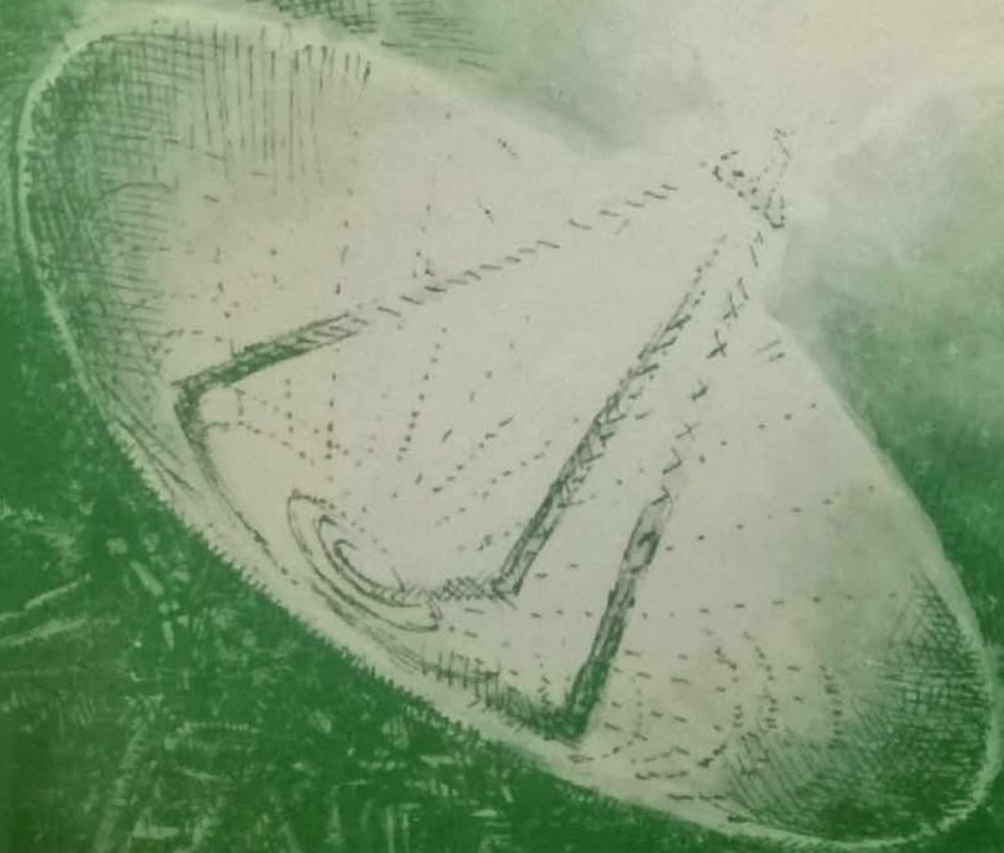


Microondas y Recepción Satelital



J. A. Bava
A. J. Sanz

Hasa

Microondas y Recepción Satelital

· Microondas —————
y —————
· Recepción Satelital —————

J. A. Bava

A. J. Sanz

Editorial Hispano Americana S. A.

Microondas y Recepción Satelital

I.S.B.N. 950-528-124-2

Edición de 212 páginas.

Editorial Hispano Americana S.A.

Buenos Aires, Febrero de 1995.

Hecho el depósito que marca la ley n° 11.723.

Todos los derechos reservados. Prohibida la reproducción total o parcial de este libro, su almacenamiento en sistemas recuperables, o su transmisión por cualquier medio electrónico, mecánico, fotocopiado, grabado u otros, sin el permiso escrito del editor. Ninguna responsabilidad de patente se asume respecto a la información aquí contenida. Aunque se han tomado todas las precauciones en la preparación de este libro, el editor y el autor no asumen responsabilidades por errores u omisiones. No se asumen obligaciones por daños resultantes del uso de la información aquí contenida.

Se terminó de imprimir en el mes de Febrero de 1995, en los talleres de "La Imprenta", Calle 60 N° 226, (1900) La Plata, Buenos Aires, Argentina.

Impreso en Argentina - Printed in Argentina.

Dibujo de tapa: Salvador Sanz

Código Editorial: HA 0159

Reconocimientos

El Ing. Benveniste es coautor del capítulo V, debido a sus conocimientos sobre el tema, además colaboró en la selección del material fotográfico así como en la supervisión del contenido del libro.

El Ing. Oscar Cubino, director de la empresa Propulsa S.A., ha realizado una invalorable contribución, permitiendo a los autores profundizar algunos temas, facilitando instalaciones, equipos y material bibliográfico, como también gran parte de las fotografías que mostramos.

