_{eq} y T_{eq} prácticamente no cambiaron con respecto a los valores de F_1 y T_{e1} . De aquí la importancia de tener un valor pequeño para el factor de ruido y un valor grande para la ganancia del primer amplificador del sistema de recepción.

Primero calculemos la potencia de la señal en la entrada.

$$S_i = \frac{v_i^2(t)}{R_j} = \frac{(22.361 \times 10^{-6})^2}{500} = 10^{-12} \text{ W.}$$

En la salida es:

$$S_0 = S_i G_1 G_2 = 10^{-12} \times 10^5 \times 10^4 = 10^{-3} \text{ W.}$$

$$S_0 = 1 \text{ dBm} = -30 \text{ dBW}$$

La potencia del ruido en la salida es:

$$N_0 = K(T_a + T_{e1})B_1 G_1 G_2 + K T_{e2} B_2 G_2$$

$$N_0 = K B G_2 (T_a + T_{e1}) G_1 + T_{e2}$$

$$N_0 = (1.38 \times 10^{-23}) (3 \times 10^7) (1 \times 10^4) (146 \times 10^5) + 4306.$$

$$N_0 = 59.6338 \mu \text{ W} (-42.245 \text{ dBW})$$

Entonces la relación de señal a ruido en la salida es:

$$\left(\frac{S_0}{N_0} \right)_{\text{dB}} = -30 - (-42.245) = 12.245 \text{ dBW.}$$

2. Se ilustra en la figura una estación terrena de recepción vía satélite.

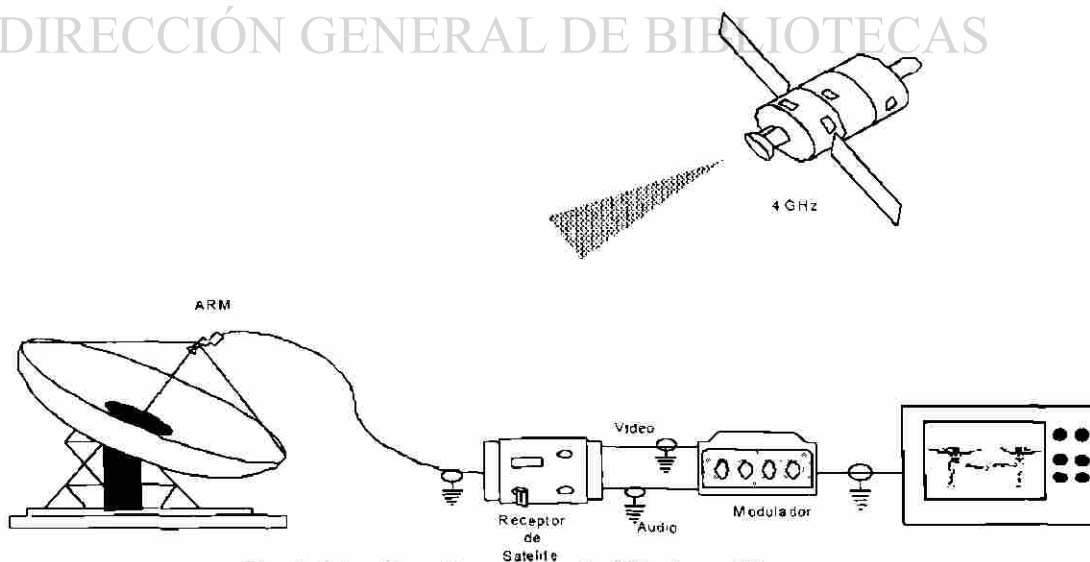


Fig. # 6.9 Estación terrena de TV vía satélite

Los datos de ARM son $F_r = 1.3\text{dB}$, $B = 30\text{MHz}$.

Considere una distancia de $36,000\text{Km}$. y un contorno de nivel de potencia de 29 dBw . También considere una temperatura de ruido de la antena de 26°K .

a) ¿Cuál debe ser la ganancia de la antena y del preamplificador (ARM) si el receptor de satélite necesita -50 dBm ?

La pérdida de propagación es:

$$92.5 + (20\log 4\text{GHz}) + (20\log 36,000)\text{Km} = 195.61\text{dB}.$$

entonces:

$$29 - 195.61 + G_{\text{ant}} + G_{\text{ARM}} = -80\text{dBw} (-50\text{dBm})$$

$$G_{\text{ant}} + G_{\text{ARM}} = 86.61\text{dB}$$

b) Si la antena tiene un reflector parabólico de 4.572m ($15'$) de diámetro con una eficiencia de 53% ¿Cuál es la ganancia del preamplificador?

Primero calcularemos la ganancia de la antena.

$$G_{\text{ant}} = 10 \log \left(\frac{4\pi A \eta}{\lambda^2} \right)$$

$$G_{\text{ant}} = 10 \log \left(\frac{4\pi \times \pi \times 4.572^2 \times 0.53}{4 \times 0.75^2} \right)$$

$$G_{\text{ant}} = 42.88\text{dBi}$$

entonces la ganancia del ARM es:

$$G_{\text{ARM}} = 86.61 - 42.88 = 43.73\text{dB}$$

Para que opere el demodulador de FM (PLL 564), se requiere una señal con una potencia de -20dBm por lo menos. Considerando unas pérdidas de 6dB en el cable coaxial que conecta al preamplificador con el receptor de satélite y las pérdidas de conversión (dos pasos) hasta el demodulador de 14dB .

c) ¿Cuál es la ganancia del ARM y el receptor?

La ecuación de potencias es:

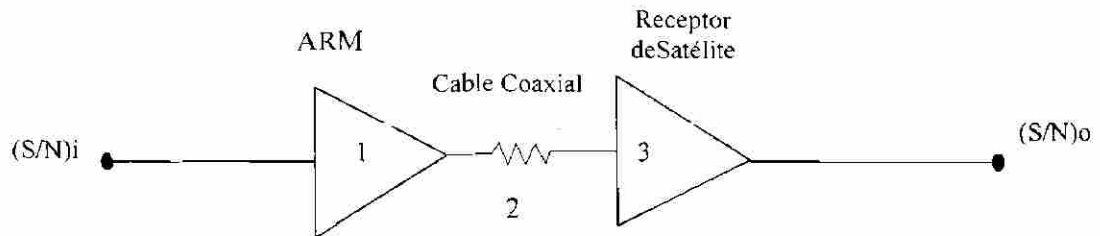
$$(29 - 195.61 + 42.88 - 6 - 14 + G_{\text{ARM}} + G_{\text{R}}) = -50\text{dBw}$$

$$G_{\text{ARM}} + G_{\text{R}} = 93.73\text{dB}$$

Si consideramos una ganancia de 50 dB en el receptor el preamplificador deberá de ser de por lo menos 43.73dB .

d) ¿Cuál es el factor de ruido equivalente del sistema?

Los datos del sistema los colocaremos en la siguiente figura.



$$T_a = 26^\circ\text{K}$$

$$T_{\text{ARM}} = 101.2^\circ\text{K}$$

$$F_1 = 1.4386$$

$$G_1 = 44\text{dB}$$

$$F_2 = 6\text{dB}$$

$$F_2 = 4 = \alpha$$

$$G_2 = \frac{1}{\alpha} = 0.25$$

$$F_3 = 14\text{dB}$$

$$F_3 = 25.12\text{dB}$$

$$G_3 = 50\text{dB}$$

Fig.# 6.10 Datos de la estación terrena

El factor de ruido equivalente es:

$$F_{\text{eq}} = F_1 - \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

$$F_{\text{eq}} = 1.4386 + \frac{4 - 1}{25118.9} + \frac{24.12}{25118.9 \times 0.25}$$

$$F_{\text{eq}} = 1.4426 \text{ (1.59dB)}$$

e) ¿Cuál es la relación de señal a ruido hasta el demodulador de FM?

Primero calcularemos la relación de señal a ruido en la entrada.

$$S_i = 29 - 195.61 + 42.88 = -123.73 \text{ dBw}$$

$$N_i = (1.38 \times 10^{-23})(30 \times 10^6)(26 + 101.2)^\circ\text{K}$$

$$N_i = 5.263 \times 10^{-14} \text{ w}$$

$$N_i = -132.78 \text{ dBw}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = -123.73 - (-132.78) = 9.05\text{dB}$$

Entonces la relación de la potencia de la señal a la potencia del ruido es:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \left(\frac{S}{N}\right)_i - F_{eq}$$

$$= 9.05\text{dB} - 1.59\text{dB} = 7.46\text{dB}$$

3.- En la recepción de TV vía satélite se usa el principio de heterodinaje para trasladar las señales del rango de 3720 a 4180MHz de frecuencias menores. El oscilador local puede tener frecuencias mayores (superheterodinaje) a la de la señal o frecuencias inferiores (infraheterodinaje).

El receptor de satélite es de doble conversión con dos operaciones de heterodinaje.

La primera frecuencia intermedia está entre 500 y 1200MHz.

La segunda frecuencia intermedia (FI_1) es de 70MHz.

a) ¿Cuál es el rango de variación del oscilador local del primer convertidor de frecuencia si $FI_1 = 1200\text{MHz}$ y el rango debe ser menor que las frecuencias entregadas por el ARM?

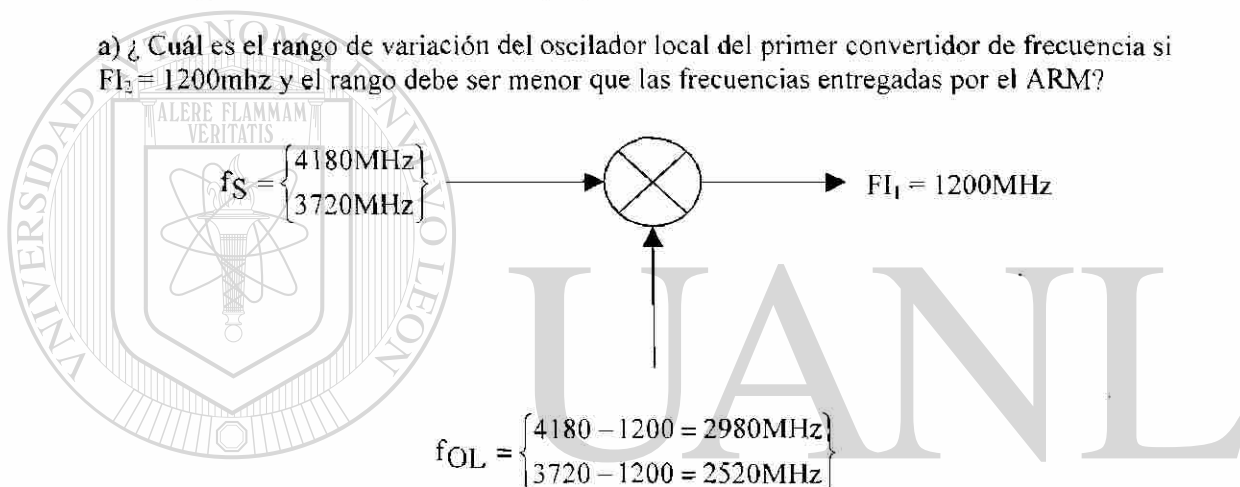


Fig. # 6.11 Esquema del primer convertidor

b) ¿Cuál es el valor de frecuencia del primer oscilador local si se desea recibir el canal 17 (4040MHz)?

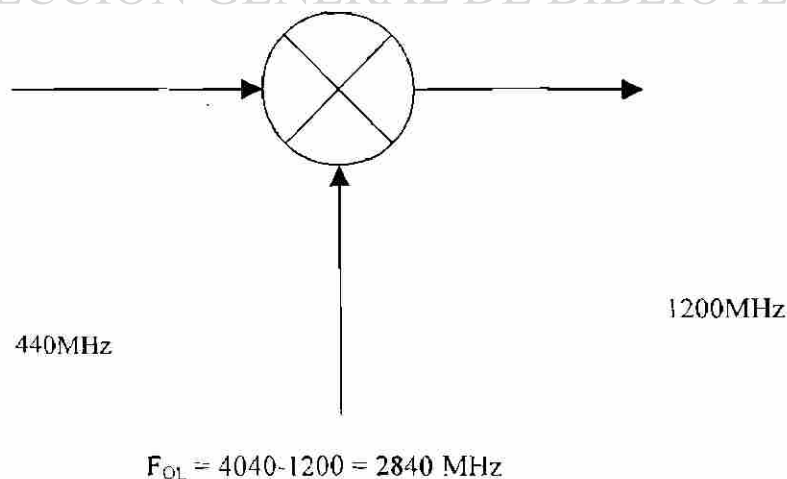


Fig. # 6.12 Esquema del mezclador para recibir el canal 17

c) En todo proceso de heterodinaje se genera una frecuencia útil y una frecuencia indeseable llamada frecuencia imagen. ¿Cuál es la frecuencia imagen correspondiente al canal 17?

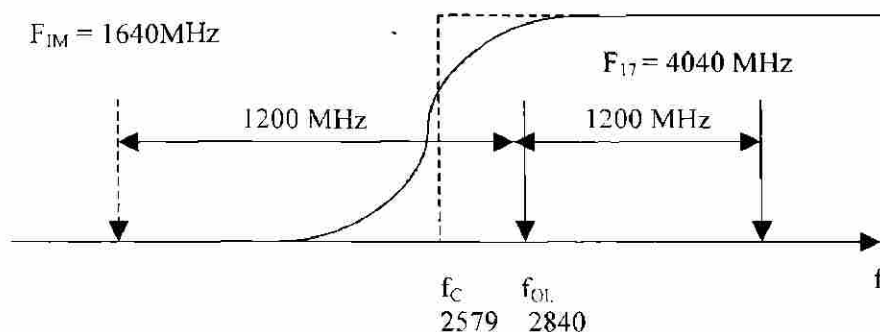


Fig. # 14. Frecuencia indeseable o imagen de canal #17 y característica de filtro de paso alto de la guía de onda.

La frecuencia imagen es:

$$f_{IM} = f_{OL} - f_{FI} = 2840 - 1200 = 1640\text{MHz.}$$

Para la guía de onda utilizada (WR 229) esta frecuencia se atenúa pues la frecuencia de corte es de 2579 MHz.

El segundo oscilador opera a una frecuencia mayor de la que recibe el segundo mezclador.

como: $F_{I2} = 70\text{MHz}$

d) ¿Cuál es la frecuencia del segundo oscilador local?

e) ¿Cuál es la frecuencia imagen correspondiente?

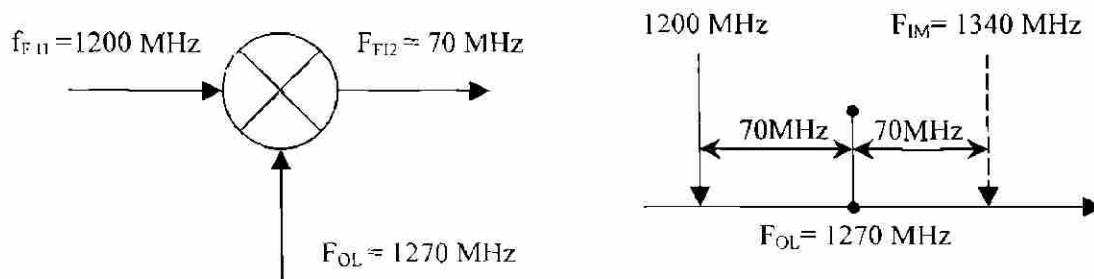


Fig. # 6.14 Frecuencia deseable y frecuencia imagen

$$F_{OL} = 1200 + 70 = 1270\text{MHz}$$

$$f_{IM} = 1270 + 70 = 1340\text{MHz}$$

4. La calidad de la señal de imagen en el aparato de TV se mide con la relación señal a ruido S/N , la cual desde luego depende de la relación de señal a ruido en la entrada que simboliza C/N y será la que se tiene en la entrada del preamplificador (ARM).

Entonces la relación de señal a ruido (C/N) es el factor determinante en la calidad de la imagen en el receptor de TV especialmente cuando desciende del umbral de FM del receptor de satélite. La mayoría de receptores tienen un umbral próximo a 8dB. (FM threshold).

Una vez que se cumple el nivel de 8dB de C/N , cualquier incremento en él, también aumenta la relación de señal a ruido (S/N) incrementando la calidad de imagen en TV.

Por ejemplo, los fabricantes especifican la relación de señal a ruido S/N como 51.5 dB mínimo si $C/N = 14$ dB en dichos receptores de satélite.

Normalmente la relación es:

$$S/N = C/N + 37.5\text{dB}$$

El aumento de S/N con respecto a C/N se debe al uso de FM/FM. El cálculo es:

$$S/N = C/N + 20\log(\text{DFV}/\text{MFV}) + 10\log(\text{B2}/\text{FMV}) + 10\log 6 + E$$

Donde:

"DFV" es la desviación pico de frecuencia en video igual a 10.7 MHz.

"MFV" es la máxima frecuencia de video en banda base igual a 4.2 MHz.

"B2" es el ancho de banda de la frecuencia intermedia (típicamente es 30 MHz).

"10log6" es el ajuste de ruido por la medición en valor efectivo (eficaz).

"E" es la mejora debido al énfasis de video (efecto en toda la trayectoria) igual a 13dB.

$$S/N = C/N + 20\log(10.7/4.2) + 10\log(30/4.2) + 10\log(6) + 13$$

$$S/N = C/N + 8.12 + 8.54 + 7.78 + 13$$

$$S/N = C/N + 37.44\text{dB}$$

Lo que justifica los datos especificados por el fabricante.

Al número 37.5 se le llama "Factor de Mejora de FM", el cual indica que si la potencia de la señal (portadora) en la entrada es 10.5dB mayor que la potencia del ruido,

$$C/N = 10.5\text{dB a } 4\text{GHz}$$

Se tendrá una relación de potencia de la señal a la potencia del ruido de 48dB, en banda base después de demodulación,

$$S/N = 48\text{dB en banda base}$$

Existe una tabla de conversión entre C/N y S/N.

C/N (dB)	S/N (dB)	Comentarios
6	*	Menor del umbral de FM, imagen con ruido.
7	45	En el umbral de FM en los mejores receptores. Manchas de ruido.
8	46	En el umbral de FM en la mayoría de receptores. Manchas de ruido.
9	47	Arriba del umbral de FM. Excelente imagen.
10	48	Calidad superior a las videograboras.
11	49	Calidad igual a los sistemas de cable visión
12	50	Calidad superior a cable visión.
13	51	Calidad de radiodifusión.
14	52	Calidad superior a radiodifusión

* No existe valor

Tabla 6.1 Conversión entre C/N y S/N

De aquí se desprende la importancia de la relación C/N: potencia de la portadora a la potencia del ruido en la entrada del preamplificador.

A su vez obtendremos que esta relación C/N depende del factor de mérito G/T, esto es, ganancia de la antena con respecto a la temperatura equivalente de ruido de la antena y el preamplificador (ARM).

La ecuación correspondiente a C/N en decibeles, la obtuvimos al principio de este capítulo, la cual es:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = PRE_{Sat\ dB} - P_b_{dB} - F_{p\ dB} + G_{ant\ dB} - K_{dB} - B_{dB} - T_{dB}$$

o sea:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = \left(\frac{G_a}{T}\right)_{dB} PRE_{Sat\ dB} - P_b_{dB} - F_{p\ dB} - K_{dB} - B_{dB}$$

Donde :

- (G_a / T) dB Es el factor de mérito de la estación terrestre
- PRE sat Es la potencia radiada efectiva dependiendo de la localización de la estación terrena, (foot print).
- P_b dB Es la pérdida básica de propagación que depende de la distancia entre 41,756 Km (196.9 dB) y 35880 Km. (195.5 dB).
- F_pdB Es el factor de perdidas debido a diferentes causas (absorción atmosférica, atenuación por la lluvia, error de orientación, de polarización, etc.) Varía de 0.2 dB a 1 dB.
- KdB Es la constante de Boltzmann en dB (-228.6 dBw / °K).
- BdB Es el ancho de banda del receptor (30 MHz)

En cada estación terrena localizada en algún lugar, el factor de mérito (Ga/T) es la única variable a considerar, en cuanto a costo versus calidad y la selección del diámetro del reflector de la antena y el factor de ruido (o temperatura de ruido) del amplificador (ARM).

5) En una estación terrena transmisora de TV vía satélite de 4/6 GHz, se usa la guía de onda en el transmisor WR 159. Para el modo dominante calcule las componentes de la onda electromagnética si se transmiten 3KW de potencia. Suponga una frecuencia de 6 GHz.

Los datos de la guía de onda WR 159 son:

$$a = 1.59'' = 4.0386 \text{ cm.} \quad b = 0.795'' = 2.0193 \text{ cm}$$

$$f_c = 3.714 \text{ GHz}$$

Para el modo dominante ET_{10} las componentes son:

$$E_z = 0, E_x = 0, H_y = 0$$

$$E_y = E_0 \sin \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_g z}$$

$$H_x = \frac{-E_0}{Z_{ET}} \sin \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_g z}$$

$$H_z = \frac{-E_0}{Z_{ET}} \cos \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_g z}$$

$$\text{Donde: } E_0 = -j \frac{\omega \mu a}{\pi} H_0$$

La potencia transmitida se calcula con la ecuación:

$$P_t = \frac{1}{2} \int_0^a \int_0^b (-E_y H_x) dx dy$$

$$P_t = \frac{1}{2} \int_0^a \int_0^b \left(\frac{E_0^2}{Z_{ET}} \sin^2 \frac{\pi}{a} x \right) dx dy$$

$$P_t = \frac{E_0^2}{Z_{ET}} \frac{ab}{4} = 3000 \text{ w}$$

$$\text{Donde: } Z_{ET} = \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{3.714}{6}\right)^2}} = 480 \Omega$$

Entonces:

$$E_o = 84042 \frac{V}{m} = 59417.7 \frac{V}{m} \quad \text{efectivos}$$

$$y H_o = j \frac{E_o}{w\mu a} = j 138 \frac{A}{m}$$

En resumen las expresiones son, en valores efectivos:

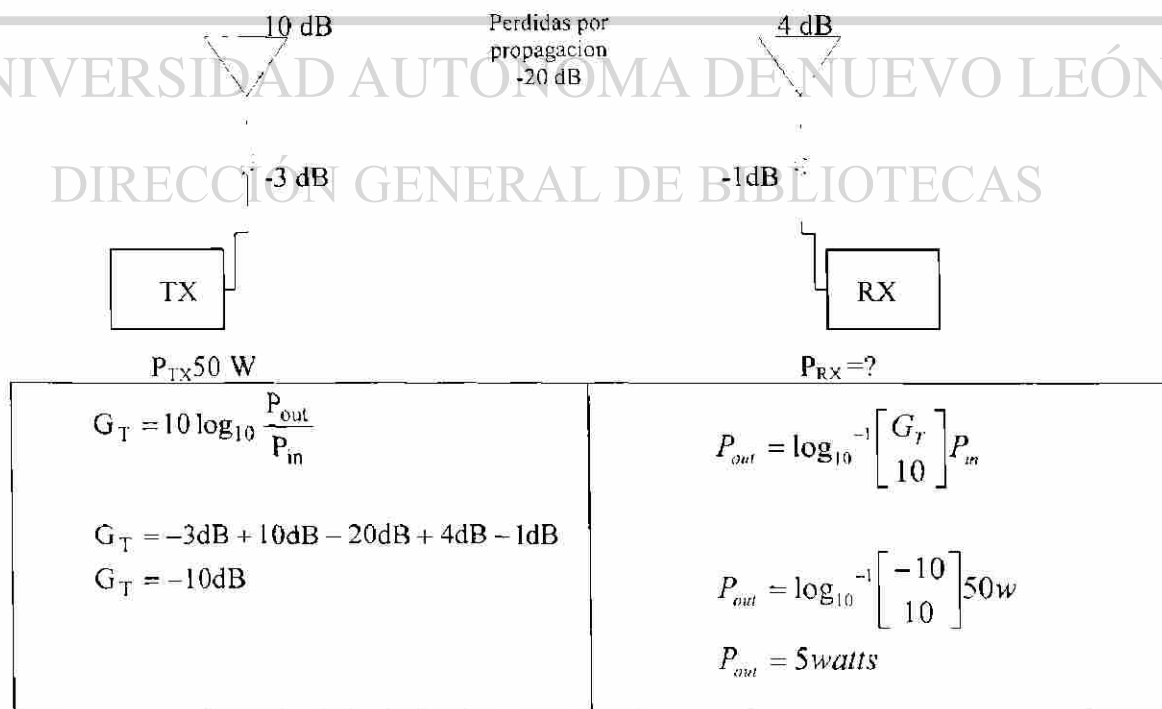
$$E_y = 59417.7 \text{ sen } 77.79 \times e^{-j\beta g z} \frac{V}{m}$$

$$H_x = -j 123.8 \text{ sen } 77.79 \times e^{-j\beta g z} \frac{V}{m}$$

$$H_z = j 97.6 \text{ cos } 77.79 \times e^{-j\beta g z} \frac{V}{m}$$

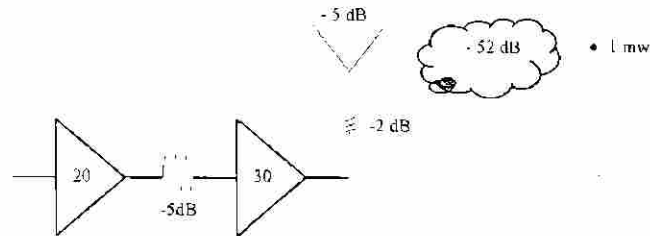
6.4 SECCION DE PROBLEMAS RESUELTOS

Calcular la potencia en el receptor.



Ejemplo:

Calcular la potencia a la cual se necesita alimentar al sistema para obtener en el punto deseado 1mw de potencia.



$$G_{dB} = 10 \log_{10} 20$$

$$G_{dB} = 13.01 \text{ dB}$$

$$G_{dB} = 10 \log_{10} 30$$

$$G_{dB} = 14.77 \text{ dB}$$

$$G_T = 13.01 \text{ dB} - 5 \text{ dB} + 14.77 - 2 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 52 \text{ dB}$$

$$G_T = -26.22 \text{ dB}$$

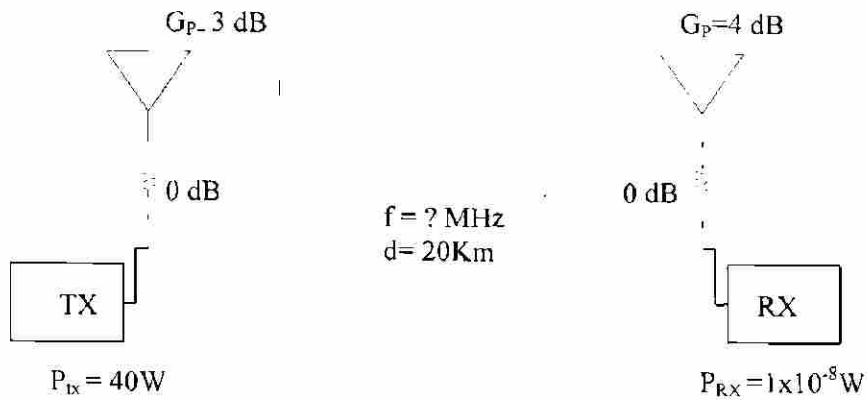
$$G_{TdB} = 10 \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \log_{10}^{-1} \left[\frac{G_{TdB}}{10} \right]$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\log_{10}^{-1} \left[\frac{G_{TdB}}{10} \right]}$$

$$P_{in} = \frac{1 \times 10^{-3}}{\log_{10}^{-1} \left[\frac{-26.22}{10} \right]}$$

$$P_{in} = 418.8 \text{ mwatts}$$



Perdidas en los cables del transmisor y receptor son despreciables.

$$P_{R_x} = P_{T_x} + G_T - \Gamma + G_R$$

$$\Gamma = P_{T_x} - P_{R_x} + G_T + G_R$$

$$P_{R_x} = 10 \log_{10} 1 \times 10^{-8}$$

$$P_{R_x} = -80 \text{ dB}$$

$$P_{T_x} = 10 \log_{10} 40$$

$$P_{T_x} = 16.02 \text{ dB}$$

$$G_T = 10 \log_{10} 3$$

$$G_T = 4.77 \text{ dB}$$

$$G_R = 10 \log_{10} 4$$

$$G_R = 6.02 \text{ dB}$$

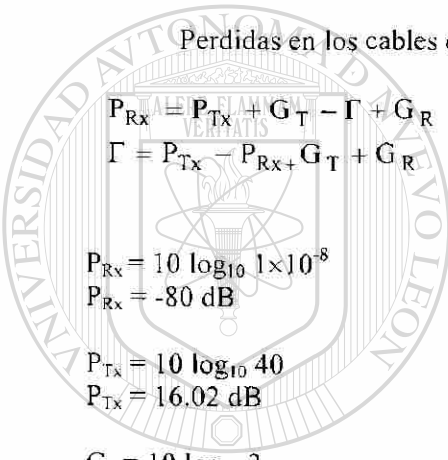
$$-\Gamma = -(-80) + 16.02 + 4.77 + 6.02$$

$$-\Gamma = 106.81 \text{ dB}$$

$$\Gamma = \log_{10}^{-1} \left[\frac{-106.81}{10} \right]$$

$$\Gamma = 20.84 \times 10^{12}$$

Nota: Las pérdidas siempre serán menor que la unidad.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



$$\Gamma = \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

$$\lambda = \sqrt{[4\pi(20 \times 10^3)]^2 [20.84 \times 10^{-12}]}$$

$$\lambda = 1.146 \text{ mts}$$

$$f = \frac{C}{\lambda}$$

$$f = \frac{3 \times 10^8}{1.147}$$

$$f = 261.52 \text{ MHz}$$

6.5 SECCION DE PROBLEMAS PROPUESTOS

Problema 1

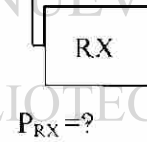
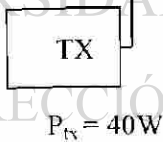
$\eta = 80\%$
 $G_D = 3 \text{ dB}$

$\eta = 90\%$
 $G_D = 4 \text{ dB}$

-1 dB

-1 dB

$f = 150 \text{ MHz}$
 $d = 30 \text{ Km}$



Problema 2

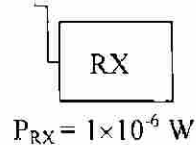
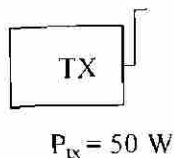
$G_p = 5 \text{ dB}$

$G_p = 7 \text{ dB}$

-1 dB

-1 dB

$f_{Max} = ?$
 $d = 30 \text{ Km}$



CAPITULO 7

ANÁLISIS MATEMÁTICO DE LAS ANTENAS

7.1 LA ANTENA ELEMENTAL (el elemento de corriente)

Un elemento de corriente $I d\ell$ se refiere a una corriente filamentaria I fluyendo a lo largo de una longitud elemental $d\ell$. Algo aproximado a esto es lo que sucede cuando una corriente I fluye en una longitud muy corta de alambre muy delgado. La longitud tan corta nos permite suponer que la corriente es esencialmente constante a lo largo de toda la longitud.

Aunque un elemento de corriente aislado puede parecer un concepto muy irreal, cualquier antena puede ser considerada como formada por un gran número de tales elementos unidos extremo con extremo. Entonces, si el campo electromagnético de esos elementos es conocido, el campo electromagnético de cualquier antena real teniendo una distribución de corriente específica puede ser calculado.