Nuestro agradecimiento a la institución que pertenecemos, el Instituto Argentino de Radioastronomía (IAR), dependiente del CONICET, quien ha permitido nuestra especialización.

El reconocimiento al apoyo brindado por el personal del IAR de las áreas de Electrónica y Mecánica, que nos permitieron concretar la mayoría de los diseños que tratamos en este libro.

El apoyo esforzado y constante del Sr. Carlos Cristina Miguel al tipear el manuscrito las veces que fue necesario.

El apoyo brindado por las autoridades y personal técnico del INTI, CITEFA y Area Materiales Quilmes del la Fuerza Aérea, quienes nos permitieron usar su valioso instrumental para la medición de nuestros diseños.

Obra premiada

Esta obra resultó ganadora del “Concurso para Autores Nacionales sobre Temas de Electrónica”, que organizó el Programa Nacional de Informática y Electrónica. La temática debía relacionarse con la Electrónica en el área de instrumental electrónico, control industrial y comunicaciones.

El concurso fue realizado en el año 1989 con la finalidad de promover la creación de libros en idioma castellano, que tengan como principal objetivo contribuir a la profundidad de conocimiento de la electrónica en el ámbito universitario.

El Programa Nacional de Informática y Electrónica estaba en la órbita de la Subsecretaría de Informática y Desarrollo, dependiente de la Secretaría de Ciencia y Tecnología.

La empresa patrocinante del concurso fue PROCEDA S.A.

Prólogo

Este libro nació con la idea de concentrar la experiencia adquirida en técnicas de microondas, obtenida mediante el diseño y la construcción de equipos que trabajan en estas frecuencias.

También pensamos impulsar, con su contenido, una temática que como las microondas se tiene muy descuidada en nuestras universidades, olvidando que representa uno de los medios más importantes de las comunicaciones en la actualidad.

Por lo tanto nos pareció importante mostrar una técnica como las microondas aplicada en una de sus expresiones, las comunicaciones por satélite.

Con su contenido esperamos cubrir una parte de un curso de Sistemas de Comunicaciones para nivel universitario, como también satisfacer las necesidades de ingenieros que desean conocer estas técnicas de comunicaciones.

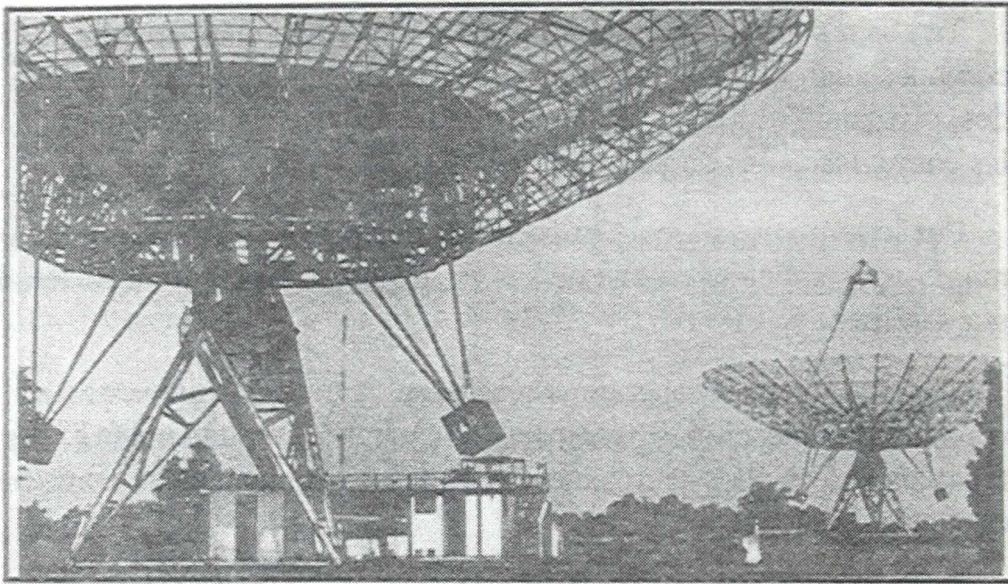
En el capítulo 1 tratamos de caracterizar el medio de propagación a través de sus parámetros fundamentales.

En el capítulo 2 analizamos las ecuaciones de la línea en diferentes medios de transmisión, guía de onda, microtiras y coaxiales.

En el capítulo 3 tratamos todo lo referente a antenas de recepción satelital y alimentadores.

En el capítulo 4 analizamos un receptor satelital y sus principales características.

En el capítulo 5 desarrollamos el tema de los satélites con sus diferentes formas de enlaces.



• Instituto Argentino de Radioastronomía. Antenas de 30 metros de diámetro, con foco primario, utilizadas para observaciones radioastronómicas.

- Contenido -

Capítulo 1:

| | |
|--|----|
| PROPAGACION | 1 |
| 1-1 Características generales y espectros electromagnéticos | 1 |
| Microondas | 2 |
| 1-2 Ecuaciones de Maxwell | 3 |
| 1-3 Ecuación de la onda | 5 |
| 1-4 Constante de propagación | 6 |
| 1-5 Propagación en medios no confinados | 7 |
| 1-6 Velocidad de propagación e impedancia intrínseca del medio | 9 |
| 1-7 Vector de Poynting | 10 |
| 1-8 Ondas electromagnéticas polarizadas | 11 |
| 1-9 Polarización lineal | 11 |
| 1-10 Polarización circular | 11 |
| 1-11 Polarización elíptica | 12 |

Capítulo 2:

| | |
|---|----|
| PROPAGACION EN MEDIOS CONFINADOS | 13 |
| 2-1 Propagación en medios confinados | 13 |
| 2-2 Ecuación de la línea | 13 |
| 2-3 Constante de propagación e impedancia característica | 16 |
| 2-4 Análisis de la ecuación de la línea e impedancia de entrada | 16 |
| 2-5 Líneas en corto circuito y circuito abierto | 18 |
| 2-6 Relación de onda estacionaria y coeficiente de reflexión | 21 |
| Ejemplos de R.O.E., coeficiente de reflexión y pérdida de retorno .. | 24 |
| 2-7 Clasificación de líneas de transmisión | 24 |
| 2-8 Modos de propagación en coaxiales | 25 |
| 2-9 Cables de radiofrecuencias. Líneas coaxiales | 26 |
| 2-10 Materiales empleados en la fabricación de coaxiales | 31 |
| 2-11 Criterios para la elección de cables coaxiales | 34 |
| 2-12 Líneas de microtira | 37 |
| 2-13 Diseño de líneas de microtira | 38 |
| 2-14 Cálculo de microtiras | 41 |

| | |
|--|----|
| 2-15 Materiales impresos para microtiras | 42 |
| 2-16 Guías de ondas | 43 |
| 2-17 Concepto elemental de una guía de onda | 44 |
| 2-18 Ventajas de la guía de onda | 44 |
| 2-19 Reflexión en una superficie metálica | 45 |
| 2-20 Ubicación de los campos | 47 |
| 2-21 Transmisión en guías de ondas | 48 |
| 2-22 Modos de orden superior | 53 |
| 2-23 Rango de operación práctico | 53 |
| 2-24 Dimensiones de la guía | 55 |
| 2-25 Impedancia de la guía de onda | 56 |
| 2-26 Guía de onda circular | 56 |
| 2-27 Cálculo de guías de ondas rectangulares | 59 |
| 2-28 Cálculo de una guía cilíndrica | 60 |
| 2-29 Materiales para las guías de ondas | 61 |

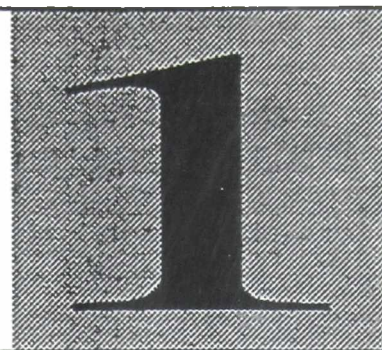
Capítulo 3:

| | |
|--|----|
| A N T E N A S | 63 |
| 3-1 Diagrama de irradiación | 63 |
| 3-2 Potencia irradiada | 65 |
| 3-3 Antenas con reflectores pasivos | 68 |
| 3-4 Geometría de los sistemas reflectores | 68 |
| 3-5 Reflectores parabólicos | 70 |
| 3-6 Geometría de la parábola | 71 |
| 3-7 Tipos de reflectores parabólicos | 72 |
| 3-8 Ganancia de reflectores parabólicos | 73 |
| 3-9 Resolución de una parábola | 75 |
| 3-10 Influencia de las dimensiones en la ganancia | 75 |
| 3-11 Efecto de la relación F / D (distancia focal /diámetro del reflector) | 76 |
| 3-12 Efecto de la superficie de un reflector | 76 |
| 3-13 Reflectividad de la superficie | 78 |
| 3-14 Campo cercano y campo lejano | 79 |
| 3-15 Efectividad de las superficies | 80 |
| 3-16 Impedancia de la onda | 81 |
| 3-17 Pérdidas por absorción | 83 |