La figura 7.1 muestra el elemento de corriente en el origen y está orientado a lo largo del eje z . El sentido positivo de la corriente se toma en la dirección \hat{a}_z . Se supone una corriente uniforme $I_0 \cos \omega t$ en esta corta longitud ℓ . El problema es calcular el campo electromagnético en un punto arbitrario P .

$$I_0 \cos \omega t$$

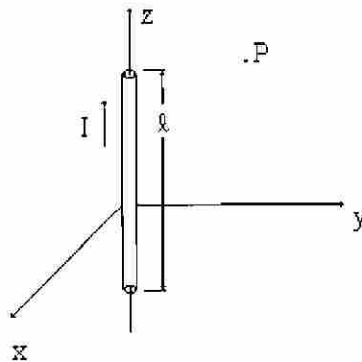


Fig. # 7.1

El primer paso es la aplicación de la expresión del potencial magnético vectorial retardado,

$$A = \int \frac{\mu_0 \{I\} d\ell}{4\pi R} \quad (\text{Ec. 7.1})$$

Que no requiere integración para el filamento muy corto supuesto,

$$\bar{A} = \frac{\mu_0 \{I\} \ell}{4\pi R} a_z \quad (\text{Ec. 7.2})$$

Solamente la componente de \bar{A} en la dirección de z está presente, porque la corriente solo fluye en la dirección de a_z .

En las ecuaciones 7.1 y 7.2:

A = Potencial magnético vectorial en el punto P

μ_0 = Permeabilidad magnética del espacio libre = $4\pi \times 10^{-7}$

$\{I\}$ = Corriente retardada

ℓ = Longitud del elemento de corriente

R = Distancia desde el elemento de corriente hasta el punto P.

En cualquier punto P, a una distancia R del origen (donde tenemos situado nuestro elemento de corriente), la corriente se retarda en R/c y si $I = I_0 \cos \omega t$ entonces:

$$\{I\} = I_0 \cos \left\{ \omega \left(t - \frac{R}{c} \right) \right\} \quad (\text{Ec. 7.3})$$

o representándola en notación compleja,

$$\{I\} = I_0 e^{-j\omega \frac{R}{c}} \quad (\text{Ec. 7.4})$$

Donde:

I_0 = Corriente máxima (en el tiempo)

$$\omega = 2 \pi f$$

f = Frecuencia de la señal.

c = Velocidad de la onda electromagnética en el espacio libre $= 3 \times 10^8$ m/seg.

e = Base de los logaritmos naturales.

Realmente la ecuación (7.4) debiera estar multiplicada por $e^{j\omega t}$ pero este término ha sido omitido, ya que para todos los casos en los que estamos interesados se supone que tenemos una corriente variando en el tiempo senoidal o cosenoidal a una frecuencia constante que es el significado de $e^{j\omega t}$.

Sustituyendo (7.4) en (7.2) la componente de A en la dirección de z será:

$$A_z = \frac{\mu_0 I_0 l}{4\pi R} e^{-j\omega R/c} \quad (\text{Ec. 7.5})$$

Usando un sistema mixto de coordenadas, por el momento, reemplazamos R (mayúscula) por (minúscula) del sistema de coordenadas esféricas y, a continuación determinemos cuales componentes esféricas aparecen. Del análisis de la figura (7.2) determinamos que:

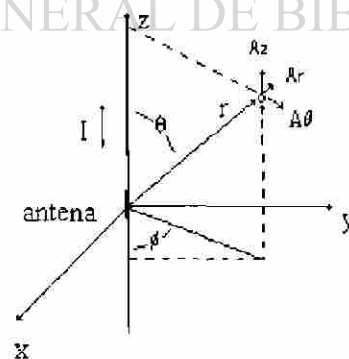


Fig. # 7.2

$$A_r = \cos\theta \quad (\text{Ec. 7.6})$$

$$-A_\theta = \text{sen}\theta \quad (\text{Ec. 7.7})$$

y por consiguiente,

$$A_r = \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi R} \cos\theta e^{-j\omega r/c} \quad (\text{Ec 7.8})$$

$$A_\theta = -\frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \text{sen}\theta e^{-j\omega r/c} \quad (\text{Ec 7.9})$$

o también,

$$A = \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \cos\theta e^{-j\omega r/c} \hat{a}_r - \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \text{sen}\theta e^{-j\omega r/c} \hat{a}_\theta \quad (\text{Ec 7.10})$$

Representemos por γ al termino $j\omega/c$.

Entonces:

$$A = \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \cos\theta e^{-\gamma r} \hat{a}_r - \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \text{sen}\theta e^{-\gamma r} \hat{a}_\theta \quad (\text{Ec. 7.11})$$

A partir de estas dos componentes de potencial magnético vectorial en P se puede encontrar B (densidad de flujo magnético) y en consecuencia H (intensidad de campo magnético) utilizando la definición de A ,

$$B = \mu_0 H = \nabla \times \vec{A} \quad (\text{Ec. 7.12})$$

Aplicando la ecuación de rotacional para sistema esférico a (7.11) obtenemos:

$$\nabla_x A = \left(\frac{\mu_0 I_0 \ell \gamma}{4\pi r} \operatorname{sen} \theta e^{-r} + \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r^2} \operatorname{sen} \theta e^{-r} \right) a_\phi \quad (\text{Ec. 7.13})$$

$$H = \frac{\nabla_x A}{\mu_0} = \left(\frac{I_0 \ell \gamma}{4\pi r} \operatorname{sen} \theta e^{-r} + \frac{I_0 \ell}{4\pi r^2} \operatorname{sen} \theta e^{-r} \right) a_\phi \quad (\text{Ec. 7.14})$$

Las componentes del campo eléctrico, que deben asociarse con este campo magnético, se encuentra a partir de una de las ecuaciones de Maxwell $\nabla_x H = J + \frac{\partial D}{\partial t}$ aplicada a una región en la que no hay corriente de conducción ($J = 0$).

$$\nabla_x H = \frac{\partial D}{\partial t} \quad (\text{Ec. 7.15})$$

en notación compleja:

$$\nabla_x H = j\omega \epsilon_0 E \quad (\text{Ec. 7.16})$$

Aplicando la ecuación de rotacional a (7.14) obtenemos:

$$\nabla_x H = \left(\frac{I_0 \ell \gamma e^{-r}}{4\pi r^2} 2 \cos \theta + \frac{I_0 \ell e^{-r}}{4\pi r^3} 2 \cos \theta \right) ar + \left(\frac{I_0 \ell \gamma^2 e^{-r}}{4\pi r} \operatorname{sen} \theta + \frac{I_0 \ell \gamma e^{-r}}{4\pi r^2} \operatorname{sen} \theta + \frac{I_0 \ell e^{-r}}{4\pi r^3} \operatorname{sen} \theta \right) a_\theta$$

(Ec. 7.17)

Reacomodando:

$$\nabla_x H = \frac{I_0 \ell \cos \theta}{2\pi} \left(\frac{1}{r^3} e^{-r} + \frac{1}{r^2} \gamma e^{-r} \right) ar + \frac{I_0 \ell \operatorname{sen} \theta}{4\pi} \left(\frac{1}{r^3} e^{-r} + \frac{1}{r^2} \gamma e^{-r} + \frac{1}{r} \gamma^2 e^{-r} \right) a_\theta \quad (\text{Ec. 7.18})$$

Y de (7.16) obtenemos la ecuación del campo eléctrico:

$$E = \frac{\nabla x H}{j\omega\epsilon_0} = \frac{I_0 \ell \cos\theta}{2\pi j\omega\epsilon_0} \left(\frac{1}{r^3} e^{-\gamma r} + \frac{1}{r^2} \gamma e^{-\gamma r} \right) ar + \frac{I_0 \ell \sin\theta}{4\pi j\omega\epsilon_0} \left(\frac{1}{r^3} e^{-\gamma r} + \frac{1}{r^2} \gamma e^{-\gamma r} + \frac{1}{r} \gamma^2 e^{-\gamma r} \right) a\theta$$

(Ec. 7.19)

Las conclusiones obtenidas (ecuaciones 7.14 y 7.19) para los campos eléctrico y magnético son indicativas de la razón por la que tantos problemas que comprenden antenas se resuelven experimentalmente en vez de hacerlos por métodos teóricos. El sencillo elemento de corriente y la sencilla expresión para su corriente “estallaron” en el complicado campo descrito por las ecuaciones (7.14) y (7.19).

Sin embargo, alguna simplificación lograremos si consideramos que “r” es demasiado grande: los términos que varían con $1/r^2$ y con $1/r^3$ pueden ser despreciados en favor del término que varía con $1/r$. Esto es, en el campo lejano solo tendremos dos componentes del campo efectivas, E_θ y H_ϕ , dadas por:

$$E_\theta = \frac{I_0 \ell \sin\theta \gamma^2}{4\pi j\omega\epsilon_0 r} e^{-\gamma r}$$

(Ec. 7.20)

$$H_\phi = \frac{I_0 \ell \sin\theta \gamma}{4\pi r} e^{-\gamma r}$$

(Ec. 7.21)

Tomando la razón de E_θ a H_ϕ dadas por (7.20) y (7.21), obtenemos:

$$\frac{E_\theta}{H_\phi} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon_0} = \frac{j\omega/c}{j\omega\epsilon_0} = \frac{j\omega}{j\omega\epsilon_0 c} = \frac{1}{\epsilon_0 c} = \frac{1}{\epsilon_0 \left(\frac{1}{\mu_0 \epsilon_0} \right)} = \frac{\mu_0 \epsilon_0}{\epsilon_0} = \mu_0 \epsilon_0 = Z_0 = 120\pi = 377\Omega$$

(Ec.7.22)

Esta es la impedancia intrínseca del espacio libre (Z_0).

El valor promedio (en el tiempo) del vector de Poynting está dado por:

$$\frac{1}{2} \operatorname{Re}(E \times \bar{H}^*) - \text{Densidad de potencia promedio} \quad (\text{Ec. 7.23})$$

Con lo que podemos calcular la densidad de flujo de potencia promedio en el tiempo sin usar las formas instantáneas. Entonces la densidad de potencia promedio radiada es:

$$\text{Dens}_{\text{pr}} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(E \times \bar{H}^*) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(E a_{\theta} \times \bar{H}^* a_{\phi}) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(E_{\theta} H_{\phi}^*) r \quad (\text{Ec. 7.24})$$

Para aplicar (7.24) modifiquemos las ecuaciones de E y \bar{H} sustituyendo con la siguiente igualdad:

$$\gamma = j \omega / c = j \beta \quad (\text{Ec. 7.25})$$

Donde $\beta = \omega / c =$ constante de fase.

$$E_{\theta} = \frac{I_0 \ell \operatorname{sen} \theta (j\beta)^2}{4\pi j \omega \epsilon_0 r} e^{-j\beta r} = j \frac{I_0 \ell \beta^2 \operatorname{sen} \theta}{4\pi \omega \epsilon_0 r} e^{-j\beta r} \quad (\text{Ec. 7.26})$$

$$E_{\theta} = j \frac{I_0 \ell \beta^2 \operatorname{sen} \theta}{4\pi \omega \epsilon_0 r} e^{-j\beta r}$$

$$H_{\phi} = \frac{I_0 \ell \operatorname{sen} \theta j \beta}{4\pi r} e^{-j\beta r} = j \frac{I_0 \ell \beta \operatorname{sen} \theta}{4\pi r} e^{-j\beta r}$$

$$H_{\phi}^* = -j \frac{I_0 \ell \beta \operatorname{sen} \theta}{4\pi r} e^{j\beta r} \quad (\text{Ec. 7.27})$$

Aplicando (7.24) obtenemos:

$$\text{Dens}_{pr} = \frac{1}{2} \left(\frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3 \sin^2 \theta}{16\pi^2 \omega \epsilon_0 r^2} \right) ar = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3 \sin^2 \theta}{32\pi^2 \omega \epsilon_0 r^2} ar \quad \text{watts} \quad \text{mto}^2 \quad (\text{Ec. 7.28})$$

El patrón de potencia obtenido de esta ecuación es mostrado en la figura (7.3)

La potencia total (en el espacio) promedio (en el tiempo) que cruza la superficie de una esfera de radio "r" está dada por la integral:

$$P_t = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} (\text{Dens}_{pr}) da \quad (\text{Ec. 7.29})$$

$$\int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \left(\frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3 \sin^2 \theta}{32\pi^2 \omega \epsilon_0 r^2} \right) (r^2 \sin \theta d\theta d\phi)$$

Ecuación que representa también, por lo tanto, la potencia total radiada por la antena.

Resolviendo la integral,

$$P_t = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3}{32\pi^2 \omega \epsilon_0} \cdot (2\pi) \left(\frac{4}{3} \right) = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3}{12\pi \omega \epsilon_0} \quad \text{watts} \quad (\text{Ec. 7.30})$$

$$P_t = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3}{12\pi \omega \epsilon_0}$$

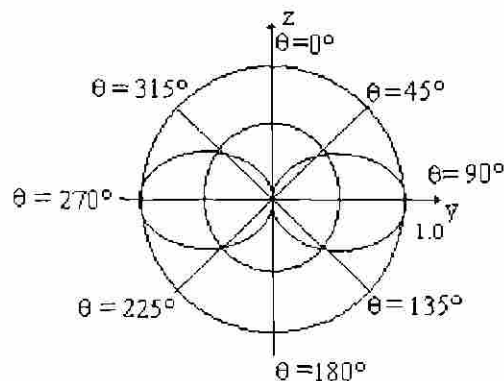


Fig. # 7.3

Utilizando las igualdades: $Z_0=1/\epsilon_0 c=120\pi$ (tomada de 7.22); $\beta=\omega/c$; $\omega=2\pi f$ y $\lambda=c/f$:

$$P_t = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3}{12\pi\omega\epsilon_0} = \frac{I_0^2 \ell^2 \omega^3 / c^3}{12\pi\omega\epsilon_0} = \frac{I_0^2 \ell^2 \omega^2}{12\pi\epsilon_0 c^3} = \frac{I_0^2 \ell^2 \omega^2}{12\pi\epsilon_0 c^2}$$

$$= \frac{I_0^2 \ell^2 (2\pi)^2 f^2 Z_0}{12\pi c^2} = \frac{I_0^2 \ell^2 (2\pi)^2 Z_0}{12\pi \lambda^2} = \frac{I_0^2 \ell^2 (2\pi)^2 (120\pi)}{12\pi \lambda^2}$$

$$P_t = \frac{40\pi^2 I_0^2 \ell^2}{\lambda^2} \text{ watts.} \quad (\text{Ec. 7.31})$$

La resistencia de radiación de la antena elemental (elemento de corriente) se calcula a partir de la definición dada en capítulo cuatro.

$$R_r = \frac{P_t}{I^2} = \frac{P_t}{\left(I_0 / \sqrt{2}\right)^2} = \frac{2P_t}{I_0^2} = \frac{2(40\pi^2)(I_0^2 \ell^2 / \lambda^2)}{I_0^2}$$

$$R_r = 80\pi^2 \ell^2 / \lambda^2 \Omega$$

(Ec. 7.32)

La ganancia directiva se obtiene a partir de la definición dada también en el capítulo cuatro.

$$G = \frac{\text{Dens } P_r}{P_t / 4\pi r^2} = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3 \sin^2 \theta}{\left(\frac{32\pi^2 \omega \epsilon_0 r^2}{12\pi \omega \epsilon_0} \right) / 4\pi r^2} \quad (\text{Ec. 7.33})$$

$$G = \frac{3}{2} \sin^2 \theta$$

Y de aquí la directividad será:

$$D = 3/2 = 1.5 \text{ (en la dirección de } \theta = 90^\circ \text{)} \quad (\text{Ec. 7.34})$$

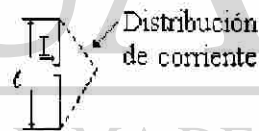
Las ecuaciones anteriores son válidas solo para el elemento de corriente al que hemos llamado antena elemental. Para poder considerar una antena como elemental hemos de suponer que la antena debe ser bastante pequeña comparada con la longitud de onda, esto es;

$$\ell \leq \lambda / 100$$

7.2 LA ANTENA DIPOLO CORTA

El elemento de corriente hipotético es útil solo para trabajos teóricos, pero no es una antena práctica. El “Dipolo Elemental” o dipolo corto es una antena alimentada en el centro y que tiene una longitud que es muy corta en longitudes de onda ($\ell \leq \lambda/10$).

La amplitud de la corriente en dicha antena disminuye uniformemente desde un máximo en el centro hasta cero en los extremos (figura 7.4)



$$\ell \leq \lambda / 10$$

Fig. # 7.4

Como esta antena es aún bastante corta podemos considerarla como una antena elemental solo que con una corriente uniforme igual al valor promedio de la distribución lineal, es decir, $I_0 = I_m/2$ donde I_m es el valor máximo de la corriente en el punto de alimentación.

Entonces aplicando (7.31) para la antena dipolo corta:

$$P_r = \frac{40\pi^2 (I_m/2)^2 \ell^2}{\lambda^2}$$

$$P_t = \frac{10\pi^2 I_m^2 \ell^2}{\lambda^2} \text{ watts.} \quad (\text{Ec. 7.35})$$

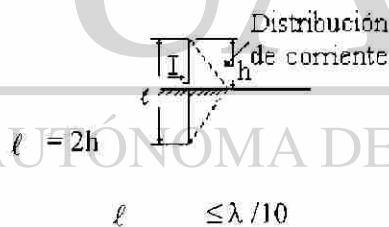
Y la resistencia de radiación es:

$$R_r = \frac{P_t}{(I_m / \sqrt{2})^2} = \frac{2P_t}{I_m^2} = \frac{2(10\pi^2 I_m^2 \ell^2 / \lambda^2)}{I_m^2}$$

$$R_r = 20\pi^2 \ell^2 / \lambda^2 \Omega \quad (\text{Ec. 7.36})$$

7.3 LA ANTENA MONOPOLO CORTA

El monopolo de altura "h" (figura 7.5), o antena corta vertical montada sobre un plano reflector, produce la misma intensidad de campo sobre el plano que el que se produciría con un dipolo de longitud $\ell = 2h$ cuando ambas son alimentadas con la misma corriente.



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Fig. # 7.5

Sin embargo, la antena monopolo corta radia solo a través de la superficie hemisférica sobre el plano reflector, de modo que su potencia radiada es solo la mitad de la correspondiente al dipolo, es decir:

$$P_t = \frac{1}{2} \left(\frac{10\pi^2 I_m^2 \ell^2}{\lambda^2} \right)$$

$$P_t = \frac{5\pi^2 I_m^2 \ell^2}{\lambda^2} \text{ watts.}$$

ó

$$P_t = \frac{5\pi^2 I_m^2 (2h)^2}{\lambda^2}$$

$$P_t = \frac{20\pi^2 I_m^2 h^2}{\lambda^2} \text{ watts.}$$

(Ec. 7.37)

Y la resistencia de radiación es :

$$R_r = \frac{P_t}{(I_m / \sqrt{2})^2} = \frac{2P_t}{I_m^2} = \frac{2(20\pi^2 I_m^2 \ell^2 / \lambda^2)}{I_m^2}$$

$$R_r = 40\pi^2 h^2 / \lambda^2 \Omega$$

(Ec. 7.38)

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



CAPITULO 8

DIPOLO DE MEDIA ONDA

8.1 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE

La antena más simple y quizás la más comúnmente usada es la llamada “dipolo de media onda”. Esta consiste de un alambre cuya longitud es igual a una media longitud de onda. El alambre es alimentado por la fuente de radio frecuencia en su centro. Ya que la antena es relativamente grande comparada con la longitud de onda, la corriente no es constante a lo largo de toda su longitud.

Ha sido encontrado experimentalmente que la distribución de corriente sobre una antena de alambre alimentada al centro es aproximadamente senoidal con cero corriente en los extremos de la antena. La distribución de corriente para el dipolo de media onda ($\ell = \lambda / 2$) es mostrada en la figura 7.6.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$I(z) = \begin{cases} I_m \operatorname{sen} \beta \left(\frac{\lambda}{4} - z \right) & z > 0 \\ I_m \operatorname{sen} \beta \left(\frac{\lambda}{4} + z \right) & z < 0 \end{cases} \quad (\text{EC. 8.1})$$

Donde I_m es la corriente máxima en el punto de alimentación.

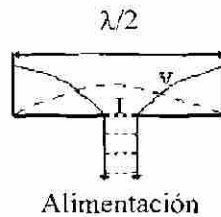


Fig. # 8.1

8.2 ANÁLISIS MATEMÁTICO DEL DIPOLO DE MEDIA ONDA

El dipolo de media onda con una distribución de corriente senoidal puede ser considerado como formado por un gran número de pequeños “elementos de corriente” de corriente uniforme tal como los analizados en el inicio de este capítulo. El campo de radiación de esta antena es entonces una superposición de los campos de radiación de cada pequeño segmento. De la ecuación 7.26 vemos que el campo eléctrico a una gran distancia de la antena debido al pequeño elemento de corriente dz es, de acuerdo con la notación de la figura 8.2;

$$dE_{\theta} = j \frac{I(z) dz \beta^2 \sin \theta'}{4\pi\omega\epsilon_0 R} e^{-j\beta R} \quad (\text{Ec. 8.3})$$

Ya que el punto de campo lejano está a una gran distancia de la antena, las distancias “ r ” y “ R ” están relacionadas por:

$$\bullet \quad R \approx r - z \cos \theta \quad (\text{Ec. 8.4})$$

$$\bullet \quad \theta \approx \theta' \quad (\text{Ec. 8.5})$$

$$\bullet \quad 1/R \approx 1/r \quad (\text{Ec. 8.6})$$

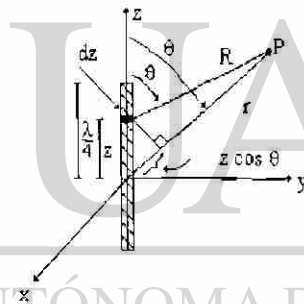
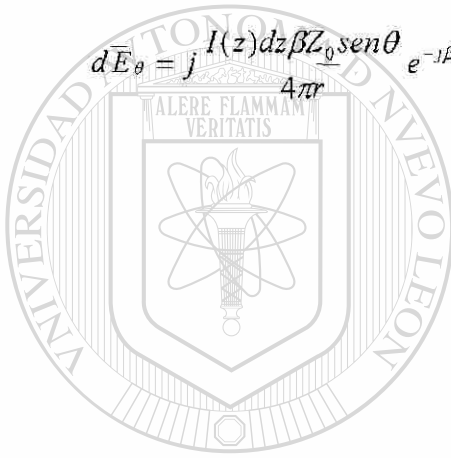
La ecuación 8.2 se transformará por lo tanto en:

$$d\bar{E}_\theta = j \frac{I(z) dz \beta^2 \text{sen} \theta}{4\pi\omega\epsilon_0 r} e^{-j\beta r} e^{j\beta z \cos \theta} \quad (\text{Ec. 8.6})$$

Para la forma exponencial es importante una mayor aproximación por eso se ha utilizado (8.3) en vez de (8.5)

La ecuación (8.6) puede ser expresada también, en función de Z_0 , como:

$$d\bar{E}_\theta = j \frac{I(z) dz \beta Z_0 \text{sen} \theta}{4\pi r} e^{-j\beta r} e^{j\beta z \cos \theta} \quad (\text{Ec. 8.7})$$



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Fig. # 8.2

El campo eléctrico total es por lo tanto:

$$\bar{E}_\theta = j \frac{\beta Z_0 \text{sen} \theta}{4\pi r} e^{-j\beta r} \left[\int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} I(z) e^{j\beta z \cos \theta} dz \right] \quad (\text{Ec. 8.8})$$

$$E_\theta = j \frac{I_m \beta Z_0 \text{sen} \theta}{4\pi r} e^{-j\beta r} \left\{ \int_0^{\lambda/4} e^{j\beta z \cos \theta} \text{sen} \beta \left(\frac{\lambda}{4} - z \right) dz + \int_{-\lambda/4}^0 e^{j\beta z \cos \theta} \text{sen} \beta \left(\frac{\lambda}{4} + z \right) dz \right\} \quad (\text{Ec. 8.9})$$

Integrando y sustituyendo límites,

$$\bar{E}_\theta = j \frac{I_m Z_0}{2\pi r} e^{-j\beta r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (\text{Ec. 8.10})$$

Como $Z_0 = E_\theta / H_\phi$ entonces:

$$\bar{H}_\phi = \frac{\bar{E}_\theta}{Z_0} = j \frac{I_m}{2\pi r} e^{-j\beta r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (\text{Ec. 8.11})$$

$$y \quad H_\phi^* = -j \frac{I_m}{2\pi r} e^{j\beta r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (\text{Ec. 8.12})$$

La densidad de potencia promedio radiada es de acuerdo a la ecuación 7.24

$$Dens_{pr} = \frac{I_m^2 Z_0}{8\pi^2 r^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin^2\theta} \quad \text{watts/mto}^2 \quad (\text{Ec. 8.13})$$

La potencia total radiada de acuerdo a (7.29) aplicándola a (8.13) es:

$$P_t = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \frac{I_m^2 Z_0}{8\pi^2 r^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin^2\theta} (r^2 \sin\theta d\theta d\phi) \quad (\text{Ec. 8.14})$$

Integrando y sustituyendo límites:

$$P_t = 36.561 I_m^2 \quad \text{watts} \quad (\text{Ec. 8.15})$$

Y la resistencia de radiación es:

$$R_r = \frac{Pt}{(I_m / \sqrt{2})^2} = \frac{2Pt}{I_m^2} = \frac{2(36.561 I_m^2)}{I_m^2} \quad (\text{Ec. 8.16})$$

$$R_r = 73.1 \Omega$$

El valor de la ganancia directiva se obtiene a partir de su definición,

$$G = \frac{I_m^2 Z_0 \cos^2(\pi/2 \cos \theta)}{36.561 I_m^2} = 1.64 \frac{\cos^2(\pi/2 \cos \theta)}{\sin^2 \theta} \quad (\text{Ec. 8.17})$$

La directividad (con $\theta = 90^\circ$) es,

$$D = 1.64$$

(Ec. 8.18)

Y el ancho de haz que se obtiene es 78° .

En la práctica, la longitud real del dipolo es generalmente un cinco por ciento menor que media longitud de onda, un hecho que reduce la resistencia de radiación en el centro desde los 73 ohms hasta un valor que oscila entre 65 y 72 ohms pero que al mismo tiempo reduce la reactancia desde $+j42$ ohms hasta cero.

No hay ningún otro cambio por usar un dipolo mas corto que su valor teórico ya que el patrón de radiación permanece virtualmente igual. Por otro lado, incrementando la longitud a un poco más que media longitud de onda se producen pérdidas por radiación omnidireccional (algo que podría, por supuesto, ser deseado en algunos casos).

El dipolo de media onda representa una antena fundamental y altamente conveniente y en capítulos posteriores trataremos de nuevo con ella.

8.3 LA ANTENA MONOPOLO CUARTO DE ONDA

Aplicando la misma teoría expuesta en el punto (7.3) se puede demostrar que para un monopolo con una longitud $h = \lambda/4$ la potencia radiada es la mitad de la del dipolo de media onda.

$$P_t = 18.28 I_m^2 \text{ watts} \quad (\text{Ec. 8.19})$$

Y la resistencia de radiación es:

$$R_r = \frac{P_t}{(I_m / \sqrt{2})^2} = \frac{2P_t}{I_m^2} = \frac{2(18.28 I_m^2)}{I_m^2} \quad (\text{Ec. 8.20})$$

$$R_r = 36.561 \Omega$$

8.4 LONGITUD EFECTIVA (ℓ_{ef})

La longitud efectiva de una antena es un término usado para indicar la efectividad de una antena como radiador o colector de energía electromagnética. El significado del término, tal como es aplicado a una antena transmisora es el siguiente: Es la longitud de una antena lineal equivalente que tenga una corriente uniforme (como la antena elemental) a lo largo de toda su longitud y que radie la misma intensidad de campo que la antena real en dirección perpendicular a su longitud.

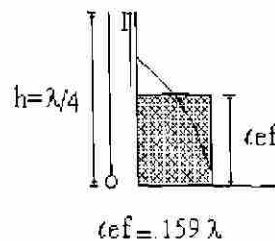
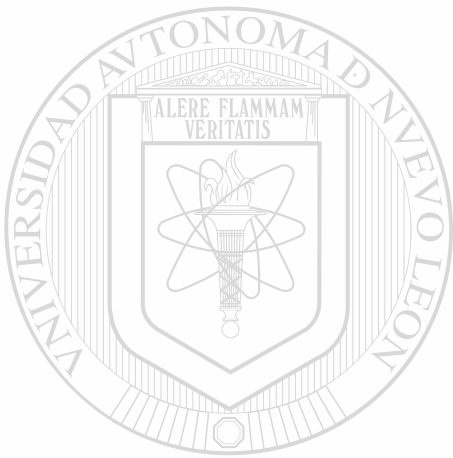


Fig. # 8.3

Consideremos el monopolo de un cuarto de onda cuya altura geométrica es “ $h = \lambda/4$ ” (figura 8.3). La corriente eficaz de la antena alcanza su valor máximo al pie de la antena y disminuye progresivamente hacia su punta o extremo libre.

Entre la altura geométrica “ h ” y la altura o longitud efectiva “ ℓ_{ef} ” para un monopolo de un cuarto de onda existe la siguiente relación:

$$\ell_{ef} = \frac{2}{\pi} h = \left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{\lambda}{4}\right) \approx 0.159\lambda$$



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

CAPITULO 9

ARREGLOS DE ANTENAS

9.1 EL CONCEPTO DE "ARREGLO"

El dipolo elemental y el dipolo de media onda, discutidos anteriormente, tienen algo de semejanza. Analizando su patrón de radiación podemos ver que su directividad es casi la misma y que ambos tienen un ancho de haz amplio (90 grados para la antena elemental y 78 grados para el dipolo de media onda). Estas características son fijas para cada uno de los radiadores y son aceptables para ciertas aplicaciones. En muchos casos, sin embargo, es requerida una mayor directividad.

La directividad y el patrón de radiación resultante de una antena pueden ser controlados en varias formas. Una solución es construir una antena que dé el patrón de radiación deseado para una aplicación dada; esta técnica es muy costosa y se reserva para aplicaciones donde se requiere una gran directividad, tal como en sistemas de radar.

Cuando se requiere una mayor directividad que la que puede obtenerse con una sola antena se emplean arreglos de antenas. Un arreglo es un sistema de antenas iguales orientadas similarmente; los arreglos se utilizan para incrementar la intensidad de campo en ciertas direcciones excitando las antenas simultáneamente. Los arreglos de antenas hacen uso del fenómeno de interferencia de ondas que ocurre entre las radiaciones de los elementos del arreglo. La idea básica que fundamenta la teoría de arreglos es el principio de superposición de los campos.

Para obtener un control sobre el patrón de radiación es necesario utilizar "arreglos de antenas". Un arreglo de antenas es un grupo de antenas (por ejemplo, un grupo de dipolos) colocados de modo que la superposición de cada uno de sus patrones de radiación forma el patrón deseado.

En este capítulo vamos a considerar varios arreglos de antenas prácticos y sus características

PRINCIPIO DE LA SUPERPOSICIÓN

El principio de la superposición establece que el campo producido por un conjunto de fuentes es la suma de los campos de las fuentes individuales. Si las fuentes tienen la misma

dirección en sus corrientes individuales, el potencial total puede obtenerse por una suma escalar de los potenciales individuales.

9.2 ARREGLOS PARÁSITOS

En un arreglo de antenas no todos los elementos tienen que ser alimentados necesariamente con la misma fuente de señal, uno o más de ellos pueden recibir su energía por inducción magnética desde un elemento alimentado. Los elementos excitados de esta manera son llamados "elementos parásitos".

Los elementos parásitos también conocidos como elementos pasivos se dividen en dos tipos:

a) Elemento Reflector: El elemento mayor, que uno que se alimenta directamente de la fuente de señal y cercano a él, reduce la intensidad de señal en su propia dirección y la incrementa en la dirección opuesta. De éste modo actúa en forma similar a un espejo y por esto es llamado *reflector*.

b) Elemento Director: Si el elemento parásito es cortado a una longitud un poco menor que el elemento alimentado del cuál recibe su energía, tiende a incrementar la radiación en su propia dirección por lo cual se le llama *elemento director*.

c) Elemento Activo: Es el elemento que recibe de forma directa la energía con que es alimentado.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
Activo
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



Director

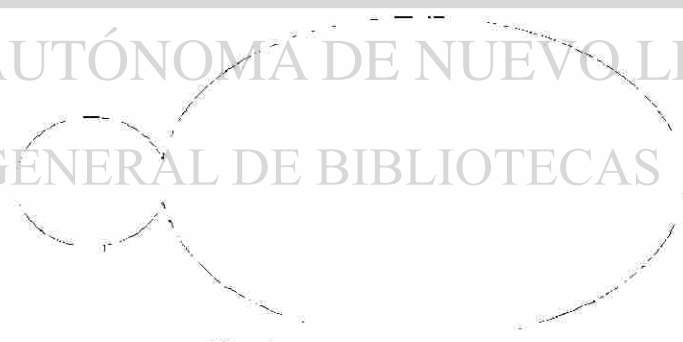
Reflector

Fig. # 9.1

La corriente inducida en un elemento parásito por un elemento alimentado produce un campo electromagnético. El patrón de radiación del sistema es, por lo tanto, la suma del patrón de radiación de todos los elementos, tanto de los alimentados como de los parásitos. Hay dos factores que determinan la relación de fase entre las corrientes en los elementos parásitos y en los elementos alimentados y, como consecuencia, el patrón de radiación resultante. Estos son la longitud de cada elemento parásito y la separación entre el elemento parásito y el elemento alimentado; la variación de uno o de ambos de estos dos factores cambia el patrón de radiación.

Uno de los arreglos más simples consiste de un dipolo de media onda usado con un elemento reflector (elemento parásito). La figura 9.2 muestra el arreglo. El elemento parásito (aquí referido como reflector) es colocado a un cuarto de longitud de onda detrás y paralelamente al dipolo; el lado de atrás del arreglo es la dirección en la que la radiación mínima es deseada. Cuando la energía es radiada por el dipolo, una corriente es inducida en el reflector. Como resultado de la diferencia de fase entre la energía, ahora radiada por ambos elementos, la máxima radiación tendrá lugar en la dirección hacia adelante. Para una separación de un cuarto de longitud de onda, ambos elementos son de la misma longitud y ambos son resonantes a la frecuencia de la fuente de excitación.

Como una generalización podemos decir que un elemento parásito mayor que el elemento alimentado y cercano a él reduce la intensidad de señal en su propia dirección, y la incrementa en la dirección opuesta. De este modo, actúa en forma similar a un espejo en óptica y por lo mismo es llamado "reflector". Por otro lado, si un elemento parásito es cortado a una longitud un poco menor que el elemento alimentado del cual recibe su energía, tiende a incrementar la radiación en su propia dirección y entonces se le llama "director" (figura 9.3).



Reflector

Dipolo

Fig. # 9.2

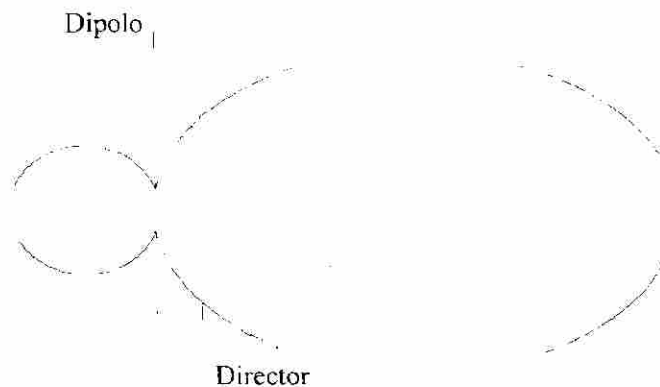


Fig. # 9.3

Aún cuando un solo elemento parásito cambia el patrón normal bidireccional del dipolo de media onda a un patrón unidireccional, el grado de directividad puede no ser el adecuado para ciertas aplicaciones. Se puede incrementar la directividad de dicha antena agregando más elementos parásitos al arreglo.

Las antenas con más de un elemento parásito, llamadas antenas Yagi, pueden ser usadas en las bandas de VHF y UHF, aunque las frecuencias de VHF cada elemento es de una longitud que hace que el arreglo completo sea en grande y pesado. El tamaño no es mucho problema a las frecuencias de UHF y las antenas Yagi para UHF, tales como las usadas en la recepción de televisión en esta banda, son construidas con varios elementos parásitos.

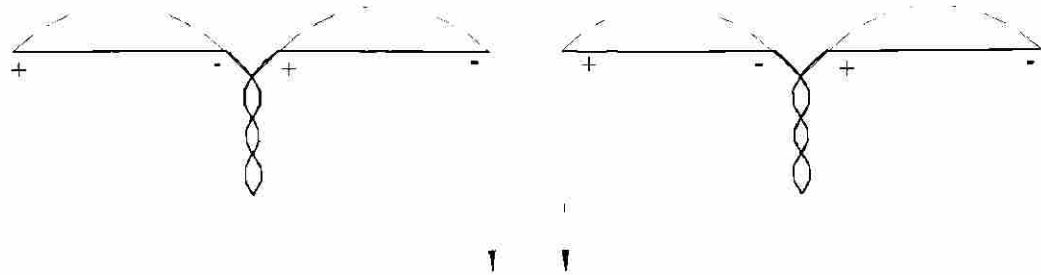
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

9.3 ARREGLO COLINEAL

Un arreglo colineal es cualquier combinación de elementos de media onda en los que todos los elementos son colocados extremo con extremo para formar una línea. Cada elemento es excitado, de modo que la variación de voltaje es la misma a través de cualquier elemento en el arreglo, y a su vez las corrientes en todos los elementos están en fase. Incrementando el número de elementos en el arreglo también se incrementan las propiedades directivas del sistema.

La figura (9.4) representa un arreglo colineal hecho de cuatro elementos de media onda. Cada elemento es conectado por una sección de línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda, esta sección es retorcida de modo que los efectos de la corriente en cada alambre se cancelen y no produzcan

ninguna influencia sobre la corriente de los elementos. Considere un punto sobre el arreglo de la figura (9.4).



Alimentación

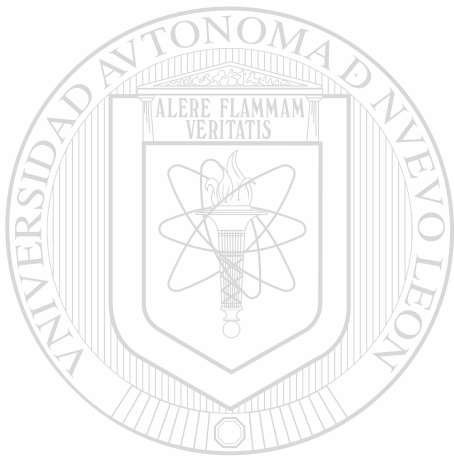
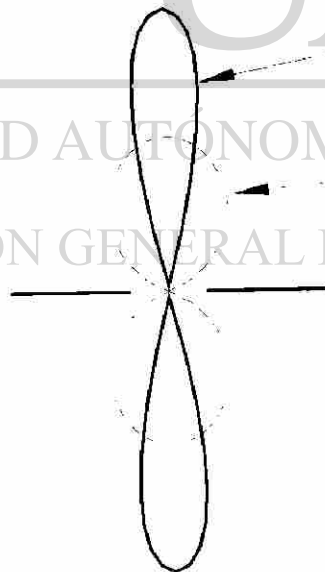


Fig. # 9.4

UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



Patrón de arreglo colineal

Patrón de dipolo sencillo

Fig. # 9.5

Si este punto está muy retirado del arreglo (campo lejano), la radiación desde cada elemento puede ser considerada paralela con respecto a la de cada uno de los otros elementos. Ya que cada elemento produce un campo electromagnético de la misma magnitud y fase que la de cualquier otro elemento del arreglo, los campos son aditivos y en dirección perpendicular a los elementos. Debido a que la distancia desde cada elemento hasta el punto de evaluación es la misma, las componentes de los campos están en fase, el patrón de radiación visto desde un extremo es un círculo. El patrón en la dirección perpendicular al arreglo es mostrado en la figura (9.5)

9.4 ARREGLO "BROADSIDE"

Si un grupo de elementos de media onda son montados verticalmente, uno sobre otro, el arreglo forma lo que se conoce como "arreglo broadside". Dicho arreglo provee más directividad que un arreglo colineal.

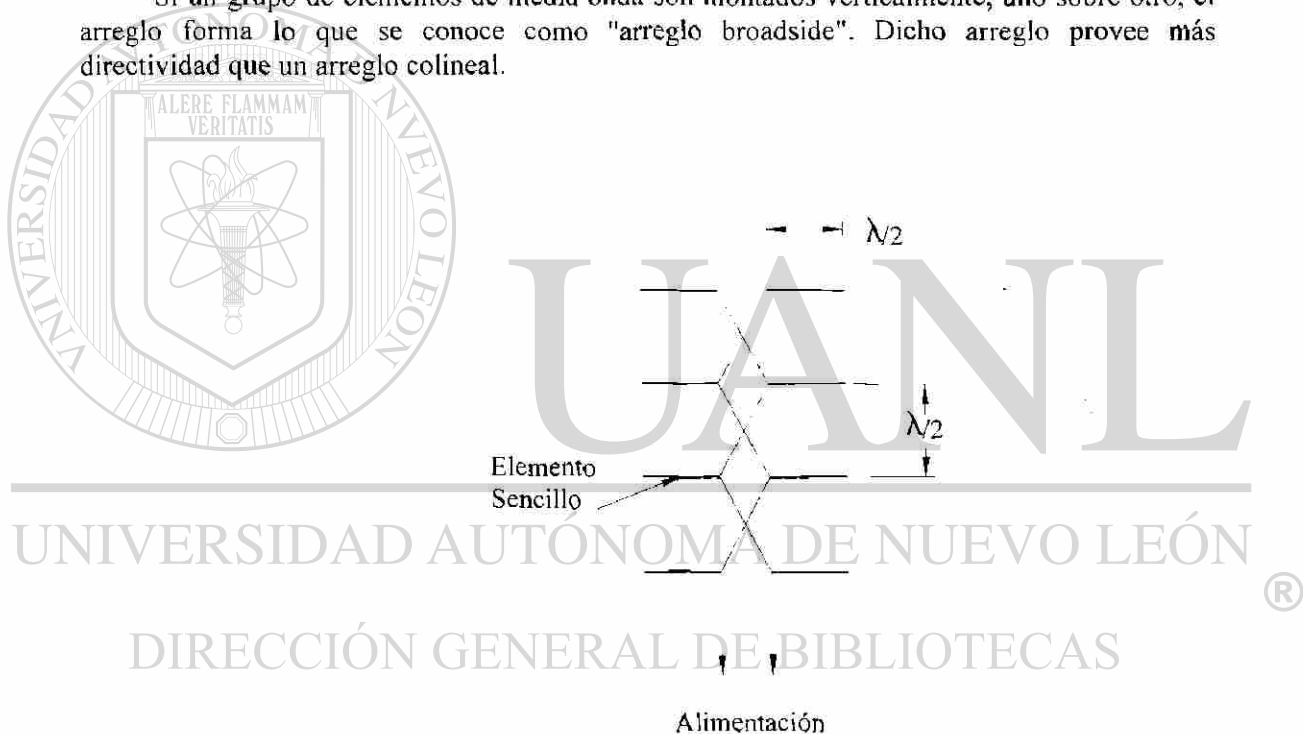


Fig. # 9.6

La figura (9.6) muestra un arreglo broadside alimentado con una sola línea de transmisión; con una alimentación de este tipo la separación entre cada elemento es de media longitud de onda, la cual simplifica el problema de alimentar cada elemento. Una sencilla inversión en la conexión de la línea (ver figura 9.6) pone el voltaje y la corriente en cada elemento en fase. En una dirección perpendicular al arreglo la radiación total es cero, debido a que el campo radiado desde cualquier elemento en dicha dirección tiene la misma fase que el

campo desde cualquier otro elemento. Ya que el espaciamiento entre los elementos es de media longitud de onda, los campos están retrasados 180° cada uno con respecto al otro (desfasados 180°) y se cancelan.

Viendo desde un extremo el arreglo, el patrón de radiación total es la suma de los patrones individuales en fase. El arreglo broadside, entonces, produce un patrón altamente directivo en el plano horizontal (figura 9.7)

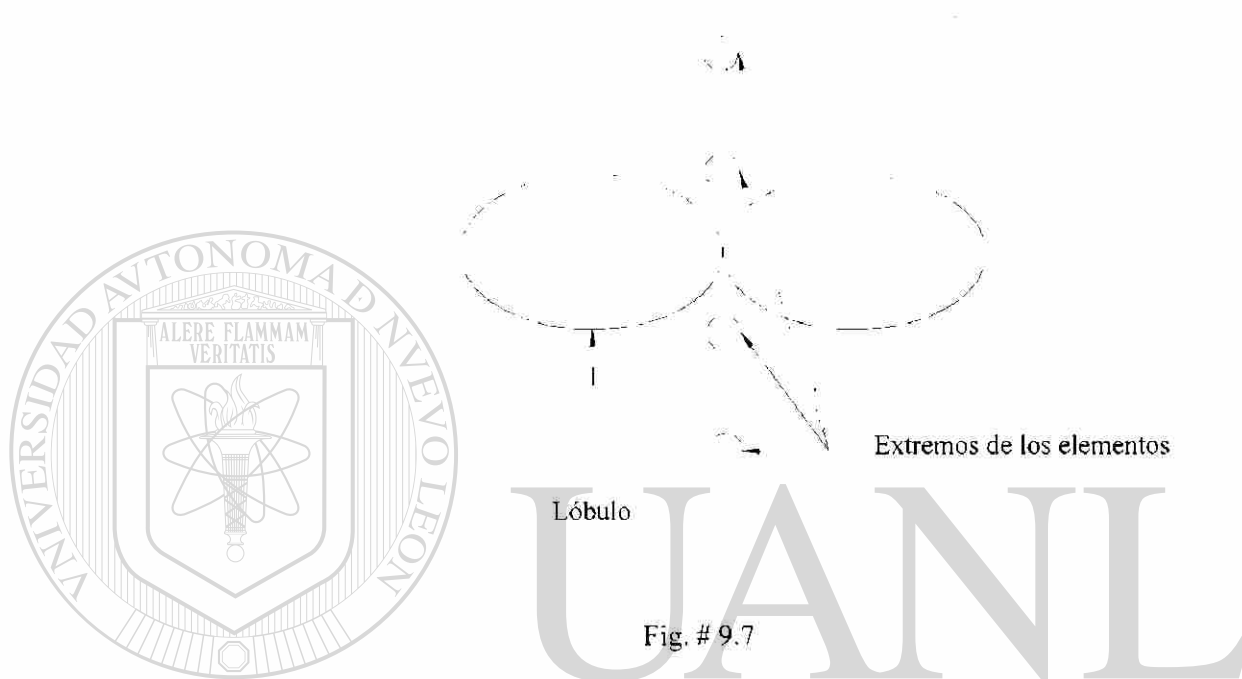


Fig. # 9.7

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

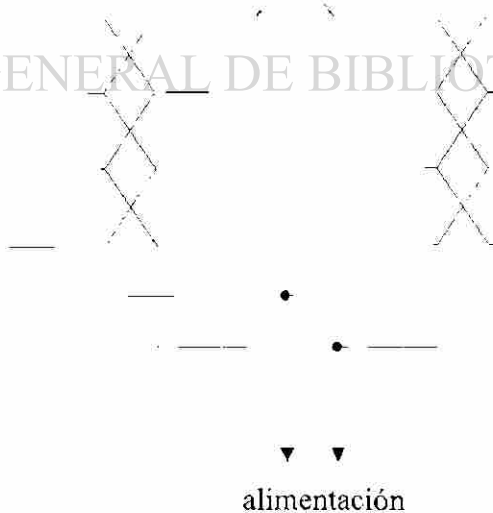


Fig.# 9.8

Se puede obtener directividad adicional colocando dos arreglos verticales en paralelo. Un arreglo de este tipo es mostrado en la figura (9.8).

9.5 ARREGLO "END-FIRE"

La construcción de un arreglo "End-Fire" es semejante a la de un arreglo broadside, pero las conexiones no son invertidas. Esto significa que la corriente y el voltaje en cada elemento están en fase opuesta. El resultado es un desfase de 90° (en el espacio) de los lóbulos del patrón de radiación con respecto a los del broadside.

La figura (9.9) muestra los patrones de radiación viendo los arreglos desde los extremos. En (a) se muestra el patrón correspondiente a un arreglo broadside y en (b) el de un arreglo End-Fire; observe que los lóbulos producidos por un arreglo broadside están a 90° de la línea de elementos, mientras que en un arreglo End-Fire, los lóbulos están en línea con los elementos.

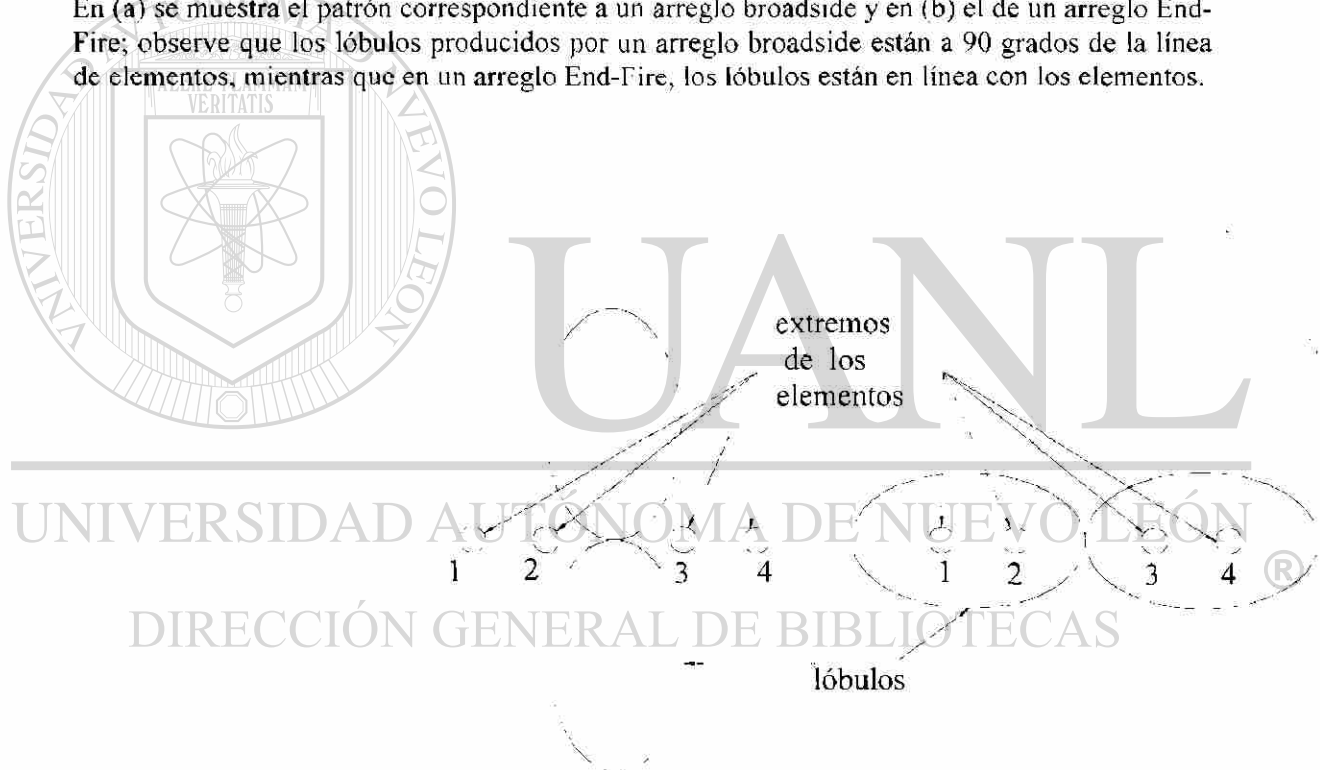


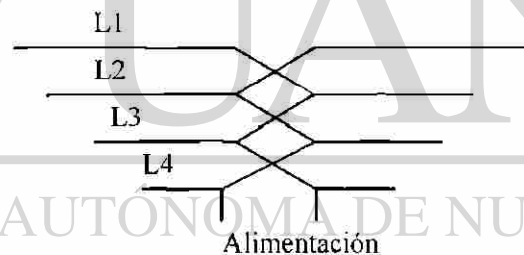
Fig. # 9.9

CAPITULO 10

ANTENAS PARA PROPÓSITOS ESPECIALES

10.1 ANTENA LOGARÍTMICA-PERIODICA

La antena logarítmica periódica es un dispositivo independiente de la frecuencia. La figura (10.1) muestra una sencilla antena logarítmica periódica construida de un grupo de dipolos de varias longitudes. La radiación máxima es en la dirección tomada del dipolo más grande al más pequeño. Tanto el espaciamiento como la longitud de cada dipolo tienen una relación fija y especial. La alimentación es proporcionada por el lado angosto de la antena.



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Donde L es el valor de la longitud en metros

El número de separaciones es: #dipolos - 1

Para los elementos más pequeños, las frecuencias son altas, y para los elementos grandes como L1, las frecuencias son bajas.

Este tipo de antenas generalmente se usan para recibir (esto no significa que no pueden utilizarse para transmitir, pero son mucho más eficientes para recepción).

La longitud de los dipolos y la separación están relacionados por la fórmula

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_3}{R_4} = \tau = \frac{L_1}{L_2} = \frac{L_2}{L_3} = \frac{L_3}{L_4} \quad n \quad (\text{Ec. 10.1})$$

Donde "τ" es el llamado "factor de diseño" y es un número menor que uno.

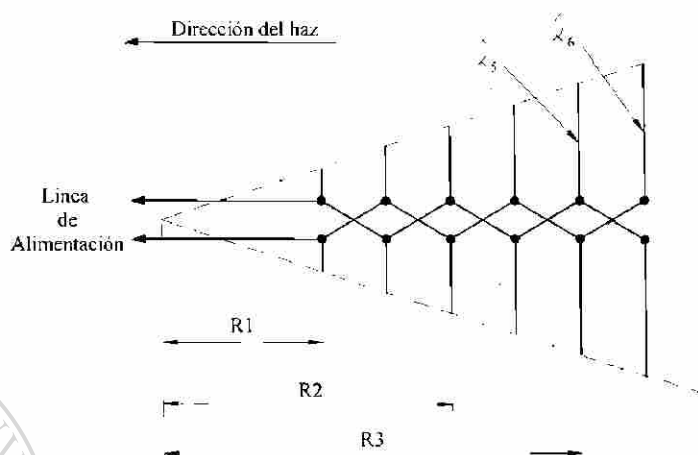


Fig. # 10.1

Graficando la impedancia de entrada de esta estructura como una función del logaritmo de la frecuencia usada, se obtiene una curva periódica como la mostrada en la figura (10.2).



Fig. # 10.2



U A N L

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

La impedancia varía entre sus valores máximo y mínimo con el continuo cambio de frecuencia y cada ciclo es exactamente igual al anterior. Esta variación periódica en la impedancia se podría extender desde una frecuencia cero hasta una frecuencia infinita si la estructura se extendiera desde su vértice hasta el infinito. Una estructura así no puede ser físicamente realizada. Sin embargo, una sección grande de este tipo puede ser construida para asegurar la operación en una banda amplia. La banda de operación real y, por lo tanto el tamaño físico, dependen de los requerimientos dados. Las ganancias directivas obtenidas con una antena logarítmica - periódica, es entre baja y moderada. Todas las otras propiedades de la antena sufren similares variaciones, sobre todo el patrón de radiación, y es este comportamiento de las antenas logarítmicas periódicas el que da origen a su nombre.

Un resultado evidente del comportamiento de la antena es que las propiedades de ésta a una frecuencia f deben repetirse a todas las frecuencias dadas por:

$$\tau^n f \quad \text{o} \quad f / \tau^n \quad (\text{Ec. 10.2})$$

Donde n es un número entero.

Lógicamente los valores dados por la ecuación (10.2) para los cuales se cumple lo anteriormente dicho, deben estar dentro del ancho de banda de la antena en cuestión. Consideremos de nuevo la antena de la figura (10.1) operando a una frecuencia sencilla f dentro de la banda de paso de la estructura. Bajo estas condiciones sólo una porción de la estructura radia. Esta porción, llamada "región activa" consiste de aquellos dipolos que están cercanos al dipolo que tenga una longitud de media onda a dicha frecuencia. Entonces las frecuencias de corte y el ancho de banda resultante son determinados por las frecuencias a las que el dipolo más grande y el más pequeño tienen una longitud de media longitud de onda.

Con el siguiente ejemplo ilustraremos lo anterior.

Ejemplo. - Determine las frecuencias de corte y ancho de banda (banda de paso) de una antena logarítmica periódica con un factor de diseño de 0.7. Diez dipolos son usados en la estructura, el más pequeño tiene una longitud $l/2 = 0.03$ metro.

Para la frecuencia inferior de corte debemos determinar el tamaño del dipolo mayor

$$\frac{L_1}{L_2} = 0.7 = \frac{L_9}{L_{10}}$$

$$L_{10} = \frac{L_1}{(0.7)^2}$$

$$L_1 = 2(0.03) = 0.06$$

$$L_{10} = \frac{0.06}{(0.7)^9} = 1.4868$$

Considerando que $L_{10} = \lambda / 2 = 1.4868$ mts.

Entonces:

$$\lambda = (2)(1.4868) = 2.9736$$

$$f = c / \lambda = 3 \times 10^8 / 2.9736 \approx 100 \text{ MHz}$$

Para la frecuencia inferior de corte tenemos que

$$2(0.03) = \lambda / 2 = 0.06 \text{ mts}$$

$$\lambda = (2)(0.06) = 0.12 \text{ mts}$$

$$= 3 \times 10^8 / 0.12 = 25 \times 10^8 \text{ Hz} = 2500 \text{ MHz}$$

El ancho de banda resultante es

$$2500 \text{ MHz} - 100 \text{ MHz} = 2400 \text{ MHz}$$



Fig. # 10.3

La figura (10.3) muestra varios tipos de antenas logarítmicas. Las aplicaciones de las antenas logarítmicas se extienden principalmente en el campo de las comunicaciones de alta frecuencia, donde antenas multibanda fijas son frecuentemente usadas. Se han diseñado también antenas de este tipo para usarse en recepción de televisión con una antena para todos los canales, incluyendo la banda de UHF.

FORMULAS:

τ = Factor de diseño, no son pérdidas.

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{S_{n+1}}{S_n}$$

$$\tau = \frac{S_n}{2L_n}$$

EJEMPLO:

Diseñar una antena logarítmica de 9 dB para un rango de frecuencias de 200 a 300 MHz.

Solución:

De la tabla, para una ganancia de 9 dB tenemos: $\tau=0.842$ y $\tau=0.159$

Calcular el primer elemento (L1), es decir el elemento mayor.

$$L_1 = \frac{0.95\lambda}{2}$$

$$\lambda = c/f$$

$$c = 3 \times 10^8$$

$$f = \text{frecuencia}$$

$$\lambda = 1.5 \text{ mts}$$

$L_1=0.7125$ mts.-----Es la longitud del elemento mayor, con este se capta la frecuencia mas baja del rango.

$L_n = \frac{0.95\lambda}{2}$ Este valor nos da una idea o un valor aproximado al valor del último elemento.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^8} = 1 \text{ mts}$$
 Tomamos la frecuencia mayor del rango que tenemos (300MHz)

para

así saber el valor mínimo aproximado del último elemento.

De la fórmula:

$$\tau = L_n + 1 / L_n \text{ despejar:}$$

$$L_n + 1 = \tau L_n$$

$$L_n + 1$$

$$L_n + 1 = L_2$$

$$L_2 = (0.842)(0.7125)$$

$$L_2 = 0.59999mts$$

$$L_3 = (0.842)(0.59999)$$

$$L_3 = 0.5051mts$$

$$L_4 = (0.842)(0.5051)$$

$$L_4 = 0.4253mts$$

PARA DETERMINAR EL NÚMERO DE SEPARACIONES:

De la fórmula:

$$\tau = S_n / 2L_n$$

$$S_n = 2\tau L_n$$

$$S_1 = 2\tau L_1$$

$$S_1 = 2(0.159)(0.7125)$$

$$S_1 = 0.2665mts$$

$$S_n + 1 = S_2$$

$$S_2 = \tau S_1$$

$$S_2 = (0.842)(0.2665)$$

$$S_2 = 0.1907mts$$

$$S_3 = (0.842)(0.1907)$$

$$S_3 = 0.1605mts$$



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



10.2 LA ANTENA DE MALLA (O DE LAZO)

Una antena de malla es una vuelta sencilla de alambre transportando una corriente de radio frecuencia. Ya que sus dimensiones son casi siempre mucho menores que una longitud de onda, la corriente en cualquier punto de ella puede suponerse en fase, de modo que la antena está rodeada por un campo magnético perpendicular a la malla. El patrón direccional es independiente de la forma exacta de la malla y es idéntico al del dipolo elemental.

Las mallas circular y cuadrada de la figura (10.4) tienen el mismo patrón de radiación que un dipolo elemental horizontal que estuviera perpendicular al plano de la malla, excepto que a diferencia del dipolo horizontal, una malla vertical está polarizada verticalmente.

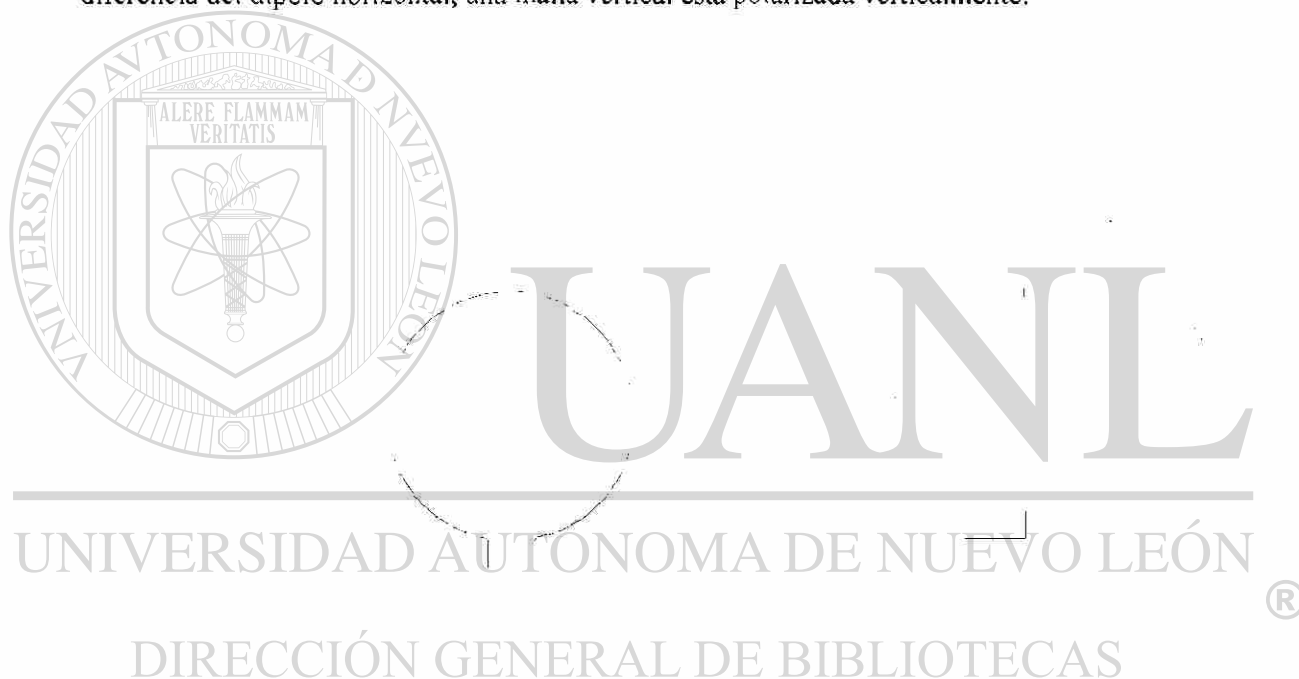


Fig. # 10.4

Debido a que el patrón de radiación de la antena de malla es el familiar patrón en forma de "dona", ninguna radiación es recibida en dirección normal al plano de la malla. Esto hace que esta antena sea adecuada para aplicaciones de localización de dirección. Para la localización de dirección se requiere tener una antena que pueda indicar la dirección de una radiación particular, aunque cualquiera de las antenas altamente direccionales del capítulo anterior puede ser usada para este propósito, y para aplicaciones normales tienen la desventaja de ser muy grandes, a diferencia de la malla. Las propiedades direccionales de la malla son tan buenas a frecuencias medias como las de las antenas direccionales de microondas, excepto que la ganancia no es comparable y la dirección de una radiación dada corresponde a un nulo, más que a una señal máxima. Debido a que la malla es pequeña y el equipo de localización de dirección es normalmente portátil, las mallas tienen en este campo su principal aplicación.