| | |
|---|------------|
| 3-18 Pérdidas por reflexión | 84 |
| 3-19 Pérdidas de reflexión para ondas planas..... | 86 |
| Conclusión | 86 |
| 3-20 Posición del alimentador sobre el eje del reflector | 87 |
| 3-21 Efecto de obstrucción en el frente del disco | 87 |
| 3-22 Sistema de dos reflectores | 88 |
| Sistema Cassegrain | 88 |
| Sistema Gregoriano | 91 |
| 3-23 Beneficios de los sistemas de doble reflector..... | 92 |
| 3-24 Sistemas periscopios | 93 |
| 3-25 Alimentadores para reflectores | 95 |
| Funciones de los alimentadores | 95 |
| Tipos de alimentadores | 97 |
| 3-26 Eficiencia de iluminación y eficiencia de sobreiluminación | 97 |
| 3-27 Antena bocina cónica corrugada | 98 |
| 3-28 Descripción | 99 |
| 3-29 Método de diseño | 100 |
| 3-30 Alimentador circular corrugado | 101 |
| 3-31 Diseño..... | 102 |
| | |
| Capítulo 4: | |
| RECEPTORES | 105 |
| 4-1 Estación receptora | 105 |
| 4-2 Cabezales de receptores..... | 106 |
| 4-3 Polarización | 106 |
| 4-4 Componentes de polarización lineal y circular | 110 |
| 4-5 Polarizador | 114 |
| 4-6 Polarizador capacitivo | 116 |
| 4-7 Sistema ortomodo | 117 |
| 4-8 Transición de guía de onda cilíndrica a rectangular..... | 118 |
| 4-9 Transición de guías de ondas rectangulares a coaxiales | 120 |
| 4-10 Amplificadores de RF | 124 |
| 4-11 Técnicas de diseño con parámetros S | 125 |
| 4-12 Método de diseño | 131 |
| 4-13 El concepto de cifra de ruido..... | 133 |

| | |
|--|---------|
| 4-14 Temperatura efectiva | 134 |
| 4-15 Temperatura del sistema | 135 |
| 4-16 Rango dinámico..... | 138 |
| 4-17 Análisis de señales interferentes en el cabezal de un receptor..... | 142 |
| 4-18 Frecuencia imagen..... | 143 |
| 4-19 Filtros pasabanda | 144 |
| 4-20 Mezcladores | 146 |
| 4-21 Osciladores | 158 |
| Procedimiento del diseño | 160 |
| 4-22 Receptores de TV | 161 |
| Capítulo 5: S A T E L I T E S | 167 |
| 5-1 Historia del desarrollo del satélite | 167 |
| 5-2 El satélite | 169 |
| 5-3 Geometría del satélite | 175 |
| 5-4 Métodos de acceso | 179 |
| 5-5 Enlace | 183 |
| 5-6 Cálculo de enlace | 183 |
| Aspectos prácticos | 187 |
| 5-7 Enlaces con modulación analógica..... | 187 |
| 5-8 Enlaces con modulación digital | 191 |
| 5-9 Análisis de la relación portadora a ruido total | 194 |
| BIBLIOGRAFIA..... | 197 |

PROPAGACION



1-1 Características generales y espectros electromagnéticos

Los medios de comunicación de una señal entre un transmisor y un receptor con la finalidad de transportar información son:

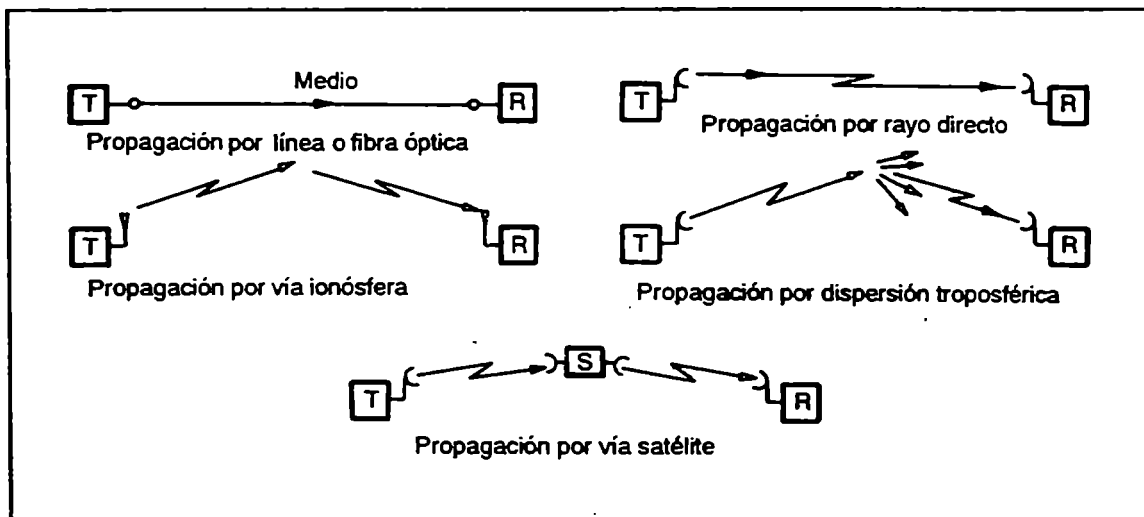


Figura 1. Medios de comunicación de una señal.

En el primer caso se observa una propagación en un medio confinado, mientras que en los otros casos se observa una propagación en un medio el cual no es confinado y el que se tratará en este capítulo.

En todos estos casos la señal viaja en forma de una onda electromagnética compuesta de un campo eléctrico \mathbf{E} y un campo magnético \mathbf{H} , los que son encargados de llevar el contenido de la información entre transmisor y receptor.

El espectro electromagnético según su longitud de onda o frecuencia se puede dividir en:

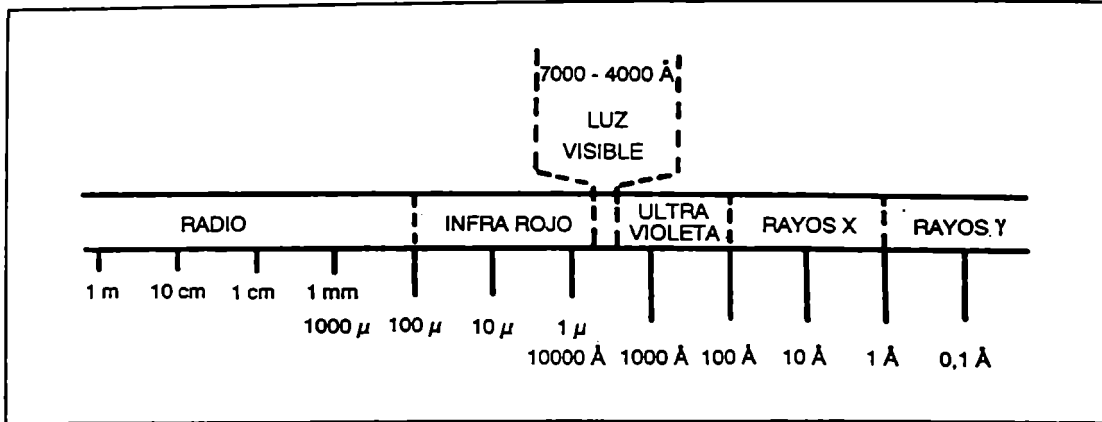


Figura 2. Espectro electromagnético.

A su vez las ondas de radio que son de nuestro interés se pueden subdividir en:

30 KHz 300 KHz 3 MHz 30 MHz 300 MHz 3 GHz 30 GHz 300 GHz

| | | | | | | |
|-------|------|-------|------|-----|-------|------|
| LF | MF | HF | VHF | UHF | SHF | EHF |
| 10 Km | 1 Km | 100 m | 10 m | 1 m | 10 cm | 1 cm |
| | | | | | | 1 mm |

Donde:

- LF = baja frecuencia.
- MF = media frecuencia.
- HF = alta frecuencia.
- VHF = muy alta frecuencia.
- UHF = ultra alta frecuencia.
- SHF = súper alta frecuencia.
- EHF = extra alta frecuencia.

Microondas

El término microonda, definido por los diccionarios técnicos, se aplica a las ondas de radio situadas en el rango de frecuencia superior a 1 Ghz. En esta zona del

espectro los elementos que forman los circuitos son componentes distribuidos, no concentrados. Por lo tanto las técnicas de microondas difieren un poco de las técnicas de radiofrecuencias por que sus componentes deben ser tratados en forma especial como veremos en los capítulos siguientes. Además otra de las características de importancia, es que en esas longitudes de ondas la señal atraviesa la ionósfera fácilmente, permitiendo las comunicaciones de radio por satélite o la observación de radiación emitidas por el espacio, como es la radioastronomía.