Una malla pequeña, vertical y giratoria sobre un eje vertical, puede ser montada sobre un receptor portátil cuya salida es conectada a un medidor. Habiendo sintonizado la transmisión deseada, es necesario girar la malla hasta que la señal recibida sea mínima y el plano de la malla es ahora perpendicular a la dirección de la radiación.

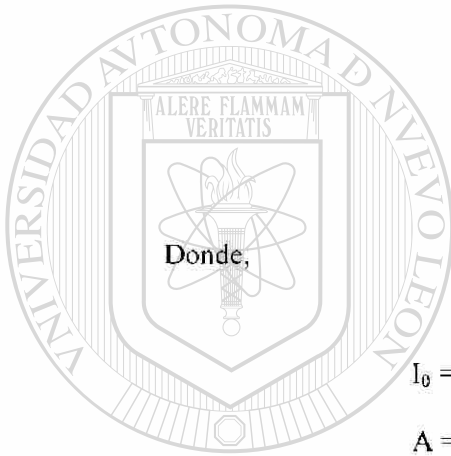
Es interesante notar que las mallas son algunas veces provistas de varias vueltas y también con núcleos magnéticos cuyo efecto es incrementar el diámetro efectivo de la malla. Esto es muy usado en las antenas de receptores portátiles.

En la tabla siguiente se dan las características para una malla pequeña (área $< \lambda^2 / 100$)

$$E_{\phi} = \frac{120\pi^2 \{I\} \text{sen} \theta}{r} \frac{A}{\lambda^2}$$

$$H_{\theta} = \frac{\pi \{I\} \text{sen} \theta}{r} \frac{A}{\lambda^2}$$

$$\text{Directividad} = 3/2$$



Donde,

$$\{I\} = I_0 e^{-j\beta r}$$

I_0 = Corriente máxima

A = Área de la malla en metros cuadrados

r = Distancia de la malla al punto de observación en metros

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



CAPITULO 11

ANTENAS PARA FRECUENCIAS MEDIAS

ANTENAS DE RADIODIFUSIÓN

11.1 LABANDA DE A.M.

La porción más importante (o al menos la mejor conocida) de la banda de frecuencias medias es la de radiodifusión, con una modulación de amplitud entre 550 y 1,600 Khz. La práctica moderna consiste en el empleo de uno, a veces de dos y ocasionalmente de tres, cuatro o cinco mástiles de acero utilizados como radiadores verticales con altura algo inferior a un cuarto de longitud de onda o ligeramente superior a media longitud de onda. La torre sencilla se utiliza para radiación no direccional y dos o tres cuando se desea una cierta característica direccional.

11.2 TIPO DE TORRE

Las torres últimamente diseñadas son generalmente de uno o dos tipos principales: una torre delgada de sección uniforme, a veces anclada y a veces auto-soportada; o una torre afilada (base amplia) cuya sección varía considerablemente, generalmente auto-soportada, pero a veces anclada.

Las torres de sección uniforme poseen las mejores características eléctricas, con tal de que no estén comprometidas a un anclaje pobre, y sus características pueden predecirse muy exactamente por métodos cuantitativos. Una torre de sección uniforme puede levantarse a una cierta altura con la seguridad de que tendrá (dentro de tolerancias aceptables) una cierta longitud eléctrica.

11.3 CARGA EN EL EXTREMO

De las características eléctricas y rendimiento de una torre afilada pueden aproximarse las de otra uniforme incorporándole una capacidad concentrada llamada "sombbrero" en el extremo

superior. Sin embargo, la longitud eléctrica de una torre de este tipo no puede predecirse con exactitud y generalmente la carga debe ajustarse experimentalmente para darle la longitud eléctrica deseada. Una excepción, naturalmente, es cuando se tienen datos experimentales de una torre similar empleada para la misma o ligeramente diferente frecuencia.

La carga del extremo superior, para un tamaño dado, es más efectiva si está aislada de la torre propiamente dicha y conectada a ella a través de una inductancia.

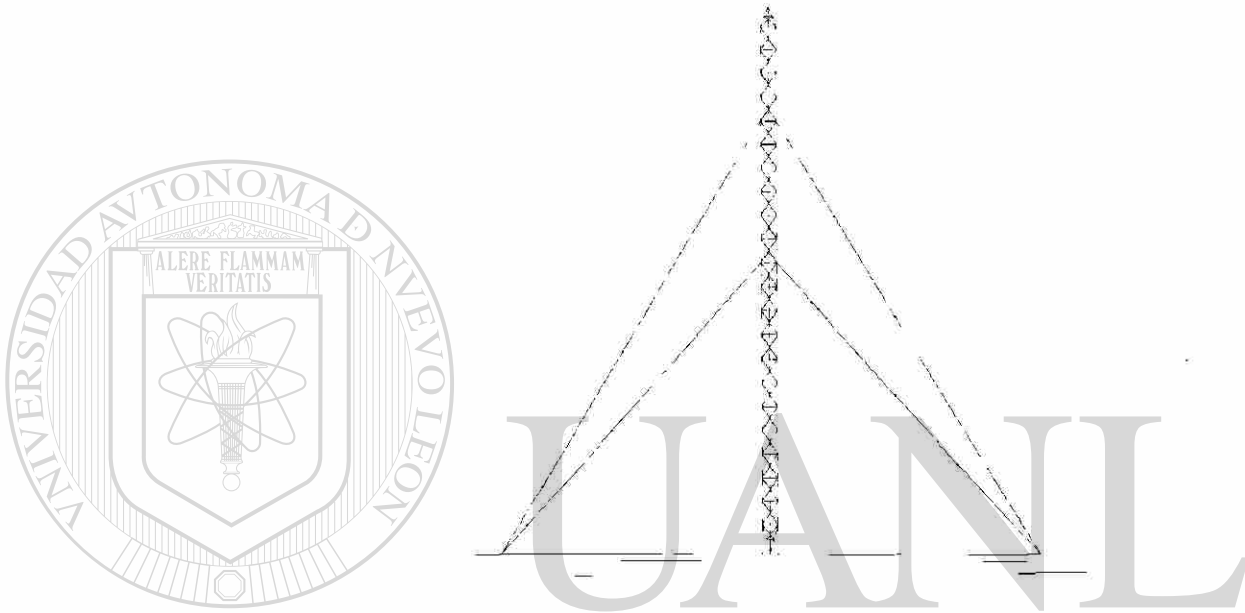


Fig. # 11.1

Asimismo, las variaciones de la inductancia proporcionan un medio conveniente de ajustar la longitud eléctrica del radiador. Sin embargo, la construcción mecánica no es tan sencilla como en el caso de que el "sombbrero" esté directamente conectado a la torre, tanto física como eléctricamente.

La distribución de corriente en una torre de sección uniforme es substancialmente senoidal, pero bastante diferente cuando la sección varía en forma apreciable. La distribución en una torre afilada se hace muy aproximadamente senoidal cuando se emplea una carga apreciable en su extremo, pero la corriente no se anula en dicho extremo.

La longitud eléctrica de una torre afilada no cargada es apreciablemente menor que su longitud física, mientras que la longitud eléctrica de una torre uniforme no cargada es ligeramente superior a su longitud física. La longitud eléctrica de cualquiera de los dos tipos puede aumentarse a voluntad incorporando una carga, aunque hay un límite económico de la cantidad de carga que puede emplearse. Se encuentra un punto donde es más barato aumentar la altura de la torre que incrementar el tamaño de su "sombbrero" o su inductancia serie y aislación.

Sin embargo, cuando la estación está próxima a un aeropuerto y limitada su altura física, se puede emplear considerablemente mayor carga que en otro caso.

11.4 LONGITUD ELÉCTRICA ÓPTIMA DE UNA TORRE

Cuando se consideran como factores la economía y la interferencia de la onda de espacio, la longitud de una torre vertical de instalación particular depende de muchos factores. Una longitud eléctrica de unos 230 grados (aproximadamente 0.63 de la longitud de onda), da la máxima amplitud de la onda de superficie para una potencia de transmisión dada cuando la base del radiador está a nivel del suelo, pero produce un lóbulo muy fuerte de alto ángulo que es capaz de producir interferencia perturbadora con la onda de espacio dentro del alcance directo. Cuando la base de la torre está al nivel del suelo, este lóbulo se produce para longitudes eléctricas superiores a 180 grados (media longitud de onda), pero no tiene suficiente amplitud para producir perturbaciones hasta que la longitud eléctrica supera los 190 grados. Como la intensidad de campo de la onda de superficie es para una longitud eléctrica de 190 grados, el 90 por ciento de la que llega a alcanzar con 230 grados, y como una longitud mayor de 190 grados necesita del recurso de técnica más complicada para suprimir el mencionado lóbulo, muy raras veces se emplean longitudes eléctricas superiores a 190 grados.

Si se emplea un sistema de tierra eficiente y de baja resistencia, la intensidad del campo de onda de superficie disminuye en menos de 25 por 100 cuando la longitud eléctrica pasa de 190 a 90 grados (un cuarto de longitud de onda). Por esta razón es más económico para estaciones de poca potencia en la parte más alta de frecuencias de la banda de radiodifusión el emplear radiadores con una longitud eléctrica próxima al cuarto de onda. Las estaciones "regionales" de gran potencia del extremo inferior de la banda, pueden ser mejor aprovechadas empleando radiadores de longitud eléctrica cercana a los 190 grados.

Se ha supuesto en la discusión anterior que no existe gran diferencia entre las longitudes física y eléctrica. Esta condición se obtiene para cargas débiles en el extremo y los diagramas de intensidad del campo de las ondas de superficie y espacio son aproximadamente los mismos con o sin carga terminal. Sin embargo, si se utiliza una carga fuerte, esto deja de ser cierto.

11.5 METODOS DE ALIMENTACIÓN

Las torres verticales pueden ser alimentadas en serie o en paralelo. En la alimentación serie la base de la torre está aislada del terreno. En la alimentación en paralelo dicha base está conectada a tierra. Los dos métodos dan resultados comparables pero necesitan diferentes métodos de adaptación del radiador a la línea de alimentación. En todo caso, el radiador se adapta experimentalmente variando una o más reactancias concentradas porque la impedancia ofrecida por la torre no puede ser conocida más que aproximadamente. Sin embargo, para determinar el orden de la impedancia variable se calcula que ha de emplearse en el dispositivo de acoplamiento.

El radiador de más fácil cálculo es aquel que posee una sección uniforme, sin carga terminal, y tiene una longitud eléctrica de un cuarto de onda. Pero aún con radiadores de este tipo deben preverse dispositivos para ajuste experimental.

Para alimentar las torres en la banda de radiodifusión se emplean líneas de tipo coaxial o abiertas. Desde el punto de vista del rendimiento se prefieren las primeras pero las segundas son mucho más baratas. Cuando se emplea línea abierta es generalmente de tipo multifilar.

11.6 AISLAMIENTO

El aislador de la base de una torre radiante alimentada en serie debe poseer una gran resistencia mecánica y eléctrica, pequeñas pérdidas, y no introducir una capacidad excesiva entre la torre y el suelo. Las características eléctricas son más severas cuando la torre tiene una longitud eléctrica de media onda y menos cuando es de un cuarto de onda.

Los aisladores de las riendas deben tener un factor de bajas pérdidas, alta resistencia mecánica y trabajar a la compresión para que si fallara no se resienta el anclaje. Las discontinuidades en las riendas se hacen por lo menos cada 0.1 de longitud de onda y a menudo, cada 0.05.

11.7 SISTEMA DE TIERRA

El sistema de tierra más conveniente para una torre radiante cuya base está al nivel del suelo consiste en una red de hilos enterrados, radiales desde la base de la torre hasta un cuarto de longitud de onda, y mejor, media longitud de onda. Se obtiene un incremento apreciable de la intensidad de campo al aumentar el número de hilos hasta aproximadamente 120, notándose poco efecto al aumentar dicho número. El mejor rendimiento que se obtiene aumentando el número y longitud de los hilos radiales es más pronunciado en el caso de un radiador corto (considerablemente menor que un cuarto de longitud de onda); pero es también muy apreciable y substancialmente uniforme para radiadores prácticos de un cuarto a media longitud de onda. Además, la mayoría es más pronunciada en el caso de suelo pobre.

La práctica corriente general es hacer los hilos radiales con una longitud física de media onda y enterrarlos a una profundidad suficiente para obtener buena protección mecánica, y “dar tierra” al extremo alejado de cada uno con una varilla enterrada en el subsuelo tan profundamente como sea práctico.

Cuando se desarrollan altas tensiones entre el extremo inferior del radiador y tierra, como en el caso de un radiador vertical de media onda, se coloca a menudo una “pantalla” o “plancha” directamente bajo la torre para reducir las pérdidas en este punto. La pantalla o plancha es mucho más pequeña que el sistema de hilos radiales y se emplea sumada a los mismos.

11.8 TORRES RADIANTES SOBRE EDIFICIOS

La discusión anterior supone que la base de la torre transmisora está sobre o próxima al nivel del suelo. Sin embargo, el radiador de las estaciones metropolitanas de baja potencia está situado, a veces por razones prácticas, sobre edificaciones altas. Para reducir las corrientes de radiofrecuencia y tensiones que aparecen en las canalizaciones de plomo y otros componentes mecánicos del edificio, se cubre generalmente la parte superior de éste con una red de hilos de malla pequeña aislados de la estructura del mismo para formar un contrapeso. A menos que el contrapeso sea grande con relación a la longitud de onda, se encuentra que la longitud física de un autoresonador en cuarto de longitud de onda será considerablemente mayor que en el caso de un suelo perfecto de longitud infinita.

Por estas razones en la discusión anterior se ha utilizado para la dimensión de la torre la palabra "longitud", en lugar de "altura". Ambos términos son intercambiables únicamente cuando la base del radiador está al nivel del suelo.

11.9 CONJUNTO DIRECCIONAL PARA RADIODIFUSIÓN

Para obtener una zona más ventajosa "o proteger" otra estación del mismo canal, o bien para cumplir ambas cosas al mismo tiempo, se necesita a veces un sistema de antena que posea directividad horizontal. Esto exige más de una torre radiante. El control de la directividad se escoge por la separación y orientación de las torres, y por la manipulación de la magnitud y fase de la corriente en cada una.

Se han ideado varios dispositivos mecánicos y electromecánicos para facilitar la determinación del diagrama obtenido con una combinación dada de parámetros. Sin embargo, el ingeniero está en general más acostumbrado al análisis que a la síntesis, y el diagrama deseado es desconocido y los parámetros necesarios conocidos. Un dispositivo muy útil que facilita grandemente el análisis o la síntesis es el "antennalyzer", desarrollado por Brown y Morrison. Su accionamiento es completamente eléctrico y su utilización se describe brevemente como sigue.

Cuatro conjuntos de cuatro potenciómetros permiten al operador colocar los varios factores de la torre de cuatro radiadores. Estos son: la distancia a la antena de referencia, el ángulo azimutal, la magnitud de la corriente y el ángulo de fase de la corriente en cada radiador. De esta forma el dispositivo gobierna cualquier sistema convencional que tenga hasta cinco elementos. Como el diagrama resultante se desarrolla instantáneamente sobre la pantalla de un tubo de rayos catódicos, es solamente una cosa sencilla el manipular las perillas hasta obtener el diagrama deseado. Los ajustes de dichas perillas indican la situación correcta de la torre, así como la magnitud y fase de la corriente necesaria en cada torre. A voluntad del operador, el diagrama puede desarrollarse en coordenadas cartesianas o polares.

Cuando el diagrama horizontal deseado puede producirse por radiación lateral o normal, debe preferirse la combinación de radiación lateral. Un sistema con radiación lateral produce un ligero incremento de la directividad vertical a lo largo de la línea de máxima radiación, aumentando así la distancia en que ha de encontrarse el desvanecimiento por interferencia.

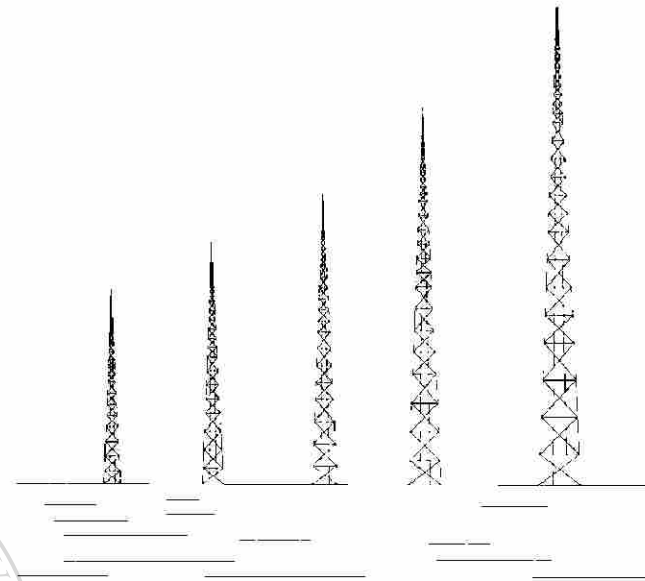


Fig. # 11.2

Sucedé a menudo que las relaciones de corriente deseadas pueden realizarse muy aproximadamente con el empleo de uno o más elementos parásitos. En caso contrario deben emplearse elementos conductores.

El diseño de un acoplamiento variable y red de desfaseamiento que permiten ajustes experimentales de las corrientes en las diferentes torres, necesitan un amplio conocimiento de los procedimientos utilizados para calcular y medir las impedancias de antena.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

CAPITULO 12

ANTENAS TRANSMISORAS PARA F.M. Y TV.

12.1 CONSIDERACIONES GENERALES

Los sistemas de antenas para transmisión de señales de TV y FM son generalmente dispositivos de banda ancha que son capaces de operar sobre un rango ancho del espectro de frecuencias. Las frecuencias utilizadas para el servicio de FM comercial van desde 88 hasta 108 MHz. Los servicios de televisión están localizados dentro de cuatro bandas: de 54 a 72 MHz, de 76 a 88 MHz, de 174 a 216 MHz y de 470 a 890 MHz. Los canales individuales en la banda de FM tienen un ancho de 6200 KHz y en la banda de televisión, el canal tiene un ancho de 6 MHz. El diseño básico de las antenas usadas para esos servicios debe ser tal, que la impedancia de entrada permanezca constante sobre un rango de frecuencias igual al 10 por ciento de la frecuencia de operación para los canales bajos de televisión y 0.2 por ciento de la frecuencia de operación para los canales de FM.

Es práctica común emplear un patrón de radiación horizontal esencialmente circular. La circularidad del patrón horizontal depende del tipo de antena, de la ganancia y de la posición de la antena sobre la estructura de soporte.

Con el desarrollo de las antenas transmisoras de alta ganancia, el ancho de haz en el plano vertical ha sido reducido a 1° aproximadamente para antenas con una ganancia de 60. El ancho de haz entre los puntos de potencia media para las antenas típicas usadas actualmente en VHF es de unos 4° aproximadamente, mientras que para UHF es de 2° .

Generalmente en televisión se acostumbra combinar las señales de video y audio mediante un diplexor y transmitir las desde la misma antena. Esto requiere que los cables de interconexión y los componentes usados en la antena sean capaces de manejar la combinación de la potencia de pico de la señal de video y la potencia promedio de la señal de audio. Es común tener una potencia promedio del audio igual a la mitad de la potencia de pico de video. En general, la mayoría de las antenas de VHF son capaces de manejar de 35 a 50 kilowatts de potencia de pico de video y de 17.5 a 25 kilowatts de potencia de audio. Las antenas de baja ganancia de UHF deben manejar unos 10 kilowatts de potencia de pico de video y las de alta ganancia manejan unos 50 kilowatts. Las antenas de FM actualmente manejan alrededor de 50 kilowatts.

El problema de obtener un sitio adecuado para la localización del transmisor de TV o FM es complicado por un número de variables. El sitio debe ofrecer línea de vista hasta la ciudad a la que ha sido asignada la estación. También debe estar situado de modo que las siguientes intensidades de campo en decibeles arriba de un microvolt por metro sean provistas sobre la

comunidad principal entera a la cual se va a servir: canales del 2 al 6, 74 dBu; canales 7 al 13, 77 dBu; canales 14 al 83, 80 dBu. Para FM, una intensidad media de 3,000 a 5,000 microvolts por metro deben ser provistos sobre la comunidad entera a ser cubierta.

12.2 ANTENAS TRANSMISORAS DE FM

a) La Antena de Malla Cuadrada para FM

Esta antena ha probado ser un medio eficiente de obtener altos valores de potencia efectiva radiada sin usar transmisores de muy alta potencia. La malla cuadrada consiste de un número de mallas cuadradas agrupadas verticalmente para proporcionar ganancia de potencia en el plano horizontal y directividad vertical, el patrón de radiación horizontal resultante es esencialmente circular. Las mallas son diseñadas de modo que la impedancia de entrada de cada par de mallas es de 50 Ohm, de modo que pueden ser alimentadas por líneas de transmisión coaxial estándar.

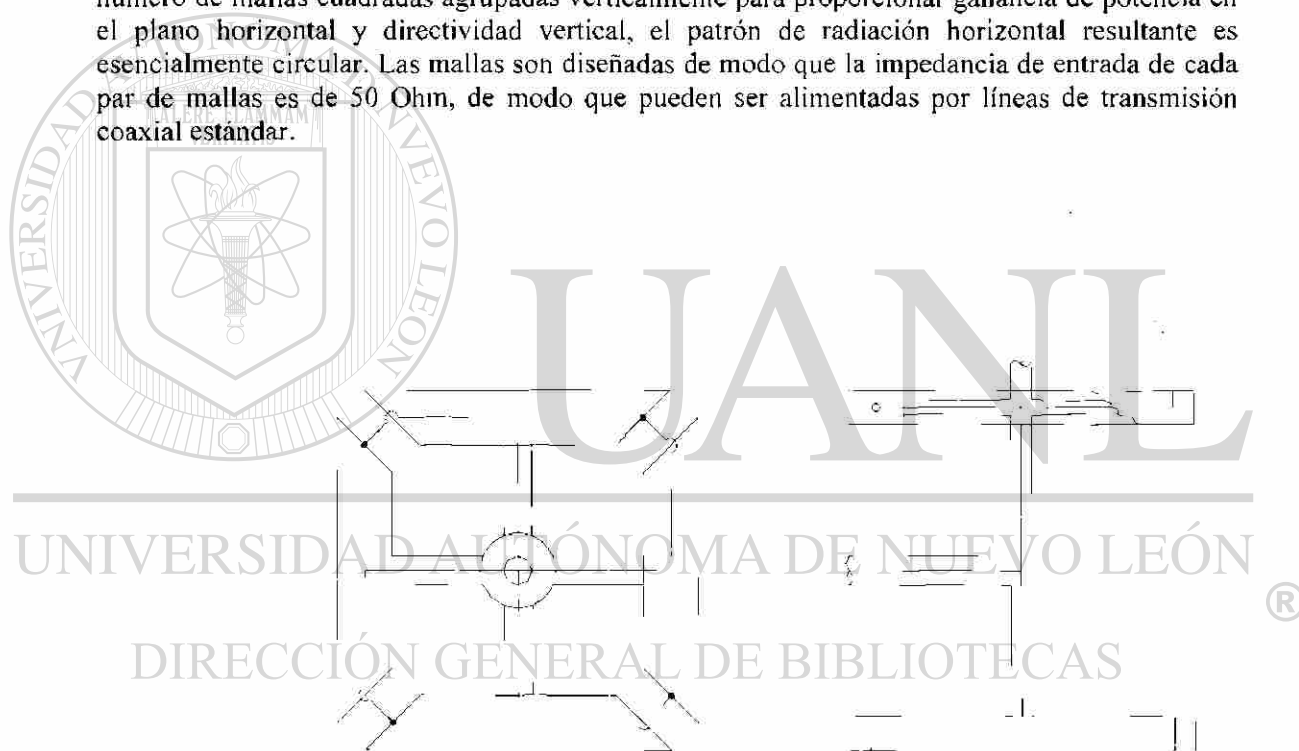


Fig. # 12.1

En la figura (12.1) se muestran los detalles de una malla cuadrada para FM. La impedancia de dicha malla tiene una componente resistiva que es esencialmente 100 Ohm sobre la banda completa de FM. Con la resistencia de entrada de cada malla igual a 100 Ohm, un par de mallas tendrán una impedancia de 50 Ohm. Como consecuencia de esto, es posible operar el

mismo tamaño de **malla** a cualquier frecuencia dentro de la banda de FM y mantener una impedancia de 50 Ohm.

Es costumbre espaciar las mallas adyacentes 332° a 100 MHz en los modelos comerciales de este tipo de arreglo. Es entonces posible usar la misma estructura física sobre la banda entera de FM ya que la ganancia óptima de potencia ocurre cuando las mallas están aproximadamente a 360° . Los arreglos de antenas de malla normalmente están disponibles en combinaciones de 2 hasta 12 mallas. La ganancia de potencia ^(*) varía desde un valor de 2 para un arreglo de dos mallas hasta 12.4 para 12 mallas. En un arreglo multi-malla, todas las mallas son alimentadas con igual potencia y eléctricamente en fase.

Ya que mallas de un mismo tamaño pueden ser usadas para todas las frecuencias de FM, solo es necesario cambiar los stubs de acoplamiento para cambiar de frecuencia.

b) La Antena de Trébol

Esta antena está compuesta de dos o más unidades agrupadas verticalmente. Cada unidad radiante está hecha de un grupo de cuatro elementos curvados, la vista de planta de dicho arreglo recuerda las cuatro hojas de un trébol.

Un voltaje de radio frecuencia aplicado entre la unión común de los cuatro elementos y sus respectivos extremos causa, de hecho, un anillo de corriente uniforme alrededor de su eje, produciéndose un patrón de radiación circular. La ganancia máxima de un arreglo multielementos ocurre cuando la corriente instantánea en todos los elementos radiantes tiene la misma magnitud y fase. Los elementos individuales están agrupados con una separación de media longitud de onda y el punto común de cada elemento está sujeto a un conductor de acero de tres pulgadas de diámetro, el cual será centralmente localizado dentro de la estructura de la antena. El conductor externo del sistema de alimentación es la estructura especial de la torre. Ya que hay una inversión de fase cada media longitud de onda a lo largo de dicha línea de transmisión, la posición de montaje de los elementos radiantes en unidades adyacentes es inversa, como se ve en la figura (12.2). Este procedimiento asegura la adecuada relación entre la magnitud y fase de corriente sin necesidad de usar líneas de transmisión múltiple o redes correctoras de fase.

Es común apilar cualquier número de elementos, desde dos hasta doce, con objeto de obtener la ganancia de potencia deseada en el plano horizontal. No hay necesidad de apilar los elementos en múltiplos de dos debido a la simplicidad del sistema de alimentación. La ganancia de potencia para esta antena varía de 1.3 para un arreglo de dos elementos, a 4.7 para una antena de ocho elementos.

^(*) Todas las ganancias en este capítulo son referidas a la ganancia del dipolo de media onda.

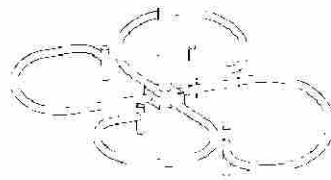
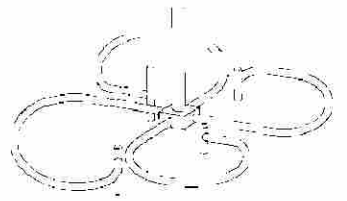


Fig. # 12.2

c) Antena para FM tipo Cilindro Ranurado

Este tipo de antena está basado en el principio de una simple malla de alambre transportando una corriente eléctrica. Esta antena es simplemente un número infinito de esas mallas apiladas una sobre la otra y conectadas en paralelo. Este apilamiento de mallas toma la forma de un cilindro de aproximadamente una longitud de onda y una media longitud de onda en su circunferencia. La terminación de esas mallas toma la forma de una ranura recorriendo la longitud completa del elemento cilíndrico. Esta ranura es alimentada al centro y cortada en cada extremo, tomando entonces la forma de una línea de transmisión de alambre abierto. La distribución de voltaje toma la forma de un patrón senoidal en el que el mínimo voltaje está al centro y en cada extremo.

Ya que la ranura es una línea de transmisión de alambre abierto, la corriente fluyendo a lo largo de las orillas opuestas de la ranura están desfasadas y, por lo tanto, cancelan las componentes de radiación polarizadas verticalmente. El cilindro ranurado mostrado en la figura (12.3) radia ondas polarizadas horizontalmente debido a la corriente circunferencial fluyendo alrededor del cilindro. Un elemento de antena sencillo produce una ganancia de potencia moderada debido al hecho de que la apertura vertical es una longitud de onda.

Es común apilar un cierto número de esos elementos para obtener una ganancia horizontal incrementada, ya que la ganancia de potencia de un elemento sencillo es de aproximadamente 1.5. Una sección de ocho elementos da una ganancia de potencia de aproximadamente 12. Cuando se apilan dos o más elementos es necesario proveer interconexión de las líneas de

alimentación al centro de cada ranura, de modo que voltajes iguales en fase y magnitud sean alimentados en cada ranura.

El ancho de haz del patrón vertical resultante varía desde 24° para un arreglo de dos elementos, hasta 6° para un arreglo de ocho elementos. La máxima radiación ocurre en la dirección de la ranura y la mínima está localizada aproximadamente a 45° desde el lado opuesto a la ranura.



Fig. # 12.3

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

12.3 ANTENAS TRANSMISORAS DE T. V.

a) Antena Hélice

La antena de hélice fue desarrollada para proveer una antena con un mínimo número de puntos de alimentación y una construcción mecánica simple.

La antena consiste de un mástil tubular alrededor del cual están enrolladas una hélices como muestra la figura (12.4). El mástil es principalmente usado como estructura de soporte pero también actúa como plano de tierra para las hélices. Dos ondas viajeras son propagadas a lo largo de las hélices y al punto de alimentación. Cada hélice actúa del mismo modo que un alambre sencillo sobre un plano

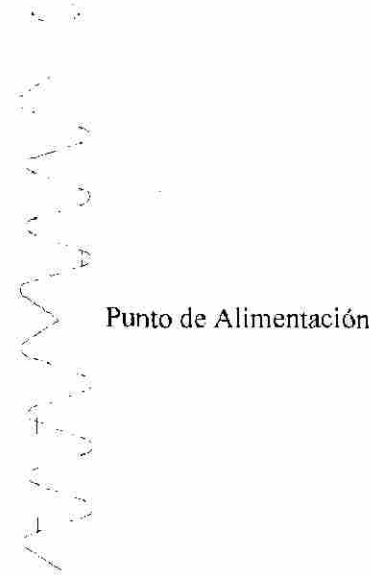


Fig. # 12,4

de tierra. El espaciamiento entre el mástil y la hélice debe escogerse de modo que haya una considerable cantidad de radiación por vuelta. Cada hélice es de aproximadamente cinco vueltas con su diámetro e inclinación, dependiendo de su frecuencia. Cada vuelta es de un número entero de longitudes de onda, de modo que las corrientes a un ángulo de azimut dado estén en fase. Un arreglo de alta ganancia es conseguido mediante el apilamiento de un cierto número de estos arreglos a lo largo del mástil. La ganancia de potencia por arreglo es de 4 aproximadamente.

Con objeto de cancelar la componente de radiación vertical debido al ángulo de inclinación, una hélice derecha y una izquierda son utilizadas en cada arreglo. Las hélices son colocadas extremo con extremo y alimentadas a un punto común. La impedancia resultante en los puntos de alimentación es de aproximadamente unos 100 Ohm.

Esta antena proporciona un medio para obtener alta ganancia con una mínima apertura vertical. Una antena formada por seis arreglos para el canal 12 deberá tener una ganancia de aproximadamente 24 con una longitud total de unos 100 pies.

b) Antena "Turnstile"

Las antenas para televisión, especialmente para la banda VHF, generalmente son construidas utilizando el principio del dipolo con arreglos para conseguir radiación circular y ganancia de potencia en el plano horizontal. La radiación circular es conseguida cruzando los

dipolos en un arreglo tipo torniquete (Turnstile) y alimentándolos en cuadratura; esto es, las corrientes son alimentadas a los elementos radiantes noventa grados fuera de fase. Este principio es ilustrado en la figura (12.5). Considerando solo un dipolo a la vez, se puede observar que el dipolo este - oeste produce una radiación unitaria en la dirección norte - sur y la radiación mínima es en la dirección este - oeste (A). El dipolo norte - sur produce una radiación unitaria en la dirección este - oeste y la radiación mínima es en la dirección norte - sur (B). A un ángulo cualquiera en el que la radiación proviene de ambos dipolos, la energía resultante es la suma vectorial de los dos campos, los que consideraremos para fines de explicación con una distribución de coseno. Entonces, hacia el noreste (a 45° del norte) la radiación desde cada elemento es 0.707 y la suma vectorial es la unidad (C). A 30° del norte, la radiación desde el dipolo norte - sur es de 0.866 y la radiación desde el dipolo este - oeste es de 0.5. Otra vez la suma vectorial es la unidad (D). si se repite el proceso a todo el rededor se encontrará que la suma vectorial para todos los ángulos es la unidad y la radiación circular es conseguida (E).

La antena "Superturnstile" o "Bath-wing", una de las más populares en la banda VHF, está compuesta de un número de dipolos cruzados que son modificados en el diseño para obtener una impedancia característica constante en una banda amplia. Esos elementos son llamados planos de corriente (Current Sheets) en las descripciones técnicas y son alimentados con corrientes en cuadratura como en la ilustración (figura 12.5). La evolución de la antena "Bath-wing" es ilustrada en la figura (12.6) y es descrita enseguida.

En (A), una hoja metálica con una ranura de media longitud de onda a la frecuencia de operación es excitada con energía de radio frecuencia en el centro de la ranura. En el instante mostrado, la polaridad de la excitación es tal que la corriente a través del plano de metal es en la dirección de las flechas. La ranura puede ser considerada como dos conductores en paralelo de una longitud de media onda y corto circuitados en los extremos. Ya que la alimentación al centro es utilizada, la onda de corriente es como la mostrada por la línea de trazos. La corriente a través del plano metálico es en la dirección de las flechas y la intensidad mayor es en el centro, como se muestra por la longitud de las flechas. El espaciamiento de las orillas de la ranura es despreciable a la frecuencia de operación y la radiación realmente ocurre en ambas direcciones desde el centro del plano de metal.

Si una hoja metálica real fuera usada, la resistencia de radiación tendería a hacerse alta a una distancia ligeramente mayor de un cuarto de longitud de onda desde la ranura, de modo que una radiación despreciable sería el resultado. Si, entonces el plano es hecho solo de un ancho de media longitud de onda, como se muestra en la figura (12.6 B), una radiación óptima es conseguida. La distribución de corriente y las características de radiación resultantes se aproximan a las de un dipolo de media onda, con máxima corriente y voltaje cero en el centro del radiador. Este elemento puede ser físicamente soportado por un montaje en este punto de potencial cero, el que ocurre en el centro de ambos extremos del plano.

En la práctica, el plano es disminuido en su anchura al centro (figura 12.6 C) para reducir esta dimensión abajo de un cuarto de longitud de onda y reducir la corriente en la sección media. La altura del plano es hecha aproximadamente de 0.6 longitudes de onda. Esto produce una mayor corriente arriba y abajo del plano con respecto a la del centro y el patrón vertical se aproxima en sus características al de dos dipolos horizontales espaciados verticalmente media longitud de onda. Con esta antena se consigue una ganancia en el plano horizontal de 1.2 por arreglo. Esos arreglos pueden ser apilados para seguir ganancias de aproximadamente 7 en la banda de VHF; cada arreglo consiste en dos planos de corriente en cuadratura. Las líneas de alimentación coaxial puede ser conectadas de modo que los conductores externos alimenten un lado de cada elemento y el conductor interior el otro lado, como se muestra en la figura (12.6 C).

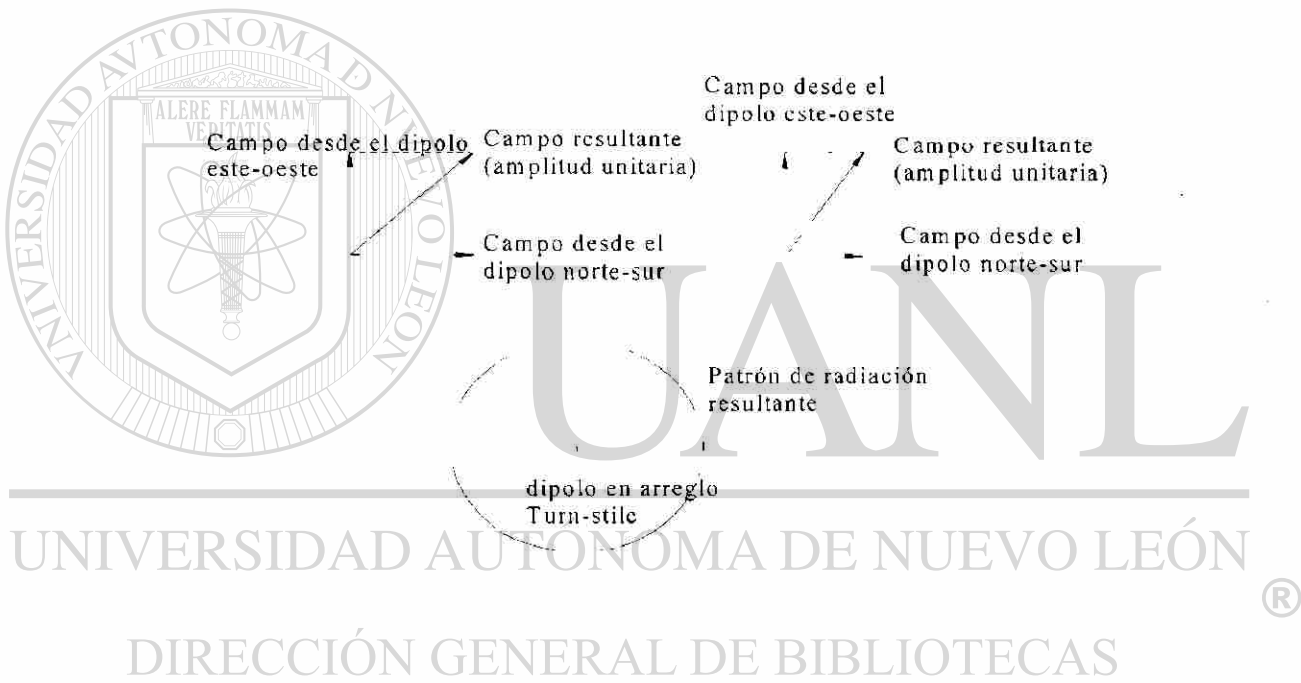
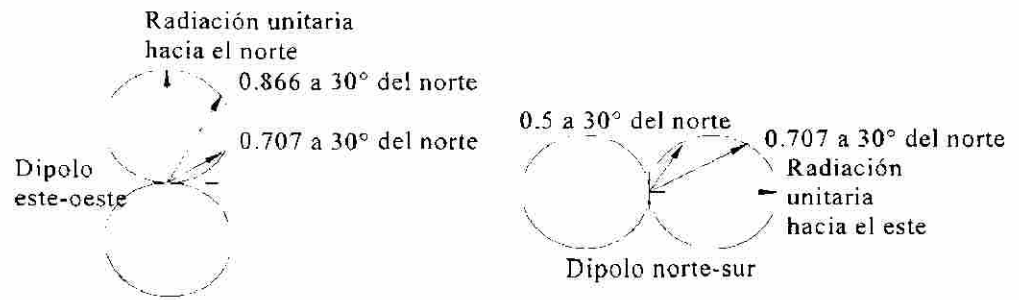
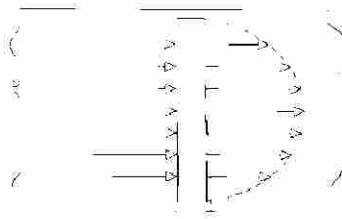
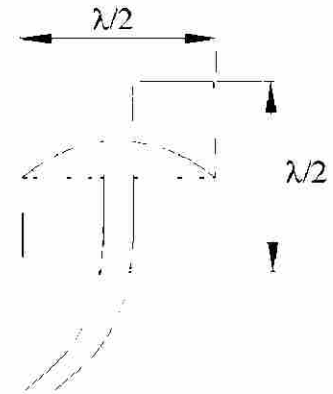


Fig. # 12.5

Corriente instantánea
magnitud y dirección



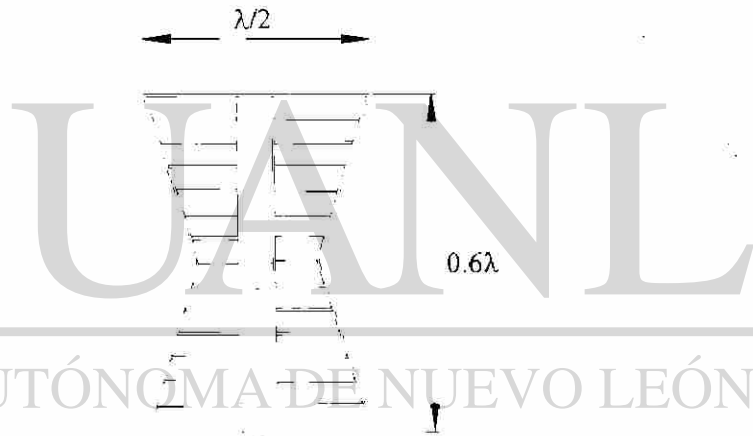
distribución de corriente



Onda de corriente

a) Plano de metal ranurado

b) Plando de media onda



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

c) Radiador Bat-wing

Fig. # 12.6

CAPITULO 13

ANTENAS RECEPTORAS PARA TV.

13.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LAS ANTENAS PARA TV.

Del estudio general de la propagación de ondas electromagnéticas y de la captación de las mismas por medio de las antenas, deducimos que si un emisor irradia ondas de polarización horizontal, la antena receptora debe estar colocada horizontalmente. Igual consideración puede aplicarse a los casos de ondas con polarización vertical, pero en la práctica usual de TV se prefiere la polarización horizontal, de modo que, como primera característica destacada de las antenas receptoras para TV diremos que deben ser horizontales.

De inmediato hay que referirse a las características geométricas propias, o sea a las dimensiones de los conductores que forman la antena. Para ello recordemos que a lo largo de una antena tenemos distintos valores de voltaje y corriente, y que habrá un cociente entre ambos valores que determina la impedancia de cada punto. Por tratarse de un circuito resonante en serie, la impedancia entre los puntos de alimentación será baja y puramente resistiva, y para un dipolo de media onda tiene un valor de 73 Ohm de resistencia pura, cuando la frecuencia es la fundamental.

A lo largo de la antena la impedancia varía en aumento para hacerse teóricamente infinita en los extremos. Si en lugar de la antena colocamos una resistencia de 73 Ohm y la alimentamos con la señal, la potencia absorbida será la misma. Se llama "resistencia de radiación" al valor de esa resistencia que, reemplazando a la antena, disipa la misma potencia que ella.

La impedancia a lo largo de la antena tiene entonces una componente resistiva y una reactiva. Inclusive la impedancia en el punto de alimentación puede no ser resistiva pura y tener una componente reactiva si la señal tiene una frecuencia que no es exactamente la de resonancia de la antena. Por ejemplo, si consideramos un dipolo de media onda, la figura (13.1) nos muestra cómo varía la impedancia en el centro del mismo y su componente reactiva cuando se varía la frecuencia de la señal por encima y por debajo de la de resonancia. Dicho en otros términos, una antena se comporta como una bobina para señales de frecuencia mayor que la de resonancia y como un condensador para frecuencias menores.

Lo dicho nos permite llegar a interesantes conclusiones. Si a frecuencia mayor que la fundamental la impedancia se hace inductiva, la antena queda como más corta y debe ser alargada. Una bobina en serie alargará ficticiamente la longitud de la antena y viceversa, cuando la frecuencia

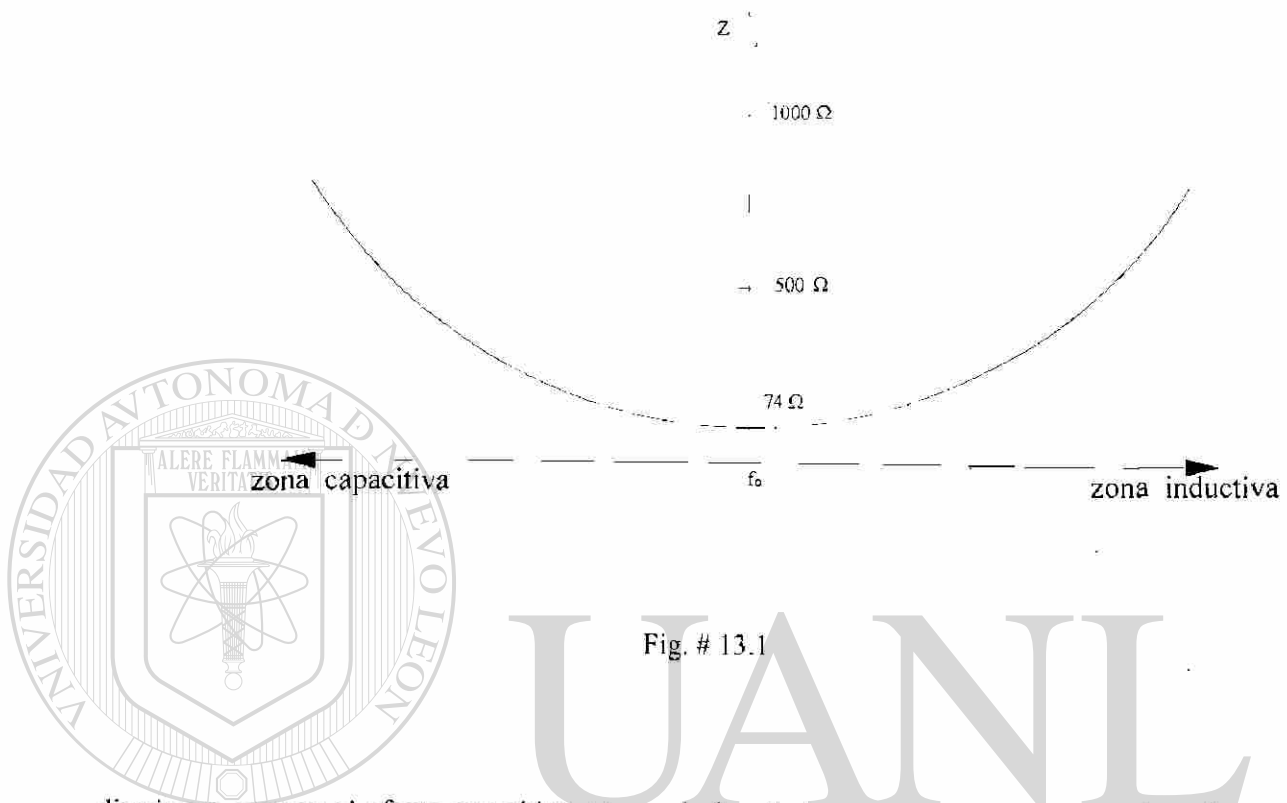


Fig. # 13.1

disminuye aparece el efecto capacitivo por ser la longitud mayor, o sea que un condensador intercalado en serie con la antena acortará la longitud de ésta. Tres antenas pueden resonar correctamente en media onda pese a tener distinta longitud, si se siguen las indicaciones precedentes.

Al mencionar los efectos inductivos y capacitivos no podemos dejar de referirnos al hecho de que, siendo la antena un circuito resonante de constantes distribuidas, hay en ella resistencia, capacitancia e inductancia. La inductancia se presenta como resultado de un fenómeno de autoinducción, que será tanto mayor en cuanto más se concentre el flujo de corriente en el conductor mismo. Luego la inductancia propia de la antena es tanto mayor en cuanto más delgado sea el alambre. La capacidad aparece como consecuencia de los cuerpos vecinos y será más notable cuanto mayores sean las dimensiones del conductor de la antena, es decir que un conductor grueso tendrá mayor capacidad y menor inductancia. En realidad lo que determina ambos factores es la relación longitud - diámetro del conductor.

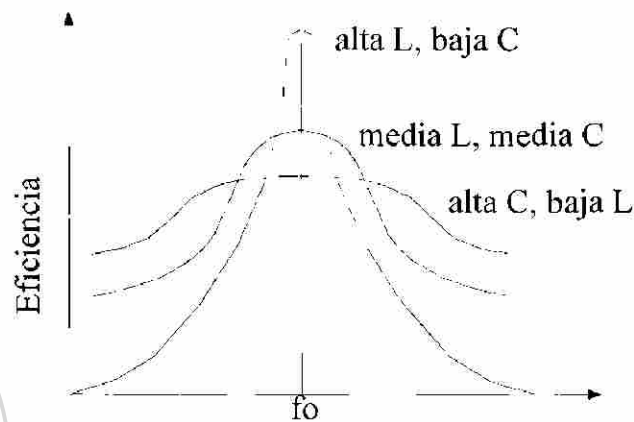


Fig. # 13.2

La proporción de inductancia y capacitancia en un circuito resonante se traduce en una relación de calidad, pues afecta directamente al factor Q . Es sabido que una inductancia elevada y capacidad baja da un Q alto y viceversa. En la figura (13.2) vemos tres curvas correspondientes a tres antenas de igual largo pero construidas con distinto conductor. La (1) está hecha con alambre fino, la (2) con alambre grueso y la (3) con tubo de diámetro considerable, más de 10mm. La eficiencia de la antena es el factor más importante en radiodifusión, pero en televisión cobra carácter primordial el ancho de banda. En consecuencia, la antena preferida será la de tubo grueso, con baja inductancia y alta capacidad, con un Q bajo.

Ya que el factor Q depende de la relación entre el largo y el diámetro del alambre, la tendencia es hacer antenas cortas y gruesas o aumentar artificialmente la capacitancia mediante pliegues, vueltas u otros recursos. Así surgió como óptimo el dipolo plegado que presenta excelentes cualidades de banda ancha.

En resumen, las antenas para recepción de señales de TV serán horizontales, por captar ondas polarizadas horizontalmente. Se usarán dipolos de media onda con resonancia exacta, para disponer en el centro de una impedancia resistiva pura. Y finalmente, se construirán con tubo en lugar de alambre para que tengan bajo Q , por necesitarse características de banda ancha. A esto último contribuye el empleo del dipolo plegado. Las consideraciones precedentes no contemplan todavía las cuestiones referentes a la mayor ganancia y a la directividad, que serán consideradas oportunamente.

13.2 EL DIPOLO PLEGADO PARA TV

La antena más popular para recepción de señales de TV es el dipolo plegado, que se caracteriza por su bajo Q, fácil instalación y cómoda adaptación de impedancia para las líneas estándar. En esencia, esta antena puede ser reemplazada para su estudio por el circuito equivalente que se muestra en la figura (13.3). Se trata de dos dipolos de media onda unidos por sus extremos con lo que quedan en paralelo. El superior no tiene corte para alimentación, pero como no hay voltaje en su punto medio, puede unirse a tierra y ese detalle se aprovecha para sujetarlo al poste de amarre. Ya que la antena de media onda es un circuito resonante, puede ser simulada por una impedancia con su fuente de voltaje aplicada a los extremos. En este caso hay dos ramas en paralelo, de manera que la energía se reparte entre ellas partiendo la ecuación fundamental que dice que la potencia irradiada es igual al cuadrado de la corriente en el punto de alimentación, multiplicada por la resistencia de radiación de la antena. Es decir, que si las dos corrientes bifurcadas desde los extremos son iguales y debido a que por estar muy próximos los conductores, la irradiación la cumplen como si fuera uno solo y la impedancia en el centro de la antena no será ya 73 Ohm (como corresponde a un dipolo de media onda), sino la que resulta para una corriente mitad. Como se deduce fácilmente para una corriente mitad, la impedancia será cuádruple por estar la corriente al cuadrado y tendremos:

$$4 \times 73 = 292 \text{ Ohm; aprox. } 300 \text{ Ohm}$$

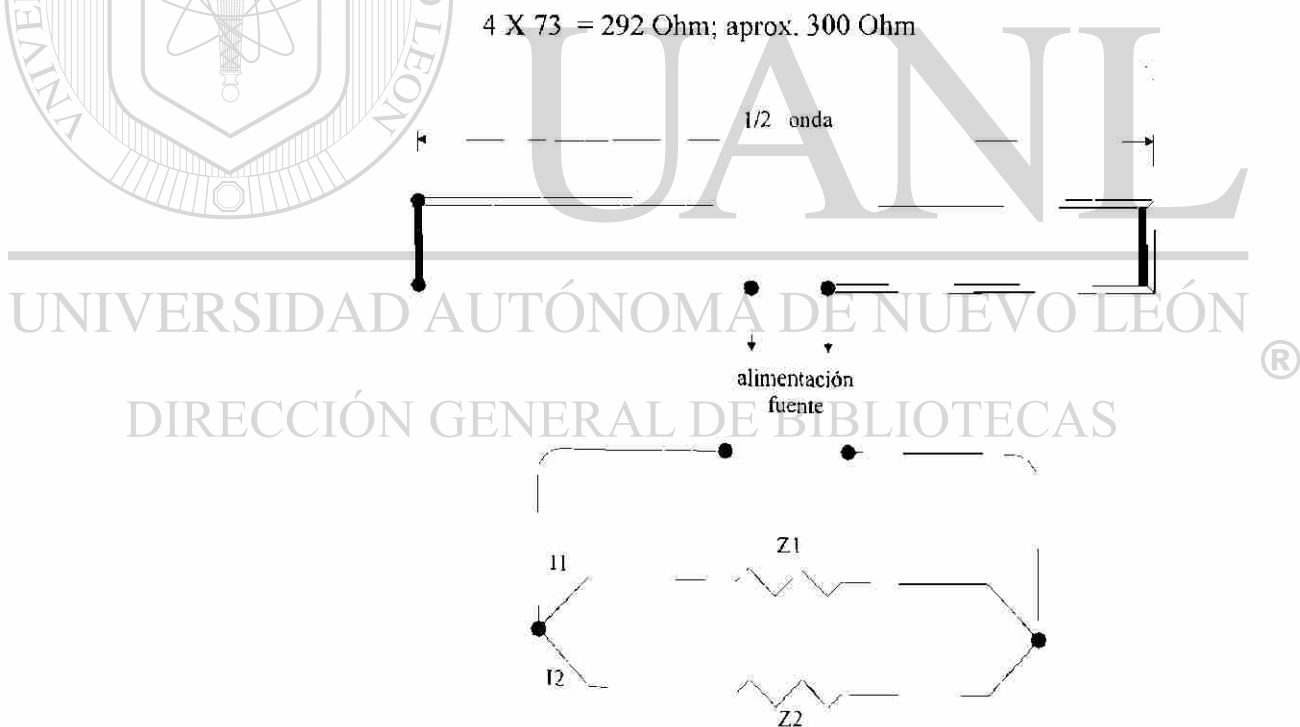


Fig. # 13.3

En consecuencia, el dipolo plegado de media onda de ramas de igual diámetro tiene en el centro abierto una impedancia de unos 300 Ohm.

Veamos lo que ocurre si los diámetros de las dos ramas no son iguales: las dos corrientes se repartirán en razón inversa de los diámetros, ya que el efecto pelicular hace desprestigiar la sección transversal. Si por ejemplo, el diámetro de la rama superior es doble que la inferior, I_1 será doble que I_2 y la suma es la corriente total, con lo que la corriente en el punto central de la rama inferior se habrá reducido a la tercera parte. Como consecuencia, la impedancia será nueve veces mayor que 73 Ohm, o sea 657 Ohm.

Si hacemos el conductor superior de triple diámetro que el inferior, la corriente en el centro de la rama inferior será la cuarta parte puesto que el total es constante siempre e igual a la suma de ambas.

Es decir, a un cuarto de corriente corresponde una impedancia 16 veces mayor, o sea 1,168 Ohm. En general, para calcular la impedancia al centro de un dipolo plegado en función de los diámetros de las ramas del mismo, se emplea la siguiente fórmula en la que D es el diámetro de la rama superior y d el de la inferior. La impedancia en el centro abierto vale:

$$Z = Rr = 73(D/d + 1)^2$$

Con lo que pueden resolverse los problemas prácticos que se presenten. Muchas veces se parte de la impedancia como dato y debe determinarse la relación de diámetros conveniente para conseguir aquel valor; entonces se puede deducir de la fórmula el valor del cociente entre los diámetros.

13.3 EMPLEO DE ELEMENTOS PARÁSITOS

Los dipolos simples plegados son de irradiación y captación bidireccional, según se vio en capítulos anteriores. En televisión esto puede resultar sumamente pernicioso por las reflexiones de las ondas en todas las masas circundantes, de manera que hay que dotar a las antenas de características especiales de direccionalidad, lo que contribuye también a aumentar el rendimiento de captación.

Para conseguir captación en una sola dirección, se emplean elementos no alimentados o parásitos colocados paralelamente adelante o atrás de la antena y en su mismo plano. Debido a la proximidad, esos elementos reciben energía por inducción, la que es irradiada nuevamente en la dirección conveniente para reforzar la que recibe la antena misma. Un elemento parásito se llama reflector cuando está colocado en sentido contrario al cual debe cumplirse la captación y generalmente tiene mayor longitud que la antena. Si se coloca en el mismo sentido de la captación se llama director y es más corto que el dipolo.

En la figura (13.4) se ilustran los casos más comunes de elementos parásitos. En (a) hay un reflector distanciada 0.20 a 0.25 de longitud de onda desde la antena y su longitud es de un 5% mayor que la del dipolo. La longitud del dipolo no se hace exactamente de media onda sino que se la acorta en un 5% para compensar el efecto de puntas. En la práctica se ha comprobado

que tomando sólo 0.95 de media onda el comportamiento es mejor. Las flechas indican la procedencia de la señal si se trata de una antena receptora.

La gráfica (b) nos muestra un director cuya longitud es 4% menos que la del dipolo y se coloca delante de éste. La separación es también 0.20 a 0.25 de la longitud de onda. En (c) tenemos un dipolo con un reflector y un director y en (d) un reflector y dos directores. Esta última es la popular antena Yagi, en la cual se dan longitudes y separaciones especiales, que son producto de la experimentación.

$$L = 0.95 (\lambda / 2)$$



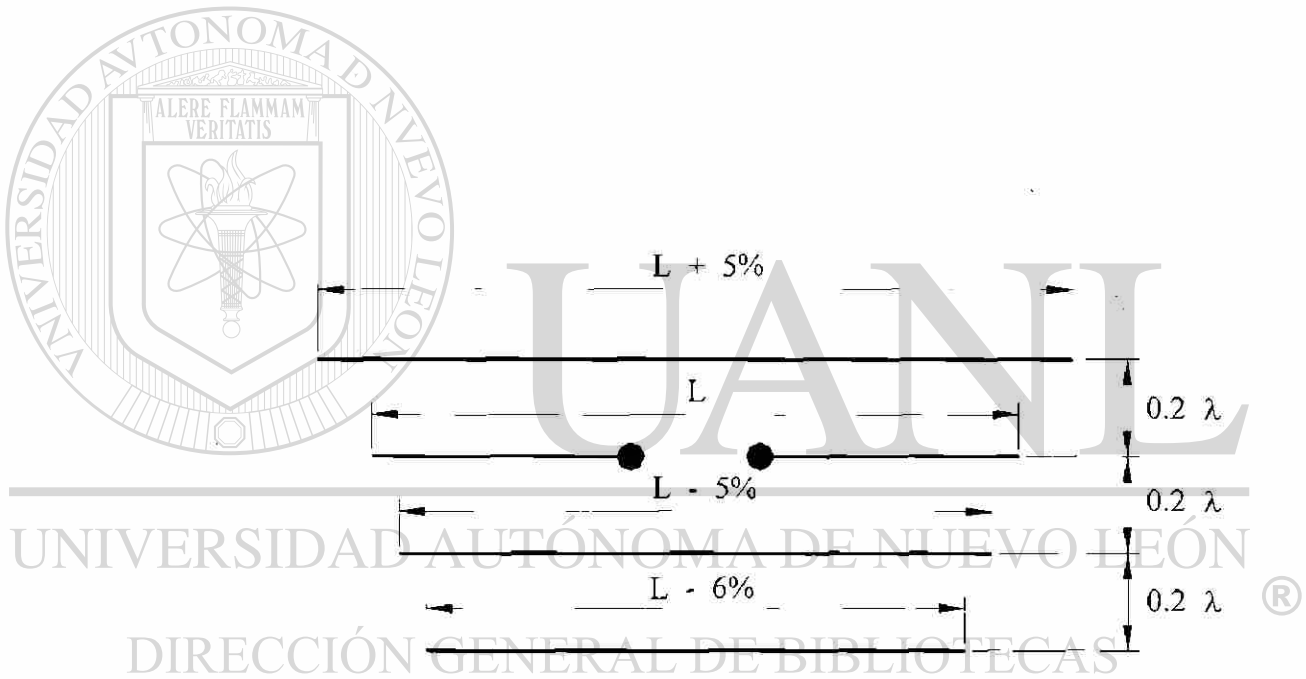
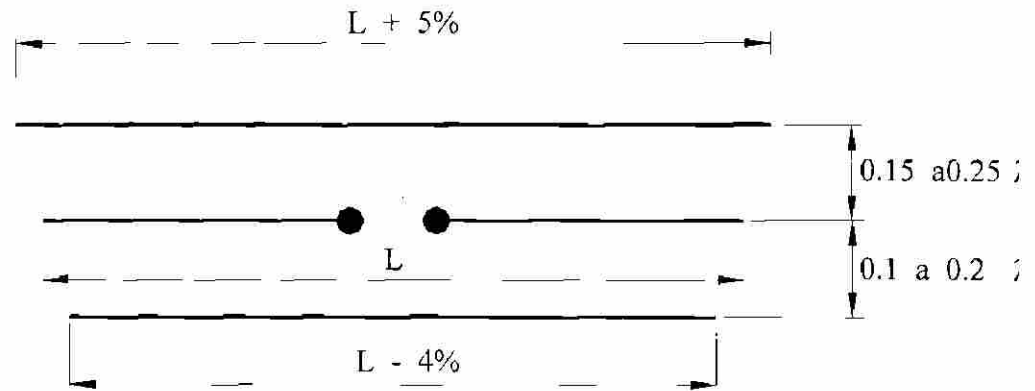


Fig. # 13.4

Las dimensiones de los dos modelos simples más usados como antenas para recepción se da en la figura (13.5). Se trata del dipolo plegado con un reflector y de la Yagi de cuatro elementos. La primera se construye con las dimensiones indicadas en la figura para el canal 8, pero para otro canal sabemos que las dimensiones las tomaríamos en la figura (13.4). Con un tubo de 10 mm de diámetro puede armarse el dipolo y el reflector. La abertura óptima del dipolo parece ser unos 6 cm medidos en la parte interior. La alimentación se hace en el centro, donde hay una separación entre puntas de 2 cm., con una línea bifilar de 300 Ohm, no obstante que la impedancia real en ese punto es de 240 Ohm.