1-2 Ecuaciones de Maxwell

No es nuestro propósito realizar un análisis profundo de las ecuaciones de Maxwell, pero si utilizar los fundamentos y los parámetros que de estas surgen, ya que son de vital importancia en el cálculo de la propagación de ondas electromagnéticas.

Analizaremos en forma muy rápida las ecuaciones de Maxwell con el objetivo de deducir los fundamentos que ellas encierran con respecto a la propagación de ondas electromagnéticas.

Dichas ecuaciones son:

$$\oint \mathbf{H} \, d\mathbf{l} = \int_s (\mathbf{J} + d\mathbf{D} / dt) \, ds \quad (1)$$

$$\oint \mathbf{E} \, d\mathbf{l} = - \int_s d\mathbf{B} / dt \, ds \quad (2)$$

$$\oint \mathbf{D} \, ds = \int_v \rho \, dv \quad (3)$$

$$\oint \mathbf{B} \, ds = 0 \quad (4)$$

En forma diferencial pueden ser escritas como:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + d\mathbf{D} / dt = \mathbf{J} + j \omega \mathbf{D} \quad (5)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = - d\mathbf{B} / dt = - j \omega \mathbf{B} \quad (6)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (7)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (8)$$

Siendo:

∇A gradientes.

$\nabla \cdot A$ divergencias.

$\nabla \times A$ rotor.

$\nabla^2 A$ laplaciano.

\mathbf{E} = campo eléctrico, volt / m.

\mathbf{D} = densidad de flujo eléctrico, coul / m².

\mathbf{H} = campo magnético, amp / m.

\mathbf{B} = densidad de flujo magnético, webers / m².

\mathbf{J} = densidad de conducción de corriente, amp / m².

ρ = densidad de cargas, coul / m³.

dl = longitud del elemento m.

ds = superficie del elemento m².

dV = volumen del elemento m³.

ϵ = permitividad del medio Faraday / m.

μ = permeabilidad del medio Henrys / m.

σ = conductividad mhos / m.

En un medio que sea homogéneo y con cargas se tiene:

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (9)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (10)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (11)$$

Luego las ecuaciones de Maxwell quedan:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + \epsilon \, d\mathbf{E} / dt \quad (12)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \mu \, d\mathbf{H} / dt \quad (13)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \rho / \epsilon \quad (14)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (15)$$

De las ecuaciones (12) y (13) se deduce con respecto a la propagación de ondas electromagnéticas, que un campo eléctrico variable produce un campo magnético variable, y un campo magnético variable produce un campo eléctrico variable y así sucesivamente.

Si la energía eléctrica se desplaza más allá de la energía magnética que la generó y lo mismo pasa con la energía magnética, podemos decir que lo que se propaga es una onda electromagnética.

Viéndolo de otra forma, un campo eléctrico produce un campo magnético en la región donde varía el eléctrico y también en la región vecina.

Como conclusión podemos decir que una perturbación eléctrica o magnética originada en una región no puede ser confinada a ese espacio sino que la energía se propaga hacia afuera.

1-3 Ecuación de la onda

Vamos a demostrar que las ecuaciones de Maxwell conducen a las ecuaciones de ondas:

Tomemos la expresión (13):

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \mu \, d\mathbf{H} / dt \quad (16)$$

Apliquemos el operador rotor:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = - \mu (\nabla \times d\mathbf{H} / dt) \quad (17)$$

Como el orden del derivador no altera el resultado, tenemos:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = - \mu \, d(\nabla \times \mathbf{H}) / dt \quad (18)$$

Para un medio homogéneo y sin carga ni conductividad $\Rightarrow \sigma = 0$, luego la (12) queda:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \epsilon \, d\mathbf{E} / dt \quad (19)$$

Reemplazando en (18) tenemos:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\mu \, d(\epsilon \, d\mathbf{E} / dt) / dt \quad (20)$$

Operando con el primer término:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} \quad (21)$$

Al suponer un medio sin cargas tenemos que: $\nabla \cdot \mathbf{E} = 0$

$$\text{Por lo tanto: } \nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\nabla^2 \mathbf{E} \quad (22)$$

Reemplazando en (20):

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \mu \epsilon \, d^2 \mathbf{E} / dt^2 \quad (\text{ecuación de la onda}) \quad (23)$$