La Yagi tiene separaciones menores entre elementos. El dipolo plegado merece una consideración especial. Como la impedancia de entrada de la mayoría de los receptores es de 300 Ohm, hay que tratar de obtener esa impedancia en el centro de la rama abierta. Con dos tubos iguales eso sería imposible pero recordando la distribución de corrientes, puede lograrse. La impedancia con ramas iguales en el dipolo se reduce a 50 Ohm, es decir 6 veces menor que la que necesitamos. Habiendo calculado la relación de diámetros necesaria, en la figura ya se ha expuesto el resultado. Esa relación es de 4:1, es decir que la rama continua tendrá tubo de cuádruple diámetro que el de la rama abierta. De este modo, y teniendo en cuenta que los tres elementos parásitos han reducido la impedancia 6 veces, aplicamos la fórmula conocida pero partiendo de un sexto de 73 Ohm y resulta:

$$Rr = Z = 12(5)^2 = 300\Omega$$

Lo cual significa que podremos usar cable de 300 Ohm de impedancia. No tiene importancia el detalle de que la relación de diámetros sea exactamente 4, pues con la relación aproximada ya se tiene una adaptación de impedancia aceptable; por ejemplo, con tubos de 6 mm y de 25 mm, que son comunes en el comercio, se construye el dipolo plegado para la Yagi de cuatro elementos. Los extremos se unen con dos barras atornilladas o soldadas.

En la práctica, para distancias de unos kilómetros hasta el emisor, se emplean las antenas anteriormente descritas. Para distancias mayores y para recepción de varios canales se usan otros tipos de los que nos ocuparemos oportunamente. Cuando el emisor está muy cerca suele dar resultados la antena interior, que consiste de dos varillas en V, cuyas dimensiones corresponden al dipolo abierto de media onda. Las ramas se colocan en ángulo recto y en el centro abierto se conecta la cinta de 300 Ohm.

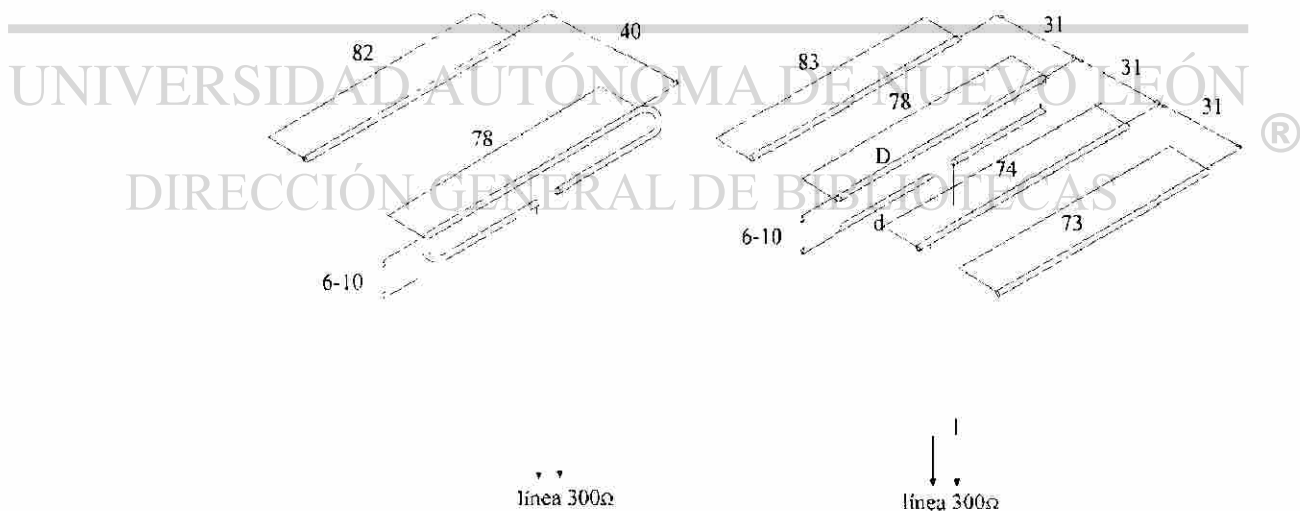


Fig. # 13.5

13.4 ORIENTACIÓN DE LA ANTENA

Las antenas receptoras de TV presentan un problema que no se conoce en radiodifusión y que en comunicaciones ha sido encarado para aumentar la eficiencia de captación. Nos referimos a la orientación de la antena.

En ciudades donde funcionan varias emisoras de televisión, las que seguramente serán de distinta frecuencia, se presenta el problema de instalar antenas tipo multicanal y orientarlas adecuadamente.

El problema puede estar vinculado o no a la existencia de emisoras en distintos canales. En efecto, veamos la figura (13.6), que nos plantea dos casos netamente distintos de ubicación de un receptor con respecto al grupo de emisoras del lugar. En uno de los casos el receptor está distante del grupo de emisoras y puede colocarse una antena multicanal de instalación fija, orientada hacia el centro geométrico de las emisoras. Si ese grupo está muy concentrado, la antena puede ser de alta direccionalidad y si el grupo estuviera un poco disperso convendrá una no tan selectiva.

Si el receptor está ubicado en una zona central con respecto al grupo de emisoras, hay dos caminos para instalar la antena:

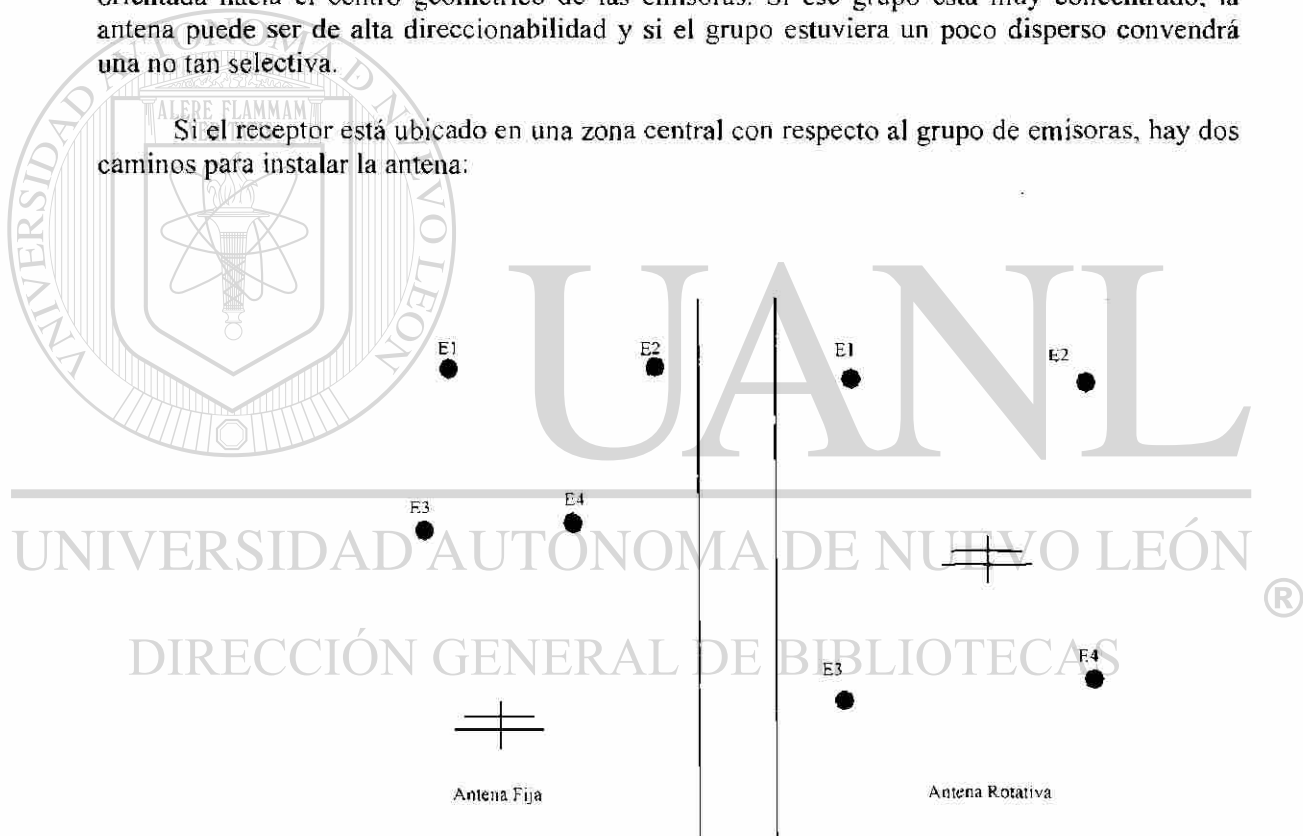


Fig. # 13.6

Uno es colocar un modelo de direccionalidad muy escasa, como sería un dipolo sin reflector; claro que en el sentido del conductor mismo no hay ninguna captación pero siempre se podrá buscar una orientación conveniente. Esta solución tiene el inconveniente de que las ondas reflejadas en todos los edificios y grandes masas también son captadas por la antena, produciendo imágenes fantasmas.

La otra solución para el caso de la derecha, en la figura (13.6), consiste en instalar antenas direccionales rotativas. Esto se soluciona uniendo el mástil de la antena al eje de un motor eléctrico cuyo accionamiento se hace a distancia, desde el receptor mismo. Generalmente se coloca una pequeña unidad que a la vez que acciona el motor, indica la emisora elegida.

13.5 ONDAS REFLEJADAS, FANTASMAS EN LA IMAGEN

Ya que las ondas de televisión tienen un comportamiento similar a los rayos luminosos en cuanto a la propagación se refiere, también estarán sujetas a los fenómenos de reflexión y refracción. El segundo de éstos es el que provoca la curvatura de la onda y hace aumentar la distancia útil de la transmisión. Veamos ahora lo que ocurre con la reflexión.

En la figura (13.7) se ha presentado en forma muy simple una emisión de televisión y su rayo directo que va a la antena receptora sin encontrar obstáculos en el camino. Pero los rayos salen de la antena emisora en todas direcciones, y, por ejemplo, uno de ellos choca con el cuerpo reflector que puede ser un edificio, una torre, etc., y el rayo reflejado llega a la antena receptora. A primera vista parecería que el fenómeno refuerza la señal de llegada, pero es un grave inconveniente.

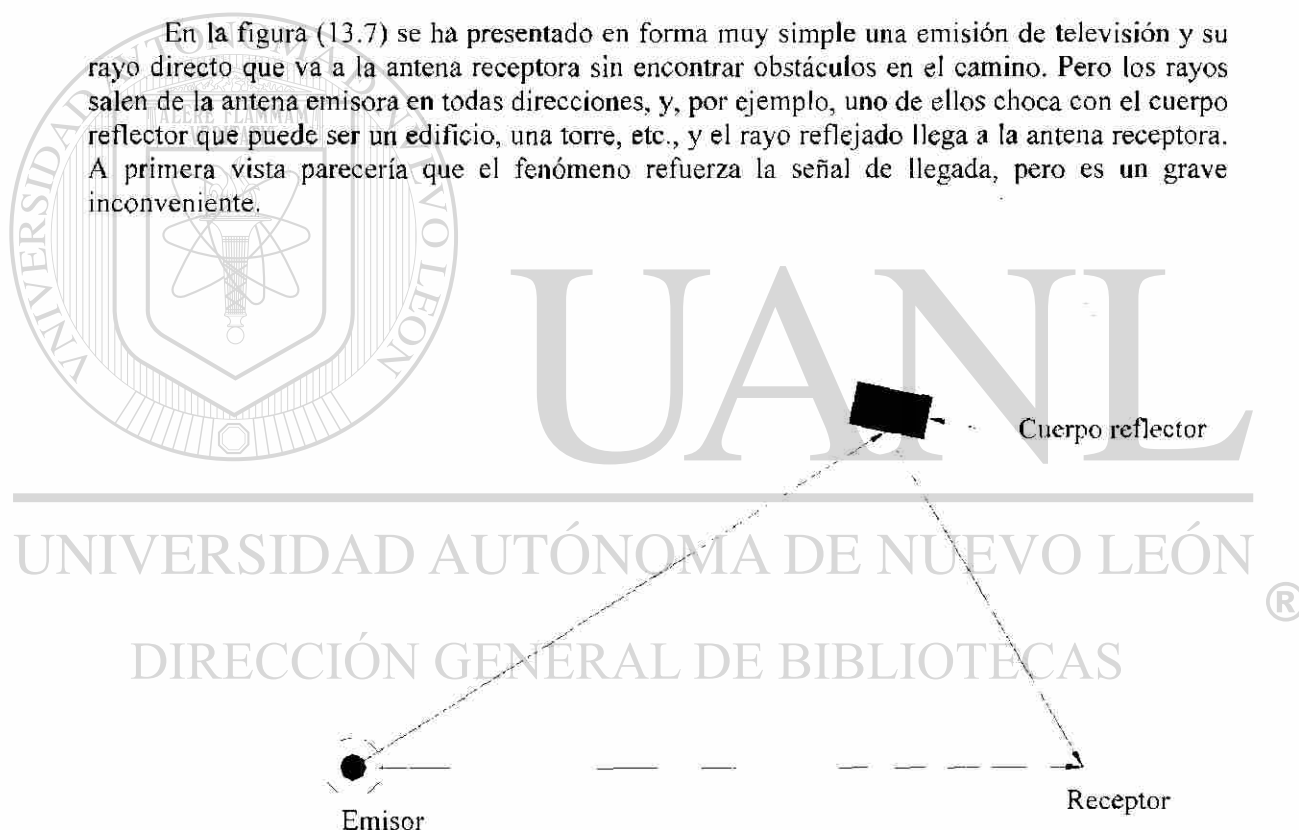


Fig. # 13.7

La señal viaja a través del espacio a la velocidad de 300,000 km por segundo, o traducido a unidades más usuales en TV, 300 metros por micro-segundo. Como los dos rayos llegan al receptor por caminos distintos ocurre que si las distancias recorridas difieren, habrá transcurrido

un tiempo desde la llegada de un rayo hasta que llega el otro. Esto produce dos imágenes distintas en la pantalla, tal como puede apreciarse en la figura (13.8).

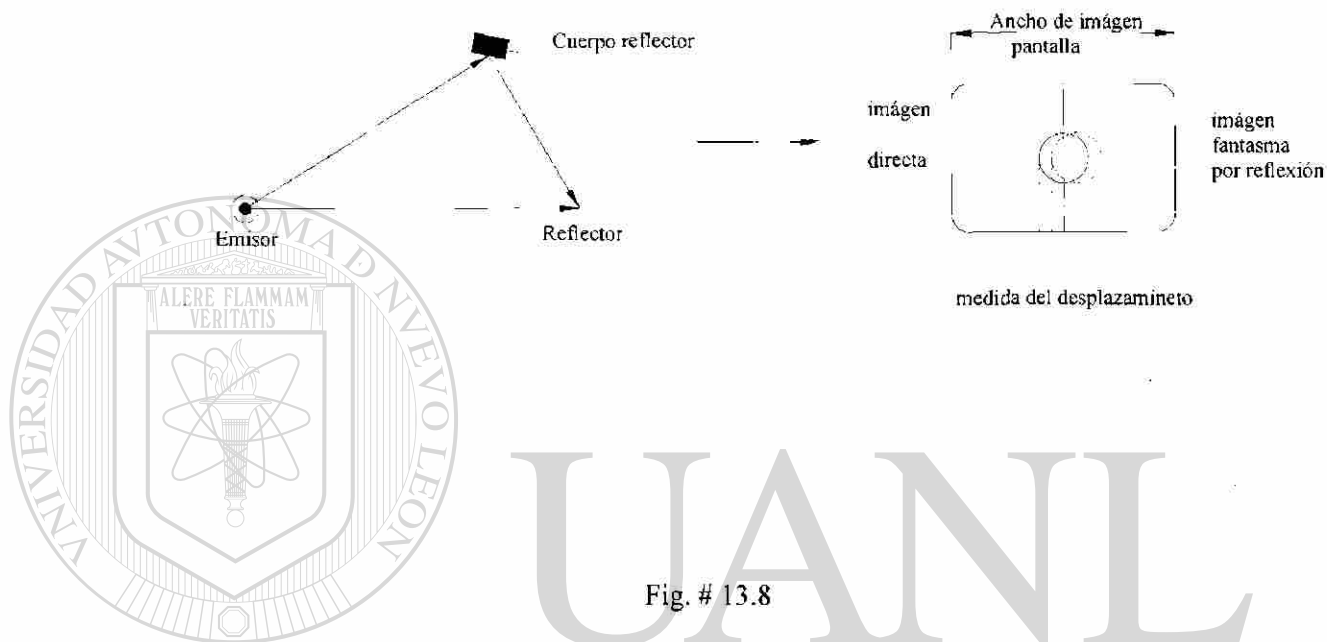


Fig. # 13.8

13.6 POSICIÓN DE LA ANTENA SEGÚN LAS REFLEXIONES

Las señales de televisión que emergen de la antena emisora viajan en todas las direcciones y llegan a la antena receptora por el camino directo, pero también por reflexión en superficies que encuentran en su camino. En la pantalla del receptor se producirán imágenes fantasmas debido a la diferencia de tiempo en la llegada de las señales provenientes de una misma emisora, porque al ser diferentes los caminos recorridos por las ondas, habrá diferencias en los tiempos empleados en recorrerlos.

Los casos que se presentan son tan numerosos que es imposible tratarlos a todos, pero daremos algunos ejemplos. En la figura (13.9) se ven los cuatro casos más ilustrativos de todos los posibles.

En (a) se ve cómo debe evitarse la captación de la onda reflejada aumentando la directividad de la antena mediante reflectores o directores. El agregado de elementos parásitos reduce el ángulo de captación y aumenta el rendimiento para señales que inciden perpendicularmente al dipolo. La ilustración corresponde a una antena dipolo plegado con reflector.

Pueden presentarse casos rebeldes cuando las masas reflectoras están muy cerca de la emisora, haciendo que las ondas directas y reflejadas lleguen a la antena formando un ángulo muy reducido. En ese caso un solo elemento parásito no será suficiente y hay que aumentar enormemente la directividad de la antena, como se ve en la ilustración (b) de la figura. Una Yagi de cuatro elementos, dos directores, el dipolo y un reflector de una curva de captación muy estrecha, puede solucionar el problema.



Fig. # 13.9

Hay casos en los que un cuerpo queda en el camino de la señal directa, como se ve en la ilustración (c) y no puede orientarse la antena para recibirla. Hay que buscar una onda reflejada y, si hay muchas, elegir la que dé mayor captación o la que permita tener una sola imagen en el receptor. Para el observador que está instalando la antena puede ocurrir que la oriente para una señal reflejada sin que se perciba de ello, si el emisor está lejos del alcance de su vista. En efecto, la orientación de la antena se hace buscando el máximo de la señal y en este caso, ese máximo se producirá para una onda reflejada y no para la directa, que ni siquiera llega.

En lo que antecede se ha considerado la existencia de una sola señal reflejada, pero debe tenerse en cuenta que hay muchas. Un caso cualquiera se ve en la ilustración (d). Diversas masas circundantes reflejan las ondas que salen de la antena emisora y la envían hacia el receptor. Orientando la antena para la señal directa, en este caso, sería difícil de evitar la imagen fantasma, de modo que se optó por orientarla para una onda reflejada y usar una Yagi de cuatro elementos.

Como se ve, los casos que pueden presentarse son tan numerosos que el instalador debe resolver cada uno con criterio y observando la pantalla del receptor para notar si hay imágenes fantasmas. A veces hasta los aviones que pasan ocasionan fantasmas en el receptor.

13.7 RECEPCIÓN DE ZONAS DE SOMBRA

En muchas oportunidades se ha comprobado que las leyes de la óptica explican todos los casos de aplicación de recepción de TV. Los obstáculos fuertes en el camino de los rayos luminosos producen sombras y por analogía se denominan zonas de "sombra" a aquellas a las que no llega el rayo directo por haberse interpuesto un obstáculo.

Parecería que la recepción es imposible en las zonas de sombra, pero la difracción de los rayos rasantes al obstáculo hace que muchos de éstos vuelvan hacia la tierra, como se ve en la figura (13.10). Las antenas receptoras colocadas en la zona de sombra captan las señales del emisor como si estuvieran en el camino de los rayos directos o de los reflejados.

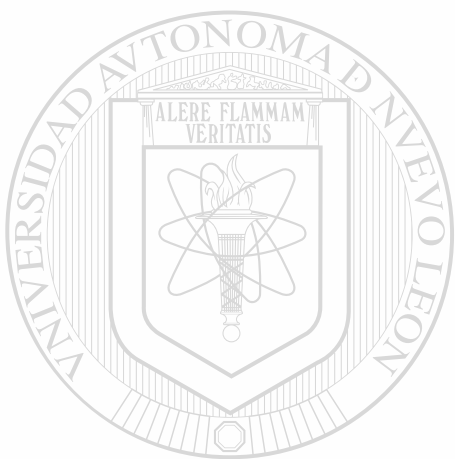
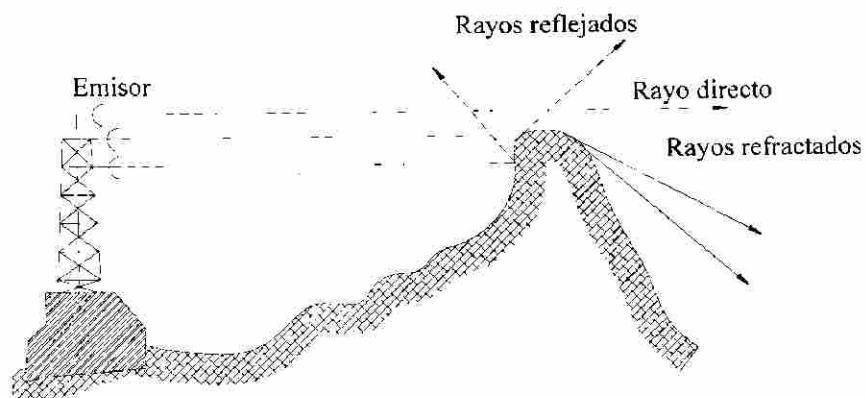


Fig. # 13.10

UANL

Reflector

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

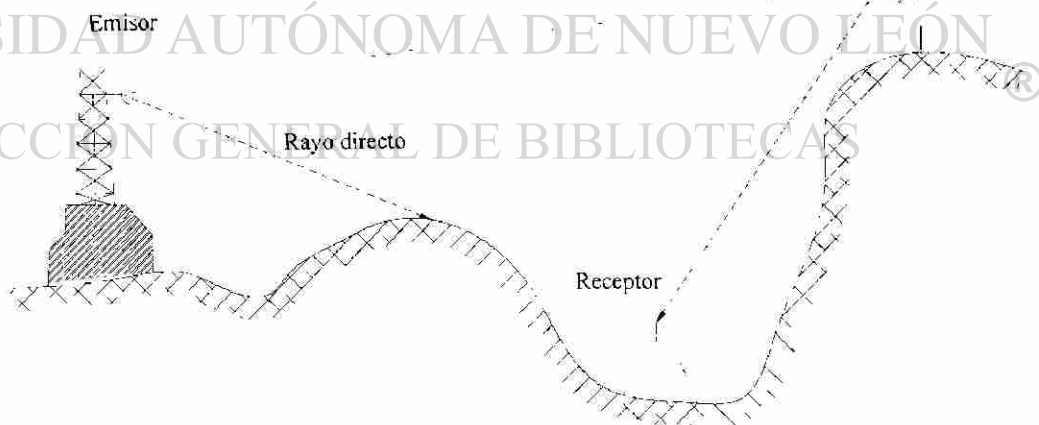


Fig. # 13.11

A veces la zona de sombra se encuentra en una hondonada o región baja, donde no llegan los rayos directos ni tampoco se produce difracción salvadora. Es el caso planteado en la figura (13.11), Entonces puede resolverse el problema mediante la colocación de reflectores especiales; es obvio que la posición de tales reflectores debe ser ajustada cuidadosamente mediante la existencia de la señal emitida y comprobando la captación en el receptor.

Estos y muchos otros casos se resuelven en TV aplicando las leyes de la óptica y los conocimientos generales sobre antenas difundidos en los capítulos anteriores.

13.8 ANTENAS PARA ZONAS DISTANTES

El alcance de la propagación de las señales de TV es de unas pocas decenas de kilómetros, según se ha visto; el objetivo de captar tales señales desde zonas distantes de la emisora se resuelve con antenas de alta ganancia y direccionabilidad. La reversibilidad de los principios de funcionamiento de una antena, según se le use como receptora o como emisora, nos permite aplicar las consideraciones relativas al rendimiento en energía de las antenas de alta directividad. A medida que conseguimos concentrar la emisión con un rayo estrecho, aumentamos la efectividad en esa dirección. Entre las antenas de alta directividad, mencionaremos la Yagi de varios elementos, como la ilustrada en la figura (13.12). La instalación debe cuidar mucho la orientación, pues un pequeño ángulo de desviación ocasiona pérdidas notables en la ganancia. El primer paso es orientarla en forma aproximada con un mapa y luego ajustar dicha dirección con un indicador de intensidad de campo o mediante observación de la pantalla del receptor mismo.



Fig. # 13.12

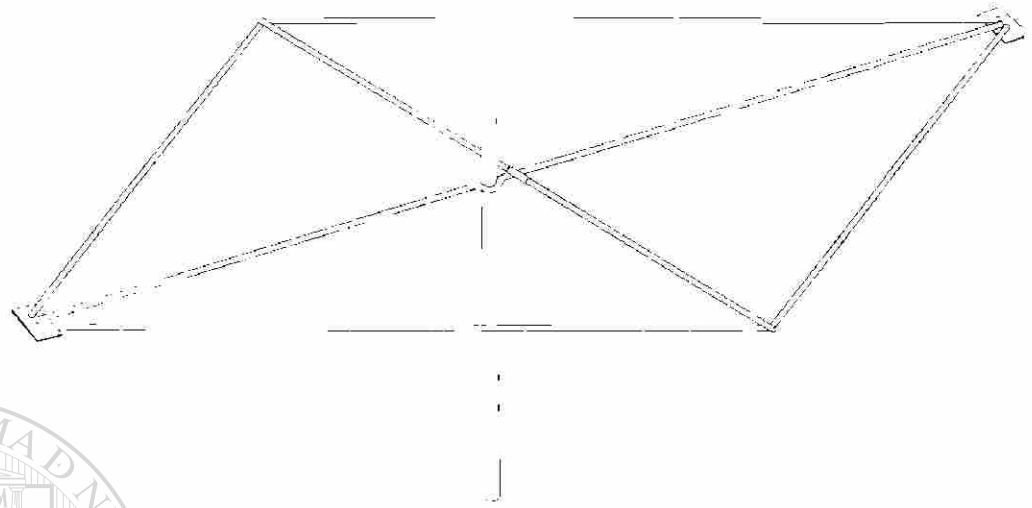
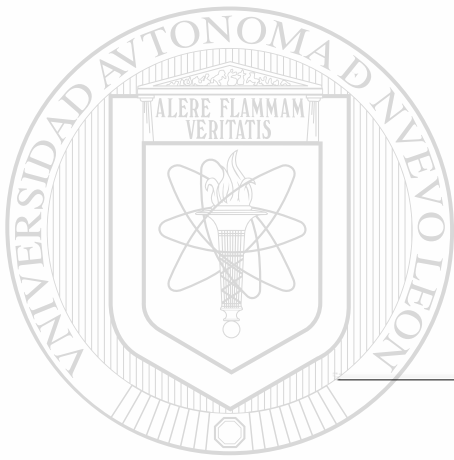


Fig. # 13.13



U A N L

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



Fig. # 13.14

Otra antena a la cual se acude para recepción en zonas distantes es la róbica, por su gran ganancia. Hay que tener en cuenta que requiere una adaptación de impedancias, para poder usar las líneas estándar de 300 Ohm. La figura (13.13) muestra un modelo de los empleados para emisoras de los canales altos, pues por las dimensiones físicas, estas antenas no resultan adecuadas para los canales bajos. En el caso citado se construye un tubo de aluminio para darle poco peso. El inconveniente principal de este tipo de antena es que resuena en una sola frecuencia, por lo que es apta para un canal único.

La figura (13.14) muestra una antena V que goza de las mismas propiedades de alta ganancia en una sola dirección. Este tipo de antena tiene mayor rigidez mecánica que la anterior y se hacen combinaciones que resuenan en los canales altos y bajos, según veremos más adelante, lo que elimina el inconveniente de las róbicas.

No basta que la antena sea del tipo de alta ganancia para obtener buena recepción en las zonas distantes. Si aun así no se tuviera una captación aceptable, se recurre al procedimiento del "apilado" disponiendo dos o más antenas y sumando las señales captadas por cada una. Los tipos de antenas usados para hacer la "pila" pueden ser cualesquiera de los vistos entre los de alta ganancia. A título ilustrativo mostraremos en la figura (13.15) la Yagi apilada doble, cada una de las cuales tiene tres directores y un reflector; la línea de alimentación se conecta a los puntos inferiores de las barras que paralelan ambos dipolos plegados.

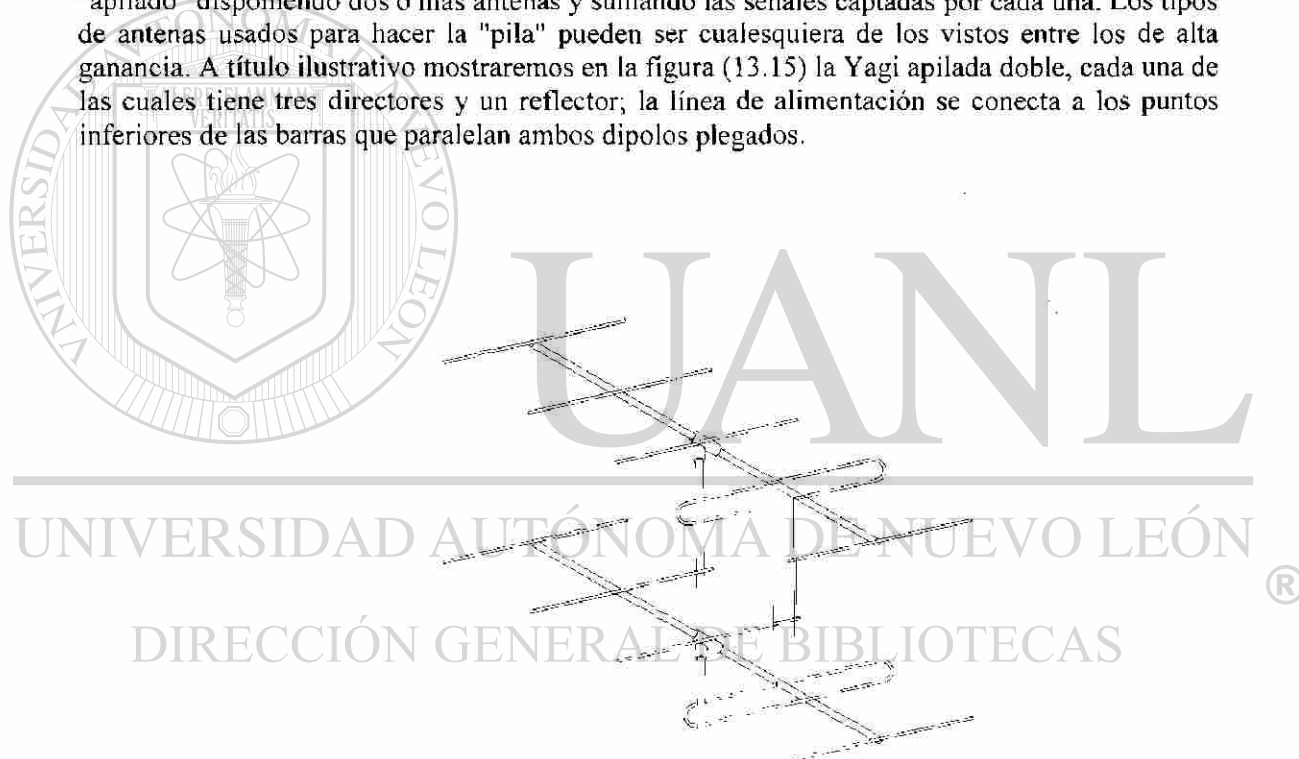


Fig. # 13.15

La figura (13.16) muestra dos dipolos simples con reflector de varillas, formando una antena muy usada en zonas alejadas para recepción de canales bajos.

El problema de la recepción en zonas distantes es muy complejo y sólo hemos tratado de mencionar algunos casos de antenas simples. Posteriormente volveremos sobre el tema al ocuparnos de las antenas para diversos canales, incluso las correspondientes a UHF. El diseño de las antenas especiales se hace siempre para la frecuencia central del canal único de sintonía y siguiendo las normas generales que se han dado en los capítulos anteriores. La ganancia total es aproximadamente la suma de las parciales para dos a cuatro elementos. Rara vez se colocan más de cuatro, entre otras razones, porque no se obtiene una mejora sensible; se usan elementos parásitos lineales o planos, ya sea directores o reflectores.

No debe olvidarse además que la altura de la antena es un factor muy importante en el problema de la captación. Para mostrar hasta qué punto hay que tenerlo en cuenta, la figura (13.17) da la gráfica de la ganancia en dB en función de la elevación de la antena sobre el suelo. Sin llegar a cifras exorbitantes, véase que para 30 metros ya se tiene una ganancia efectiva de 20 dB, cosa inalcanzable con el solo recurso de usar antenas especiales, aún apiladas.

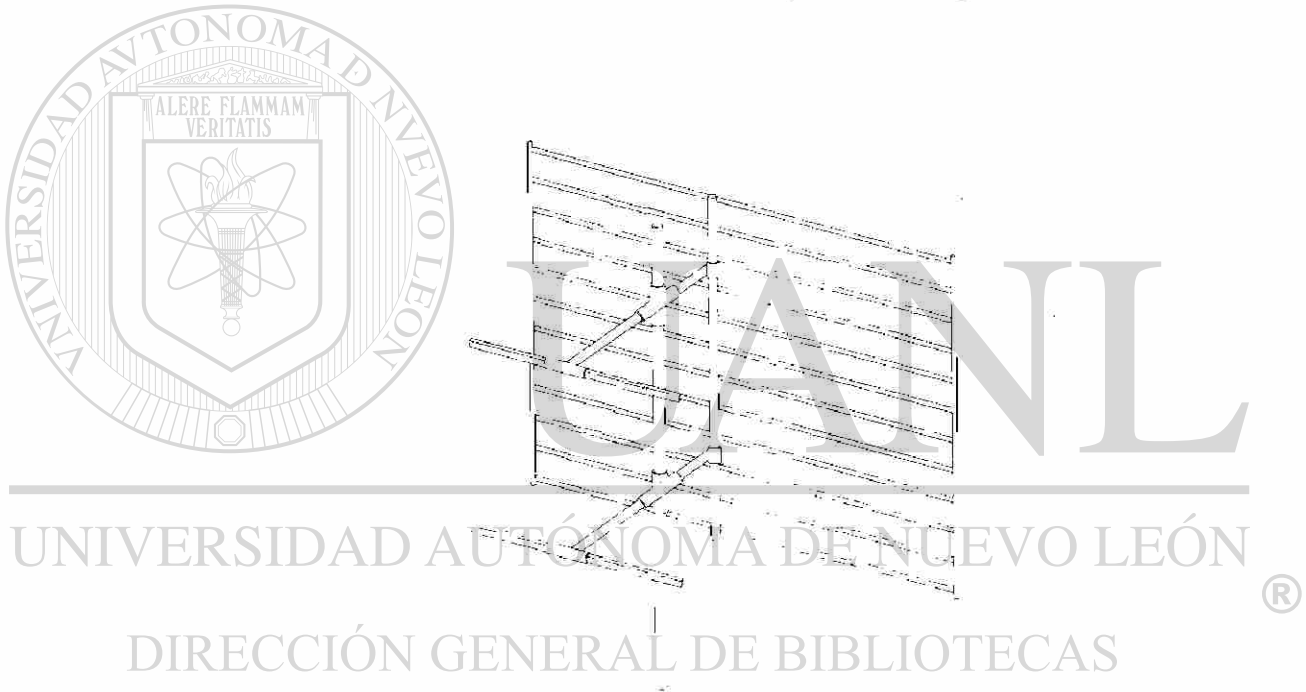


Fig. # 13.16

Hay también recursos de otra índole para aumentar la ganancia en la recepción, pero que no refieren a las antenas mismas, sino a las características del receptor.

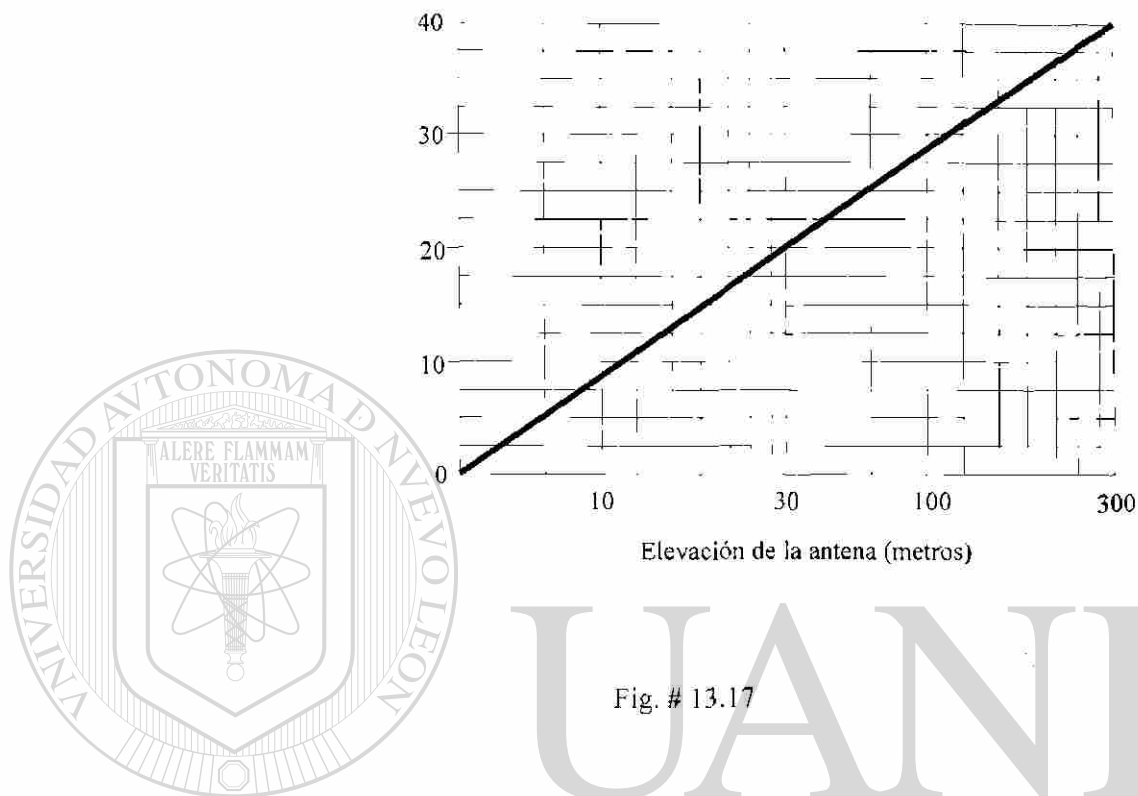


Fig. # 13.17

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

13.9 ANTENAS PARA CANALES ALTOS Y BAJOS

En un dipolo de media onda cuando es excitado con una señal de frecuencia igual a la de su resonancia, se distribuyen a lo largo de sus conductores en magnitudes diversas la tensión y la corriente. Esta distribución que presentamos en la figura (13.18) es así, debido al especial comportamiento de las corrientes eléctricas de alta frecuencia a través de los conductores que poseen una alta longitud de un múltiplo o submúltiplo de la longitud de la señal que conducen.

Como se observará en la figura (13.18), al centro del sistema la corriente es máxima (vientre de intensidad), siendo mínima en los extremos (nodos de corriente); por lo que se refiere al voltaje, éste es mínimo en el centro (nodos de voltaje) y máximo en los extremos (vientre de voltaje).

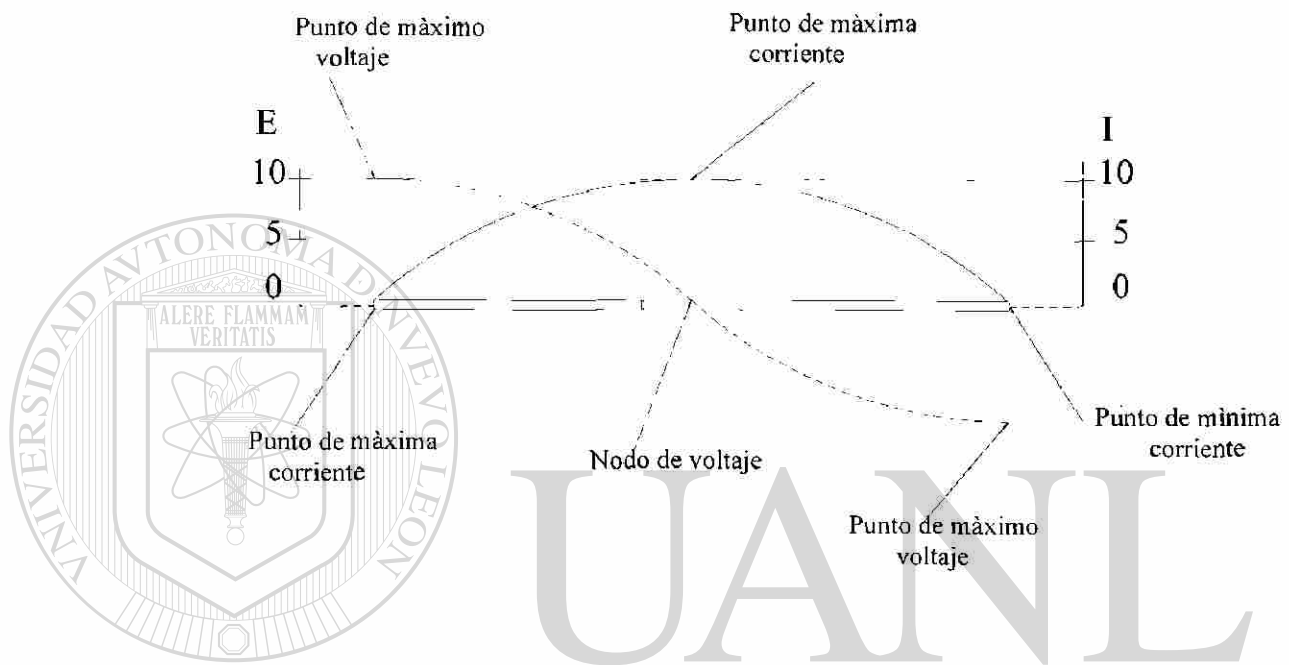


Fig. # 13.18

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

La distribución del voltaje y corriente en un dipolo de media onda indicada en la figura (13.18) se cumplirá y se mantendrá invariable solamente mientras el sistema sea excitado por la frecuencia de resonancia, pues en el caso de aplicar a la antena una frecuencia diferente, su comportamiento eléctrico cambiará notablemente.

Justamente cuando un dipolo de media onda es excitado por una señal de frecuencia igual a dos veces la de su resonancia (segunda armónica), deja de comportarse como de media onda y se torna un dipolo de onda completa, por lo que la distribución de la corriente y tensión cambia sensiblemente. Esta nueva distribución es la que indicamos en la figura (13.19).

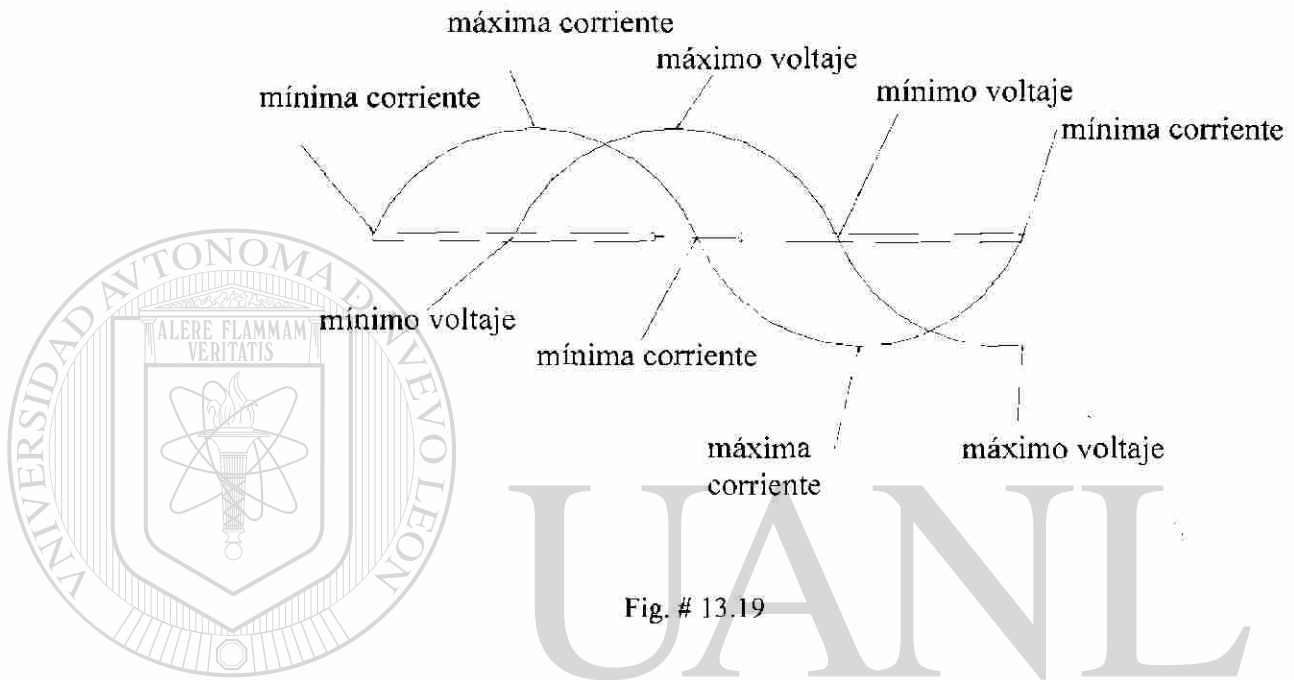


Fig. # 13.19

La distribución de la tensión y corriente indicada en la figura (13.19) se mantendrá invariable mientras la señal que excita al sistema sea de una frecuencia igual a 2 veces la de su resonancia, es decir, la segunda armónica.

Nótese como detalle importante que al centro de la antena existe un vientre de tensión y un nodo de corriente.

Por último, en caso de que el dipolo de media onda reciba una señal de frecuencia igual a tres veces la de su resonancia (tercera armónica), la antena dipolo en cuestión se comporta ahora como una de longitud y media, quedando por tal circunstancia la distribución del voltaje y corriente como indicamos en la figura (13.20).

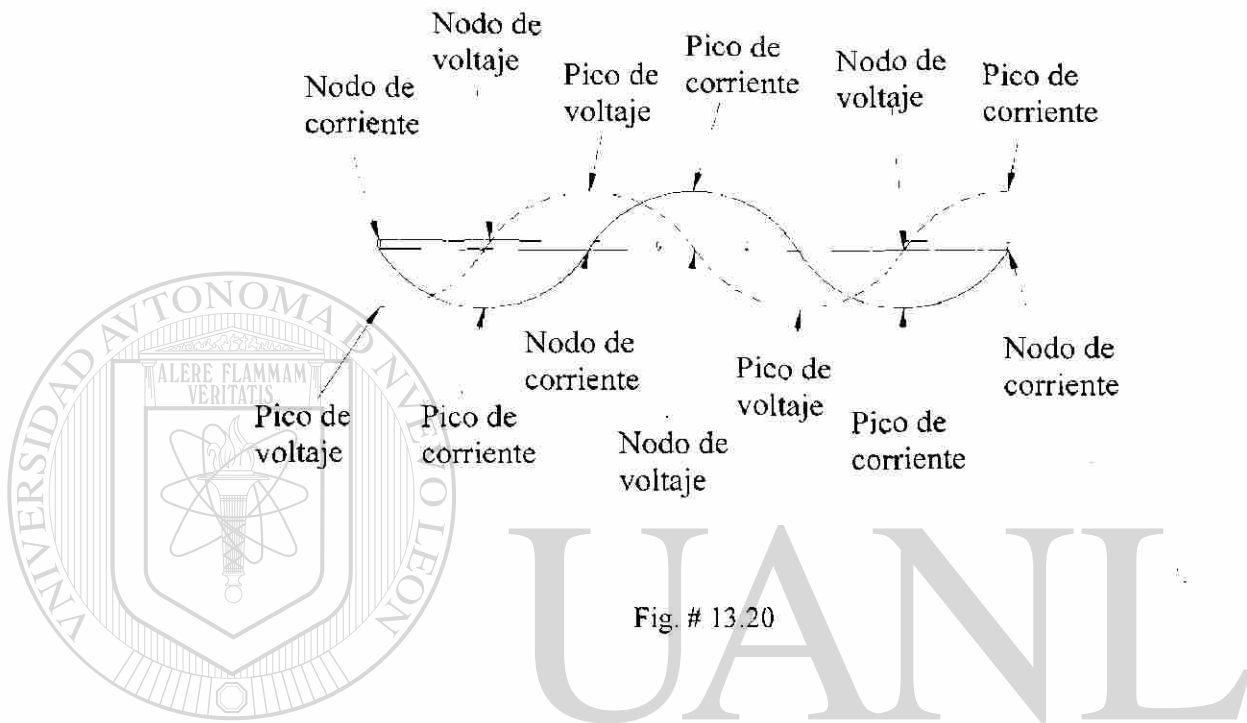


Fig. # 13.20

Obsérvese como detalle importantísimo que al centro del sistema (figura 13.20) nuevamente se encuentra el punto de máxima intensidad (vientre de corriente) y el punto de mínima tensión (nodo de voltaje), por lo cual, podemos decir que la antena, por lo que se refiere al centro, sus características son similares a las que posee cuando recibe la frecuencia de resonancia (véase la figura 13.18). Este fenómeno o cualidad del dipolo de media onda es muy ventajoso, pues en el caso de diseñar una antena de este tipo para los canales de baja frecuencia (54 a 88 MHz), la misma antena puede servir para recibir los canales de alta frecuencia (174 a 216 MHz), gracias a que la propia antena se comporta como una de longitud y media, pues su tercer armónica queda más o menos al centro de la banda de frecuencias que ocupan los canales altos.

La solución propuesta para captar tanto los canales bajos como los altos de VHF, no es la más conveniente pero sí la más simple. También pueden construirse dos dipolos, uno de media onda para la frecuencia central de los canales bajos, el otro para la central de los canales altos. Se tiene así una antena como la ilustrada en la figura (13.21). Cada dipolo debe ser de muy bajo Q para tener características de banda ancha ya sabemos cuáles son las exigencias constructivas para lograrlo.

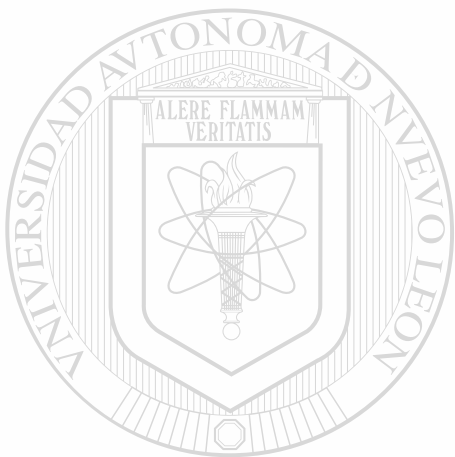
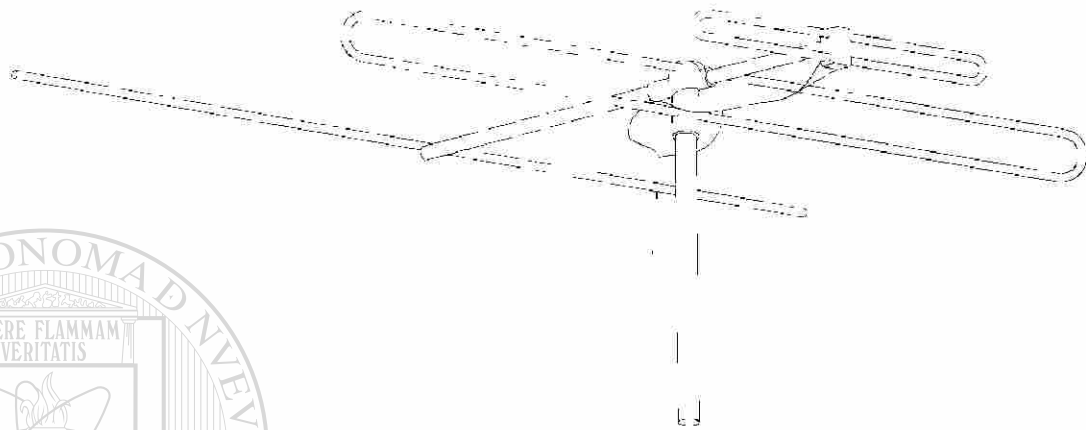


Fig. # 13.21

UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



CAPITULO 14

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

14.1 CONCLUSIONES

A través de esta investigación pude percibir la gran cantidad de información que se desprende de los temas que se abordaron, por lo cual me fue imposible tratar a detalle en una tesis todos y cada uno de ellos. Solamente se tocan los aspectos que se consideran fundamentales en el área de diseño de antenas, esto con el fin de cumplir con el perfil de los egresados de la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, y así enfrentar con dignidad los retos de su profesión en el futuro próximo.

La intención es que el lector de este documento se involucre de tal forma que lo utilice como una guía y material de apoyo, para cursar materias tales como sistemas de antenas, que en la actualidad se imparte en la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.

14.2 RECOMENDACIONES

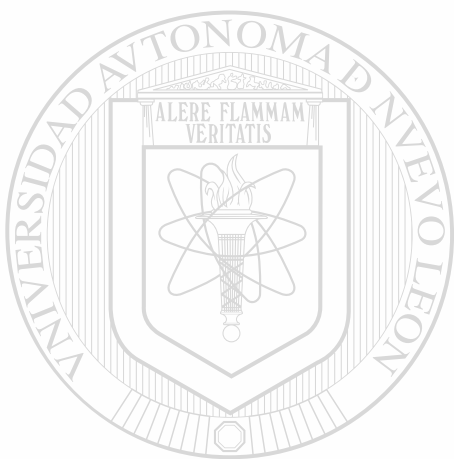
Debido a la gran cantidad de información, como se mencionó anteriormente, se recomienda que para futuras investigaciones se traten temas de mayor profundidad y especialización en el área de Diseño de Antenas y Enlaces de Radiofrecuencia. También hay que intentar vincular esta información con el Diseño de estos mismos temas, a través de aplicaciones de Software para propósitos específicos y confrontar los resultados.

También sería importante considerar el planteamiento de problemas a nivel de campo, para mostrar y aterrizar el aspecto analítico y visualizar la forma de resolver las situaciones que se presenten en la industria actual.

Sería conveniente que para futuros proyectos de investigación sobre temas afines se abordaran aspectos como:

Análisis y Diseño de Arreglos de Antenas para Aplicaciones Especiales:

- Telefonía Celular.
- Telefonía Rural.
- Sistemas de Radar.
- Sistemas Marítimos.
- Sistemas Ópticos Direccionales para Láser en frecuencia del orden de los THz.
- Sistemas de Comunicación de Datos.
- Sistemas de Telemetría.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

BIBLIOGRAFÍA

Antenas y Diagramas de Irradiación
 Centro regional de ayuda técnica
 Agencia para el desarrollo internacional 1965

Electronic Communication Systems
 George Kennedy
 Mc Graw Hill 1970

Antenna Engineering Handbook
 Henry Jasik
 Mc Graw Hill 1961.

Engineering Electromagnetics
 William H. Hayt
 Mc Graw Hill 1974

Manual de Antenas
 Woodrow Smith
 H.A.S.A. 1967

Radiación y Antenas Lineales

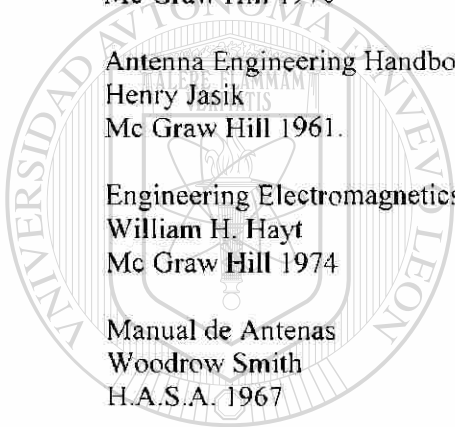
Joel Ruiz de Aquino
 I.T.E.S.M. 1979

Antenna Analysis
 Edward A Wolf
 John Wiley and Sons, Inc. 1967

Transmission Lines and Antennas
 Stephen Roman Holt
 Rinehart and Winston, Inc. 1969

Antenna Engineering
 W.L. Weeks
 Mc. Graw Hill 1968

Fundamentos de antenas
 Belotserkovski
 Marcombo 1977



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



SECRETARÍA GENERAL DE BIBLIOTECAS

El Receptor de Televisión de Intercarrier
Ángel Zetina M.
CECSA 1976

Videorama (Tomo 6)
Saúl Sorin
Littec 1972.

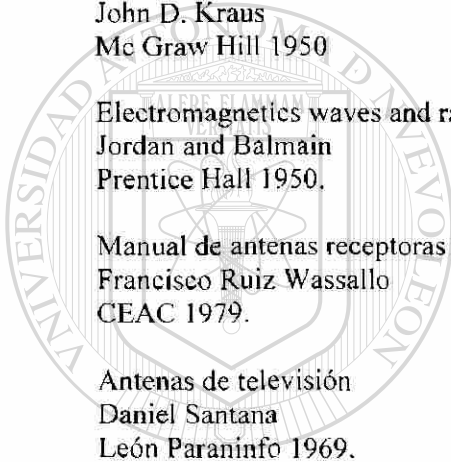
Electrónica uno-siete (Tomo 7)
Harry Mileaf
Limusa

Antennas
John D. Kraus
Mc Graw Hill 1950

Electromagnetics waves and radiating systems
Jordan and Balmain
Prentice Hall 1950.

Manual de antenas receptoras para T.V. y F.M.
Francisco Ruiz Wassallo
CEAC 1979.

Antenas de televisión
Daniel Santana
León Paraninfo 1969.



UANL

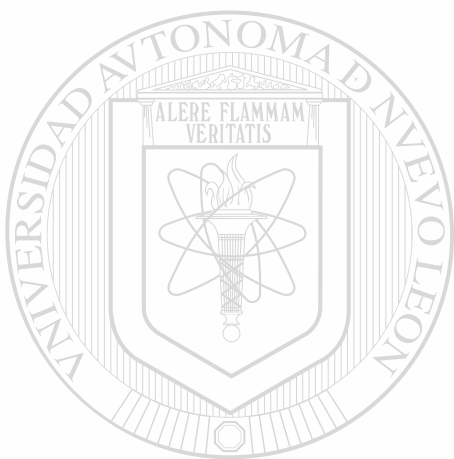
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

LISTADO DE TABLAS

Tabla 2.1	Caminos de propagación comparados contra algunos de sus parámetros.	26
Tabla 6.1	Conversión entre C/N y S/N.	119



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

LISTADO DE FIGURAS

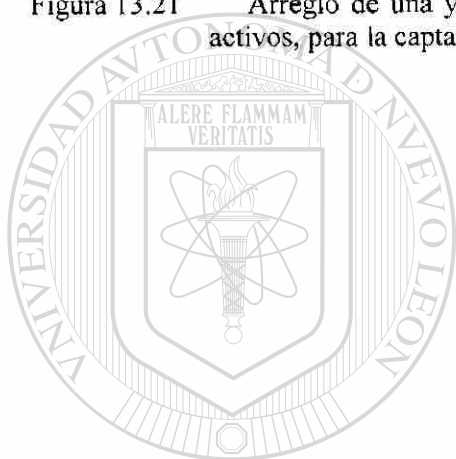
Figura 2.1	Representación de la Onda Electromagnética en el espacio libre.	9
Figura 2.2	Representación vectorial de la Onda Electromagnética.	10
Figura 2.3	Flujo de electrones en una antena.	10
Figura 2.4	Curva de distribución de voltaje en una antena.	10
Figura 2.5	Líneas de fuerza eléctrica y magnética.	11
Figura 2.6	Fenómeno de refracción.	13
Figura 2.7	Reacomodo de las capas ionosféricas.	23
Figura 2.8	Caminos de propagación de la onda electromagnética.	24
Figura 2.9	Diferentes posibilidades de reflexión en la ionosfera de la onda ionosférica.	25
Figura 3.1	Posibles caminos de propagación en la ionosfera.	32
Figura 3.2	Análisis de la ecuación de la distancia en línea de vista.	33
Figura 4.1	Comportamiento de radiación de una antena isotrópica.	41
Figura 4.2	Representación de la ganancia directiva.	42
Figura 4.3	Grafico de la directividad	43
Figura 4.4	Representación de la ganancia de potencia.	44
Figura 4.5	Determinación del ancho de haz.	48
Figura 4.6	Polarización de una antena.	49
Figura 4.7	Angulo sólido.	50
Figura 4.8	Patrón de radiación unidireccional.	54
Figura 4.9	Patrón de radiación bidireccional.	54
Figura 4.10	Patrón de radiación omnidireccional.	55

Figura 4.11	Ejemplo de trazo de un patrón de radiación.	59
Figura 4.12	Potencia radiada efectiva.	60
Figura 4.13	Curvas de nivel (topográfico).	61
Figura 4.14	Ilustración de coordenadas geográficas.	63
Figura 4.15	Ejemplo de trazo en mapa topográfico entre dos puntos.	64
Figura 4.16	Perfil $K = 4/3$ (topográfico).	70
Figura 4.17	Resultado de trazo en cuadrícula natural.	71
Figura 4.18	Resultado de trazo en el perfil $K = 4/3$.	72
Figura 6.1	Escala de potencia con respecto a 1 w.	100
Figura 6.2	Escala de potencia con respecto a 1 mw.	100
Figura 6.3	a) esquema de un salto radio eléctrico sencillo, b) niveles de potencia del mismo.	102
Figura 6.4	Satélites domésticos de TV.	106
Figura 6.5	Localización mundial de los satélites.	107
Figura 6.6	Estación terrena de TV. vía satélite.	109
Figura 6.7	Recepción con alimentador tipo corneta.	110
Figura 6.8	Niveles de la potencia de la señal y del ruido térmico.	111
Figura 6.9	Estación terrena de TV. vía satélite.	113
Figura 6.10	Datos estación terrena.	115
Figura 6.11	Esquema del 1er convertidor.	116
Figura 6.12	Esquema del mezclador para recibir el canal 17.	116
Figura 6.13	Frecuencia indeseable o imagen de canal 17 y características de filtro paso alto de la guía de onda.	117
Figura 6.14	Frecuencia deseable y frecuencia imagen.	117
Figura 7.1	Elemento de corriente orientado en el espacio.	125
Figura 7.2	Elemento de corriente orientado en el espacio, resaltando las componentes del potencial magnético vectorial.	127