Esta ecuación desarrollada en sus componentes la podemos expresar de la siguiente manera:

$$d^2 E_x / dx^2 + d^2 E_x / dy^2 + d^2 E_x / dz^2 = \mu \epsilon \, d^2 E_x / dt^2 \quad (24)$$

$$d^2 E_y / dx^2 + d^2 E_y / dy^2 + d^2 E_y / dz^2 = \mu \epsilon \, d^2 E_y / dt^2 \quad (25)$$

$$d^2 E_z / dx^2 + d^2 E_z / dy^2 + d^2 E_z / dz^2 = \mu \epsilon \, d^2 E_z / dt^2 \quad (26)$$

De la misma forma se puede realizar el análisis para el campo magnético y obtendríamos que:

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \mu \epsilon \, d^2 \mathbf{H} / dt^2 \quad (27)$$

Siendo la ecuación de la onda para el campo magnético.

1-4 Constante de propagación

La constante de propagación en un medio normal está expresada como:

$$\gamma = \alpha + \beta \sqrt{j \omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \epsilon} \quad (28)$$

siendo:

γ = constante de propagación m^{-1} (similitud con líneas)

α = atenuación m^{-1}

β = constante de fase rad / m^{-1}

$\omega = 2 \pi f$ = frecuencia en radian seg^{-1}

Como en nuestro caso $\sigma = 0$, nos queda $\gamma = \pm j \beta = \pm \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ (29)

1-5 Propagación en medios no confinados

Vamos a analizar una onda plana viajando en la dirección x con una polarización lineal del campo eléctrico \mathbf{E} en la dirección y , luego $\mathbf{E}_x = 0$, $\mathbf{E}_z = 0$ (como se verá en el párrafo 1-9) y de las (24, 25, 26) se deduce que:

$$d^2\mathbf{E}_y / dx^2 = \mu \epsilon d^2\mathbf{E}_y / dt^2 \quad (30)$$

Si el campo eléctrico varía en el tiempo con una frecuencia en radianes ω podemos decir que:

$$d\mathbf{E}_y / dt = j \omega \mathbf{E}_y \quad (31)$$

$$d^2\mathbf{E}_y / dt^2 = - \omega^2 \mathbf{E}_y \quad (32)$$

Además utilizando la ecuación (29), expresamos la ecuación de la onda como:

$$d^2\mathbf{E}_y / dx^2 = \gamma^2 \mathbf{E}_y \quad (33)$$

$$\Rightarrow d^2\mathbf{E}_y / dx^2 - \gamma^2 \mathbf{E}_y = 0 \quad (34)$$

La solución de ésta ecuación está dada por:

$$\mathbf{E}_y = \dot{\mathbf{E}}_0 e^{\pm \gamma x} \quad (35)$$

Como $\gamma = \pm j \beta$ por lo tanto

$$\mathbf{E}_y = \dot{\mathbf{E}}_0 e^{\pm j \beta x} \quad (36)$$

$\dot{\mathbf{E}}_0$ es un fasor y su variación con el tiempo es:

$$\dot{\mathbf{E}}_0 = \mathbf{E}_0 e^{j\omega t} \quad (37)$$

por lo tanto: $\mathbf{E}_y = \mathbf{E}_0 e^{j(\omega t \pm \beta x)}$ (38)

Esta ecuación puede indicarse como:

$$\mathbf{E}_y = \mathbf{E}_0 \cos (\omega t + \beta x) \quad (39)$$

Analizaremos el campo magnético. Sabemos de (13) que:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu d\mathbf{H} / dt \quad (40)$$

desarrollando el rotor:

$$\nabla \times \mathbf{E} = \begin{vmatrix} \dot{\mathbf{i}} & \dot{\mathbf{j}} & \dot{\mathbf{k}} \\ d/dx & d/dy & d/dz \\ \mathbf{E}_x & \mathbf{E}_y & \mathbf{E}_z \end{vmatrix} =$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = (d\mathbf{E}_z / dy - d\mathbf{E}_y / dz) \dot{\mathbf{i}} + (d\mathbf{E}_x / dz - d\mathbf{E}_z / dx) \dot{\mathbf{j}} + (d\mathbf{E}_y / dx - d\mathbf{E}_x / dy) \dot{\mathbf{k}} \quad (41)$$

Luego la ecuación (40) se puede expresar como:

$$\mu d\mathbf{H}_x / dt = - (d\mathbf{E}_z / dy - d\mathbf{E}_y / dz) \quad (42)$$

$$\mu d\mathbf{H}_y / dt = - (d\mathbf{E}_x / dz - d\mathbf{E}_z / dx) \quad (43)$$

$$\mu d\mathbf{H}_z / dt = - (d\mathbf{E}_y / dx - d\mathbf{E}_x / dy) \quad (44)$$