Figura 7.3	Grafica del Patrón de radiación de una antena elemental.	132
Figura 7.4	Distribución de corriente de una antena dipolo corta.	134
Figura 7.5	Distribución de corriente de una antena monopolo corta de altura "h"	135
Figura 8.1	Distribución de corriente de una antena dipolo de media onda.	138
Figura 8.2	Dipolo de media onda orientado en el espacio como referencia para el análisis matemático.	139
Figura 8.3	Curva del comportamiento de la longitud efectiva de una antena monopolo cuarto de onda.	142
Figura 9.1	Arreglo yagi de tres elementos.	145
Figura 9.2	Elemento reflector.	146
Figura 9.3	Elemento director.	147
Figura 9.4	Arreglo colineal.	148
Figura 9.5	Comparativa del patrón de radiación de una antena dipolo de media onda contra un arreglo colineal.	148
Figura 9.6	Arreglo broadside.	149
Figura 9.7	Patrón de radiación de un arreglo broadside.	150
Figura 9.8	Arreglo para obtener directividad adicional de una antena broadside.	150
Figura 9.9	Comparativa del patrón de radiación de una arreglo broadside contra un arreglo end-fire.	151
Figura 10.1	Antena logarítmica o periódica.	153
Figura 10.2	Curva periódica, graficando la impedancia de entrada contra el logaritmo de la frecuencia.	153
Figura 10.3	Arreglos varios de antenas logarítmicas.	156
Figura 10.4	Antena de malla o lazo.	159
Figura 11.1	Torre para antenas mostrando la carga en el extremo.	162
Figura 11.2	Conjunto direccional para radiodifusión.	166
Figura 12.1	La Antena de Malla Cuadrada para FM.	168
Figura 12.2	Antena de trébol.	170
Figura 12.3	Antena para FM tipo Cilindro Ranurado.	171

Figura 12.4	Antena Hélice.	172
Figura 12.5	Configuración de los campos y patrón de radiación de una antena Turnstile.	174
Figura 12.6	Antena bath-wing.	175
Figura 13.1	Variación de la impedancia en el centro del mismo y su componente reactiva cuando se varía la frecuencia de la señal por encima y por debajo de la de resonancia, para una antena de televisión.	177
Figura 13.2	Curva de eficiencia contra frecuencia para una antena de televisión.	178
Figura 13.3	Dipolo plegado para televisión.	179
Figura 13.4	Empleo de elementos parásitos para una antena dipolo para televisión.	182
Figura 13.5	Dipolo plegado con un reflector y una Yagi de cuatro elementos.	183
Figura 13.6	Planteamiento de dos casos netamente distintos de ubicación de un receptor con respecto al grupo de emisoras del lugar.	184
Figura 13.7	Forma muy simple de una emisión de televisión y su rayo directo que va a la antena receptora sin encontrar obstáculos en el camino	185
Figura 13.8	Distintos caminos que sigue la señal y el efecto fantasma que produce en el aparato de televisión.	186
Figura 13.9	Ilustración de cuatro caminos distintos que sigue la señal, haciendo referencia de los diferentes tiempos de llegada a la antena receptora.	187
Figura 13.10	Efecto de recepción en una zona de sombra por difracción de la señal en el espacio.	189
Figura 13.11	Colocación de placas reflectoras para hacer posible la recepción de la señal en regiones bajas.	189
Figura 13.12	Antena yagi de alta directividad de varios elementos, utilizada para zonas distantes.	190
Figura 13.13	Antena rómbica para zonas distantes.	191
Figura 13.14	Antena V de alta ganancia para zonas distantes.	191
Figura 13.15	Antena yagi apilada.	192
Figura 13.16	Arreglo de dos dipolos simples con reflector de varillas, formando una antena muy usada en zonas alejadas para recepción de canales bajos.	193

- Figura 13.17 Gráfica de la ganancia en dB en función de la elevación de la antena sobre el suelo; para un arreglo de dos dipolos simples con reflector de varillas. 194
- Figura 13.18 Distribución del voltaje y corriente en un dipolo de media onda. 195
- Figura 13.19 Cambio mostrado en el dipolo de media onda excitado por una señal de frecuencia igual a dos veces la de su resonancia (segunda armónica). 196
- Figura 13.20 Cambio mostrado en el dipolo de media onda recibiendo una señal de frecuencia igual a tres veces la de su resonancia (tercera armónica). 197
- Figura 13.21 Arreglo de una yagi utilizada para televisión con dos elementos activos, para la captación de los canales altos y canales bajos. 198



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



APÉNDICE 1

OBTENCIÓN DEL DECIBEL

A.1 INTRODUCCION

El campo de la instrumentación electrónica en el mundo se ha ampliado a velocidades imprevistas. Constantemente se desarrollan nuevos aparatos y dispositivos de medición basados en tecnologías avanzadas, pero dentro de estos avances tecnológicos, permanecen inamovibles ciertos conceptos fundamentales que, precisamente por su naturaleza, hacen que el técnico especializado los menosprecie, o en el mejor de los casos no les conceda la importancia que se merecen. Un caso concreto es el relativo al decibel (abreviado dB), tan utilizado en las telecomunicaciones y que fue adoptado por primera vez en la Conferencia Internacional de Acústica, celebrada en París en 1937. Fue creado por los ingenieros de la empresa Bell Telephone System (EUA), ante la necesidad que tenían de dar solución a algunos problemas que se presentaban en las líneas durante la transmisión de señales de una central a otra, como, por ejemplo, la pérdida de energía o atenuación de tales señales. También fueron esos ingenieros los que le asignaron su nombre en honor de Alexander Graham Bell, inventor del teléfono. El decibel se define como un nivel de potencia igual que diez veces el logaritmo común de la relación de una potencia dada, con respecto a otra potencia tomada como referencia. O sea, se trata de una unidad logarítmica.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



Ejemplo :

En ganancia nos da una potencia de salida en función de una potencia de referencia de entrada.

Ganancia de potencia

$$\Delta p = \frac{P_o}{P_{in}}$$

$$\Delta p = \frac{10\text{mw}}{1\text{mw}} = 10$$

$$P_o = 10\text{mwatts}$$

Esta ganancia de 10 en potencia representa en decibeles 10 dB

El decibel es una medida de la razón entre 2 potencias.

Ejemplo:

Un amplificador de audio de 5 watts de entrada, nos da una señal de salida de 50 watts, se ha aumentado la señal 10 veces o un belio o 10 dB.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El número de decibeles de variación entre dos potencias puede calcularse por la fórmula:

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_{in}}$$

Ejemplo:

Calcular cuantos decibeles de ganancia tiene un amplificador si produce una salida de 40 watts con una entrada de 0.16 watts.

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_{in}}$$

$$dB = 10 \log_{10} \frac{40}{.16}$$

$$dB = 23.97dB$$

$$P = I^2 R = \frac{E^2}{R}$$

Y con esto, sustituyendo en la fórmula:

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_{in}}$$

La cantidad de decibels correspondiente a esta relación entre dos potencias en función de sus tensiones esta determinada por la siguiente fórmula:

$$dB = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \left(\frac{E_2^2}{R_2} \cdot \frac{R_1}{E_1^2} \right) \quad (\text{Ec. A.1})$$

Donde : $\frac{P_2}{P_1}$ = relación de los niveles de potencia que están siendo comparados.

E_2 y E_1 = voltajes de señal que aparecen a través de las respectivas cargas R_2 y R_1 .

a) $R_1 = R_2$

$$dB = 10 \log_{10} \frac{E_1^2}{E_2^2} \Rightarrow \therefore dB = 10 \log_{10} \frac{E_1^2}{E_2^2}$$

Aplicando leyes de los logarítmicos

$$dB = 2(10)\log_{10} \frac{E_1}{E_2}$$

$$dB = 20 \log \left(\frac{E_2}{E_1} \right) \quad (\text{Ec. A.2})$$

b) $R_1 \neq R_2$

$$dB = 10 \log_{10} \frac{E_1^2 R_1}{E_2^2 R_2} \Rightarrow$$

$$\therefore dB = 10 \log_{10} \frac{E_1^2 R_2}{E_2^2 R_1}$$

Aplicando leyes de los logarítmicos

$$dB = 2(10)\log_{10} \frac{E_1}{E_2} + 10\log_{10} \frac{R_2}{R_1}$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$dB = 20 \log \left(\frac{E_2}{E_1} \right) + 10 \log \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (\text{Ec. A.3})$$

Las ecuaciones (A2) y (A3) indican que la medición de decibeles se relaciona también con la medición de voltajes y que es posible además efectuar operaciones de ganancia o pérdida de decibeles a partir de dichos voltajes. Con objeto de no efectuar operaciones aritméticas engorrosas, en los instrumentos dedicados a la medición de niveles de señal se proveen escalas calibradas en decibeles, además de las usadas en la medición de voltajes.

La ecuación (A1) muestra que el decibel no es una unidad absoluta, sino que refleja un cambio de potencia. Así, el valor en dB representado por el cambio de dos potencias audibles de 1 mW a 10 mW respectivamente, sería:

“DECIBEL” (Relacionado a nivel de potencia, nivel de sonido).

$$\text{dB} = 10 \log \left(\frac{10}{1} \right) = 10$$

En audio, ejemplo: Si el nivel de potencia aumenta de 3 watts a 9 watts, el nivel de audio no se incrementa 3 veces, si no solo el doble de la expresión $(3)^2$.

Si el aumento de potencia es de 3 watts a 27 watts, el nivel de audio no se incrementa 9 veces sino solo aumenta al triple de $(3)^3$.

Lo anterior nos indica que hay una elevación de nivel de potencia a nivel de audio en proporción logarítmica.

El decibel es una medida de la diferencia de magnitudes entre niveles de potencia.

El decibel no es una unidad absoluta, sino que refleja un cambio de potencia, así el valor en dB representado por el cambio de 2 potencias audibles de 1 miliwatt a 10 miliwatt respectivamente sería:

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{10}{1} = 10 \text{db}$$

Este valor de 10 dB también sería representado por el cambio de 10 mwatts a 100 mwatts a 1watts.

Con el dB no se puede reflejar nivel de potencia absoluta a menos que se tome un “nivel cero de referencia”.

Esto es lo que ha dado paso a los diversos tipos de decibeles que hay actualmente en uso, al basarse en un diferente nivel cero todos ellos; y la escala en dB de un medidor determinado se relaciona ya sea con un tipo o con otro, cosa que es especificada por el fabricante del instrumento.

El dBm

Comenzaremos por analizar el dBm, cuyo nivel cero de referencia esta basado en 1 mW a través de una resistencia de carga especificada. Como se estableció antes, la medición de voltajes es básica en la determinación del decibel, por lo que requerirá un factor de corrección si las mediciones se realizan a través de cualquier otra resistencia de carga que sea diferente a la utilizada en la escala de dB en que se están efectuando las mediciones. En el caso del dBm resulta sencillo calcular el voltaje necesario para producir 1 mW sobre cualquier resistencia de carga, digamos 600 ohms:

$$P = \frac{E^2}{R} \Rightarrow \text{Despejando } E = \sqrt{PR}$$

$$E = \sqrt{(1 \times 10^{-3})(600)}$$

$$E = 0.775V$$

También resulta fácil encontrar la cantidad de dB correspondiente a cualquier voltaje E en un determinado tipo de decibel. Por ejemplo, para el caso que nos ocupa del dBm sobre 600 ohms, el numero N de decibels seria:

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_m} \Rightarrow dB = 20 \log_{10} \frac{E_{out}}{E_m}$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$N(dBm) = 20 \log \left(\frac{E_{out}}{0.775} \right) \quad (\text{Ec.A.4})$$

o bien, sobre 135 ohms; $dB_{1mw} = ?$

:

$$E = \sqrt{(1 \times 10^{-3})(135\Omega)} = .367 \text{Volts}$$

$$N(dBm) = 20 \log \left(\frac{E_{out}}{0.3674} \right) \quad (\text{Ec.A.5})$$

y sobre 50 óhms; $\text{dBm}_{1\text{mw}} = ?$:

$$E = \sqrt{(1 \times 10^{-3})(50\Omega)} = .223\text{Volts}$$

$$N(\text{dBm}) = 20 \log \left(\frac{E_{\text{out}}}{0.2236} \right) \quad (\text{Ec.A.6})$$

Estas ecuaciones pueden usarse para insertar **una escala calibrada en dBm** sobre cualquier voltmetro de C.A., o bien, para calcular el valor de E que corresponde a una **determinada cantidad de dBm**.

A fin de hacer más ilustrativa esta explicación, se dará un ejemplo en que se considera un generador de señales cuyo rango de salida es especificado por el fabricante de $0.07 \mu\text{V}$ a 0.7V sobre una carga de 50 óhms y se determinaran los correspondientes dBm y, a la vez, se construirá la gráfica correspondiente (figura A.1):

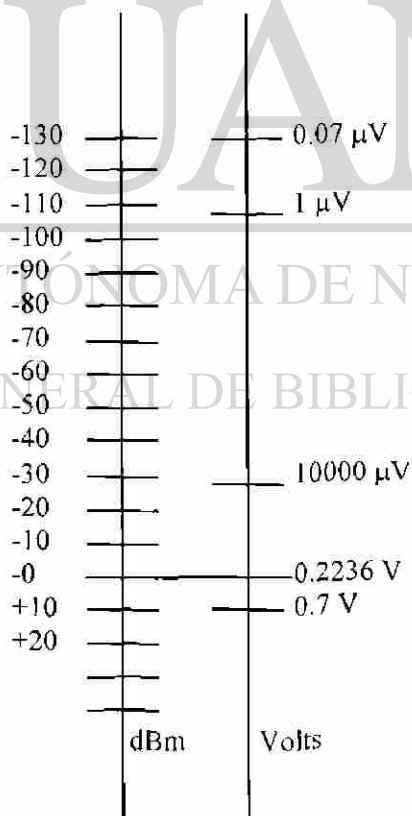


Figura A.1

Usando la fórmula (6):

$$\text{dBm}(0.07\mu\text{V}) = 20 \log\left(\frac{0.07}{223600}\right) = -130$$

$$\text{dBm}(1\mu\text{V}) = 20 \log\left(\frac{1}{223600}\right) = -107$$

$$\text{dBm}(10000\mu\text{V}) = 20 \log\left(\frac{10000}{223600}\right) = -27$$

$$\text{dBm}(0.7\text{V}) = 20 \log\left(\frac{0.7}{0.2236}\right) = +9.91$$

Otro ejemplo sería el caso de un voltmetro selectivo en el cual su nivel de ruido de entrada está especificado por el fabricante como menor de -125 dBm entre 10 y 100 Hz, y su impedancia de entrada es de 600 ohms. Se encontrara el voltaje correspondiente a ese nivel de ruido:

aplicando la fórmula (A4):

$$-125 = 20 \log\left(\frac{E}{0.775}\right)$$

$$\frac{E}{0.775} = 10^{-6.25} = 0.5626 \times 10^{-6}$$

$$E = 0.44 \mu\text{V}$$

Como ejemplo final se considerará el caso de un analizador de espectros para el cual el fabricante estipula que considerando 0 dBuv (basados en 1 μv) = -107 dBm, sobre 50 Ω la señal de -30 dBm corresponderá a +77 dBuv. Se verá por que, aplicando la fórmula (6):

$$-30\text{dBm} = 20 \log\left(\frac{E}{223600}\right)$$

$$-1.5 = \log\left(\frac{E}{223600}\right)$$

por lo tanto:

$$E = 223600 \times \text{antilog}(-1.5) = 7070 \mu\text{v}$$

$$\text{y } N(\text{dBuv}) = 20 \log E = 20 \times 3.85 = +77$$

Los ejemplos anteriores se basan en la medición de un voltaje E a través de una resistencia de carga determinada, pero en el caso de un medidor calibrado simplemente en dBm, se aplica la fórmula (A1), por lo que tendremos:

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

En que P_2 es la potencia existente en el punto del circuito en el cual se efectúa la medición, y P_1 es 1 mW. Por lo tanto, si leemos en el aparato de medición un valor de 20 dBm, quiere decir que la potencia será de 100 mW; si leemos 17 dBm, la potencia será de 50 mW; si leemos -10 dBm, la potencia será de 0.1 mW, y así sucesivamente.

El dBu

El dBu se utiliza ampliamente en las radiocomunicaciones dado que su nivel cero de referencia corresponde a, $1 \mu\text{V}/\text{m}$ o sea, resulta una unidad bastante apropiada para la medición de la intensidad de campo eléctrico de una señal de radio. A menudo se confunden los conceptos de voltaje de señal (μV) y el de intensidad de campo eléctrico ($\mu\text{V}/\text{m}$). Mientras que el primero se refiere exclusivamente al voltaje que produce una señal determinada entre las terminales de una antena en circuito abierto, sin importar las características tanto de la señal misma como de la antena, el segundo se determina en función del voltaje que aparece entre dos puntos separados un metro entre sí y contenidos en una misma línea eléctrica de fuerza en el plano frontal de la onda, por lo que la influencia de las características de la antena será importante en la medición y deberá introducirse un factor (K) de antena cuyo valor será dependiente también de la frecuencia de la señal, debiéndose tomar en relación con la dirección principal del lóbulo de radiación de la antena (0°); por lo tanto:

$$\text{dBu} = \text{dB} + K \quad (\text{Ec. A7})$$

Donde:

dBu = Intensidad de campo eléctrico de la señal, en decibeles referidos a $1 \mu\text{V}/\text{m}$

dB = Voltaje de la señal de decibeles referidos a $1 \mu\text{V}$

K = Factor de antena en decibeles

Ejemplo: Se encontrará el voltaje de señal correspondiente a una intensidad de campo eléctrico de 60 dBu ($1000 \mu\text{V}/\text{m}$), sabiendo que el factor de antena es de 10 dB (incluyendo la atenuación del cable de bajada).

De la fórmula (A7):

$$N(\text{dB}) = \text{dBu} - K = 50 \text{ dB}$$

Y aplicando la fórmula (A2):

$$\text{dB} = 20 \log E_2 \quad (E_1 = 1 \mu\text{V})$$

$$E_2 = 10^{50/20} = 316 \mu\text{V}$$

NOTA: Para la conversión de 60 dBu en $\mu\text{V/m}$, se utiliza también la fórmula (A2):

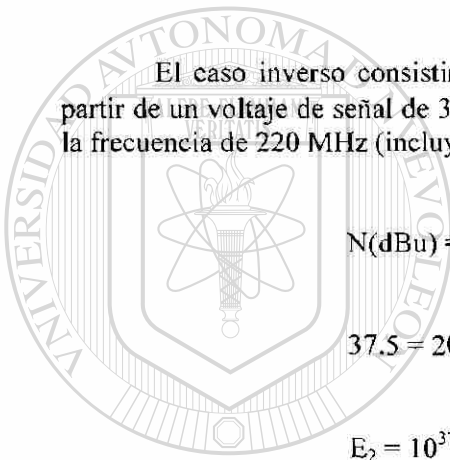
$$E_2 = 10^{60/20} = 1000 \mu\text{V/m} (E_1 = 1 \mu\text{V/m})$$

El caso inverso consistirá en encontrar la intensidad de campo eléctrico de una señal, a partir de un voltaje de señal de $30 \mu\text{V}$, sabiendo que la antena utilizada tiene un factor K de 8 dB a la frecuencia de 220 MHz (incluyendo también la atenuación del cable de bajada):

$$N(\text{dBu}) = 20\log 30 + 8 = 37.5\text{dBu}$$

$$37.5 = 20\log E_2 (E_1 = 1 \mu\text{V/m})$$

$$E_2 = 10^{37.5/20} = 75 \mu\text{V/m}$$



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

E1 dBmV
E 1 dBmV tiene un nivel cero de referencia basado en un milivolt y su principal uso es en los de sistemas de TV por cable.

Su cálculo y obtención se efectúa mediante la fórmula (A2), haciendo $E_1 = 1 \text{ mV}$.

E1 dBW

El dBW está basado en un watt, o que sea su nivel cero de referencia se relaciona con esa potencia. Su uso principal también es en los sistemas de TV por cable y se obtiene haciendo E_1 , en la fórmula (A2), igual que el voltaje equivalente a 1 W sobre determinada resistencia de carga.

El dBK

El dBK tiene un nivel cero de referencia basado en un kilowatt y se utiliza exclusivamente en radiodifusión. Su obtención se efectúa siguiendo el mismo procedimiento que en el cálculo del dBW., Como por ejemplo:

$$0 \text{ dBK} = +30 \text{ dBW} = +60 \text{ dBm.}$$

El dBr.

El dBr es la relación entre la potencia en cualquier punto de un circuito y la potencia en el origen del circuito. Generalmente se toma como punto de nivel cero de referencia el nivel de transmisión en las terminales de los circuitos bifilares. En el caso de circuitos de cuatro conductores el problema se complica y hay que establecer un punto virtual de nivel cero de transmisión tal, que los niveles de transmisión y los niveles de potencia en todas las partes del circuito equivalgan al del punto cero de un circuito bifilar. La potencia que se aplica es de 1 mW en 600 ohms y la frecuencia del tono es 1000 Hz en Estados Unidos y 800 Hz en Europa.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El dBd

Los fabricantes de antenas suelen dar la ganancia en dBi, muchas veces solo ponen dB. Los dBi son decibelios isotrópicos están basados en una antena imaginaria puntual; un dipolo tiene una ganancia de unos 2.14 dBi por lo que si la tenemos en dBi con restarle 2.14 ya la tenemos en dBd.

Ejemplo:

Vamos a tomar como base un dipolo y una potencia de 100 watts. Tenemos una antena que nos da una potencia de 400 watts, entonces ponemos la potencia inicial o de comparación en P_2 y la potencia final en P_1 hacemos los cálculos y nos da una relación de 6, esto es 6 dB de ganancia, es decir la segunda antena tendrá 6 dB dipolo o dBd sobre la primera.

Muchas veces el fabricante miente en cuanto a las ganancias de sus antenas, no es solo que las midan en dBi y ponga de forma engañosa que son dB sobre dipolo sino que algunas veces exageran de forma desproporcionada.

Por ejemplo antenas colineales para 144 o 432 MHz que decían tener 13 dB de ganancia, lo cual es totalmente falso ya que estas antenas no suelen tener más de unos 5-5.5 dBd (7-7.6 dBi) para una longitud de 2.5-3.0 longitudes de onda que es lo que tenían.

Una antena que tenga una ganancia de 6 dB sobre dipolo significa que si le aplicamos 100 watts estaremos radiando la misma energía que si le aplicara 400 watts al dipolo, pero teniendo en cuenta que esta ganancia no es solo en transmisión sino también en recepción.

Siempre se discute acerca de la ganancia de una u otra antena, llegando en la mayoría de los casos a una conclusión no muy conforme. Mayormente por la desinformación generada en la mayoría de los fabricantes de antenas, quienes para poder vender su producto, sobre valoran la salida en dB, ya sea por mero engaño, o en la mayoría de los casos obligados por la competencia desleal de antenas de menor calidad sobre infladas en ofrecimiento decibel.

Se llega a extremos tales de presentar incluso, irrefutables diagramas gananciales en polarización y otros detalles técnicos anexos que sólo persiguen el inmediato convencimiento del adquirente.

Otra causa aunque en menor grado, la otorgan los inventores o modificadores de antenas, quienes por mero orgullo tienden a exagerar las prestaciones de sus diseños a fin de no quedar rezagados respecto a los modelos ya consolidados.

Muchos poseedores de antenas verticales se resisten a aceptar esta síntesis, pero la ingeniería electrónica sólo puede ser rebatida con ingeniería electrónica.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

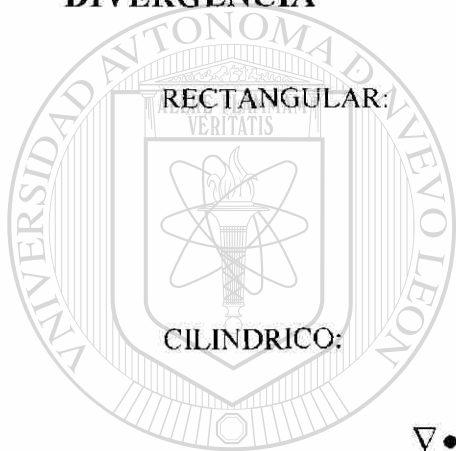
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



APÉNDICE 2

OPERACIONES VECTORIALES

DIVERGENCIA



RECTANGULAR:

$$\nabla \cdot \bar{D} = \frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z}$$

CILINDRICO:

$$\nabla \cdot \bar{D} = \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho D_\rho) + \frac{1}{\rho} \frac{\partial D_\phi}{\partial \phi} + \frac{\partial D_z}{\partial z}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

ESFERICO:

$$\nabla \cdot \bar{D} = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} (r^2 D_r) + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (D_\theta \sin \theta) + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial D_\phi}{\partial \phi}$$

GRADIENTE

RECTANGULAR:

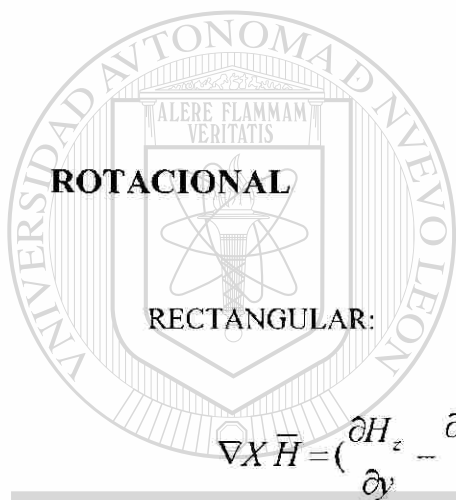
$$\nabla V = \frac{\partial V}{\partial x} \bar{a}_x + \frac{\partial V}{\partial y} \bar{a}_y + \frac{\partial V}{\partial z} \bar{a}_z$$

CILINDRICO:

$$\nabla V = \frac{\partial V}{\partial \rho} \bar{a}_\rho + \frac{1}{\rho} \frac{\partial V}{\partial \phi} \bar{a}_\phi + \frac{\partial V}{\partial z} \bar{a}_z$$

ESFERICO:

$$\nabla V = \frac{\partial V}{\partial r} \bar{a}_r + \frac{1}{r} \frac{\partial V}{\partial \theta} \bar{a}_\theta + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial V}{\partial \phi} \bar{a}_\phi$$



U A N L

$$\nabla \times \bar{H} = \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \bar{a}_x + \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \bar{a}_y + \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \bar{a}_z$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



CILINDRICO:

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\nabla \times \bar{H} = \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z} \right) \bar{a}_\rho + \left(\frac{\partial H_\rho}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \bar{a}_\phi + \frac{1}{\rho} \left[\frac{\partial(\rho H_\phi)}{\partial \rho} - \frac{\partial H_\rho}{\partial \phi} \right] \bar{a}_z$$

ESFERICO:

$$\nabla \times \bar{H} = \frac{1}{r \sin \theta} \left\{ \frac{\partial(H_\phi \sin \theta)}{\partial \theta} - \frac{\partial(H_\theta)}{\partial \phi} \right\} \bar{a}_r + \frac{1}{r} \left\{ \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial H_r}{\partial \phi} - \frac{\partial(r H_\phi)}{\partial r} \right\} \bar{a}_\theta + \frac{1}{r} \left\{ \frac{\partial(r H_\theta)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \theta} \right\} \bar{a}_\phi$$

LAPLACIANO

RECTANGULAR:

$$\nabla^2 V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}$$

CILINDRICO:

$$\nabla^2 V = \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial V}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 V}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}$$

ESFERICO:

$$\nabla^2 V = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial V}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial V}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \frac{\partial^2 V}{\partial \phi^2}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



APÉNDICE 3

FRECUENCIAS Y GANANCIAS

FRECUENCIAS DE LOS CANALES DE T.V. EN LA BANDA VHF

CANAL 2	54 A 60 MHz	CANAL 8	180 A 186 MHz
CANAL 3	60 A 66 MHz	CANAL 9	186 A 192 MHz
CANAL 4	66 A 72 MHz	CANAL 10	192 A 198 MHz
CANAL 5	76 A 82 MHz	CANAL 11	198 A 204 MHz
CANAL 6	82 A 88 MHz	CANAL 12	204 A 210 MHz
CANAL 7	174 A 180 MHz	CANAL 13	210 A 216 MHz

Tabla: A3.1

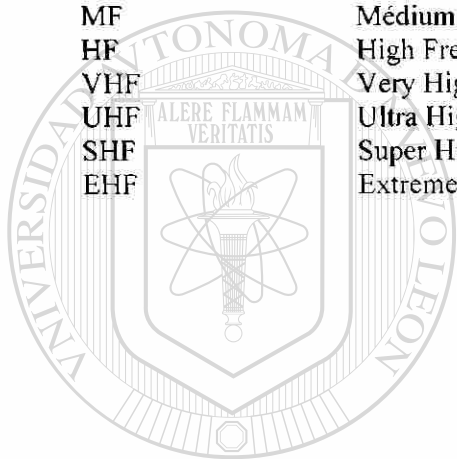
TABLA DE GANANCIA EN ANTENAS COMUNES
(EFICIENCIA EN DX, NO EN TRANSMISIÓN LOCAL INDUCTIVA)

TIPO DE ANTENA	DECIBEL DE GANANCIA SOBRE UN DIPOLO DE ½ ONDA dB	DECIBEL DE GANANCIA SOBRE UN RADIADOR ISOTRÓPICO dBi
Radiador Isotrópico	2,1	0,0
Ground Plane 1/4 de onda	-1,8	0,3
Dipolo de 1/2 onda	0,0	2,1
Vertical 5/8 de onda	1,2	3,3
Cuadra un elemento (Loop)	2,0	4,1
Yagi 2 elementos	5,0	7,1
Yagi 3 elementos	8,0	10,1
Yagi 4 elementos	10,0	12,1
Cuadra 2 elementos	7,0	9,1
Cuadra 3 elementos	10,0	12,1
Yagi 5 elementos	12,0	14,1

Tabla: A3.2

GLOSARIO

SCT	Secretaría de Comunicaciones y Transportes.
OEM	Onda Electromagnética.
AM	Amplitud Modulada.
FM	Frecuencia Modulada.
TV	Television.
VLF	Very Low Frequency (Muy Baja Frecuencia).
LF	Low Frequency. (Baja Frecuencia).
MF	Médium Frequency. (Frecuencia Media).
HF	High Frequency. (Alta Frecuencia).
VHF	Very High Frequency. (Muy Alta Frecuencia).
UHF	Ultra High Frequency. (Ultra Alta Frecuencia).
SHF	Super High Frequency. (Súper Alta Frecuencia).
EHF	Extremely High Frequency. (Extremadamente Alta Frecuencia).



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



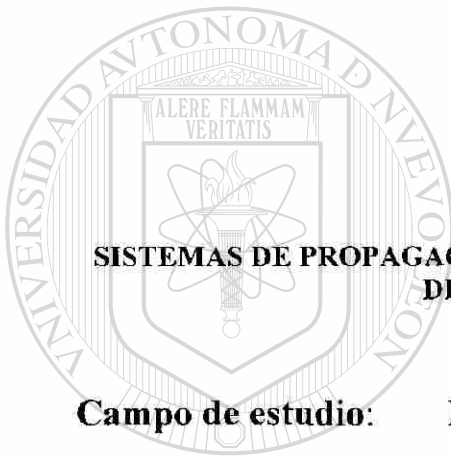
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

AUTOBIOGRAFIA

Ing. Antonio Cayetano Lozano García

Candidato para el Grado de:

**MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA CON ESPECIALIDAD EN
TELECOMUNICACIONES.**



Tesis:

**SISTEMAS DE PROPAGACIÓN Y DISEÑO DE ANTENAS ENFOCADO AL ANÁLISIS
DE ENLACES DE COMUNICACIÓN**

Campo de estudio: Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.

Datos personales: Nació en la Cd. de Monterrey N.L. el 12 de
Diciembre de 1969.

Hijos de: Antonio Alfonso Lozano García y Maria del
Carmen García Gutiérrez.

Estudios: Egresado de la Universidad Autónoma de Nuevo
León de la Facultad de Ingeniería Mecánica y
Eléctrica en el año 1992, de la carrera de Ingeniero
Mecánico Electricista.

**Experiencia Docente
Profesional:** Maestro en la coordinación de Electrónica y
Control en el Departamento de Comunicaciones de
la FIME desde 1992.