Pero en una onda plana $\mathbf{E}_x = 0$ y $\mathbf{E}_z = 0$, además los componentes de \mathbf{E}_y se propagan en la dirección $x \Rightarrow d\mathbf{E}_y / dz = 0$, por lo tanto nos queda:

$$\mu d\mathbf{H}_z / dt = - d\mathbf{E}_y / dx \quad (45)$$

Luego reemplazando la (39) en esta ecuación:

$$\mu d\mathbf{H}_z / dt = \beta \mathbf{E}_0 \sin (\omega t - \beta x) \quad (46)$$

$$\mu \omega \mathbf{H}_z = \beta \mathbf{E}_0 \sin (\omega t - \beta x) \quad (47)$$

$$\mu \omega H_z = \beta E_y \quad (48)$$

$$H_z = (\beta / \mu \omega) E_y \quad (49)$$

De esta ecuación podemos rescatar la velocidad de propagación de la onda electromagnética expresada por $v_p = \omega / \beta$, por lo tanto:

$$H_z = (1 / \mu v_p) E_y \quad (50)$$

Analizando esta ecuación se deduce que el campo eléctrico y magnético son perpendiculares entre si cuando se propagan en un medio.

Además si realizamos el mismo proceso que con el campo eléctrico obtenemos que:

$$\nabla^2 H = \mu \epsilon d^2 H / dt^2 \quad (51)$$

Para una onda plana la solución de esta ecuación es:

$$H_z = H_0 \cos (\omega t \pm \beta x) \quad (52)$$

Luego la representación gráfica de una onda plana por lo dicho anteriormente, pero propagándose en un medio no confinado es mostrada en la figura 3.

Cabe destacar que una onda electromagnética se propaga en todas las direcciones como un frente de onda esférica, pero ésta a unos pocos km de la fuente irradiante es prácticamente una onda plana.

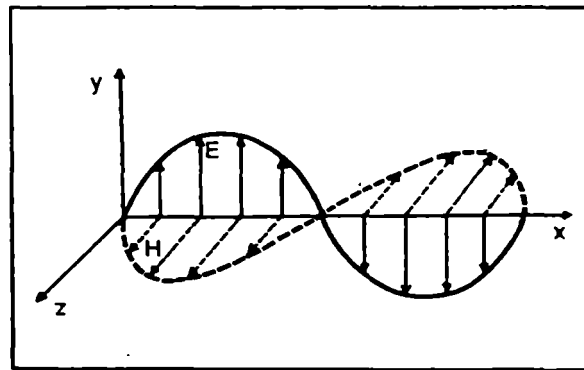


Figura 3. Propagación de onda electromagnética plana.

1-6 Velocidad de propagación e impedancia intrínseca del medio

Se puede deducir la relación entre el campo eléctrico y magnético

$$H_z / E_y = 1 / \mu v_p \Rightarrow E_y / H_z = \mu v_p \quad (53)$$

$$\text{Pero } v_p = 1/\sqrt{\mu \epsilon}, \text{ por lo tanto: } E_y / H_z = \sqrt{\mu / \epsilon} = Z_i \quad (54)$$

Esta relación se denomina impedancia intrínseca del medio (tiene cierta similitud con la impedancia característica de una línea Z_0) en el vacío.

$$Z_i = \sqrt{\mu / \epsilon} = 120 \pi = 377 \text{ ohms} \quad (55)$$

1-7 Vector de Poynting

Una onda electromagnética que viaja por el espacio transporta energía, la cual atraviesa un área. Por lo tanto existe un flujo de potencia a través de esa superficie que definimos con P y se expresa como:

$$\mathbf{P} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (\text{watt} / \text{m}^2) \quad (56)$$

El vector de Poynting de una onda plana se puede determinar como:

$$\mathbf{E} = \hat{y} E_{\max} \cos(\omega t - x) \quad (57)$$

$$\mathbf{H} = \hat{z} H_{\max} \cos(\omega t - x) = \hat{z} (E_{\max} / Z_i) \cos(\omega t - x) \quad (58)$$

Por lo tanto:

$$\mathbf{P} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ 0 & E_{\max} \cos(\omega t - x) & 0 \\ 0 & 0 & E_{\max} / Z_i \cos(\omega t - x) \end{vmatrix} = \hat{x} (E_{\max}^2 / Z_i) \cos^2(\omega t - x) \quad (59)$$

$$= \hat{x} (E_{\max}^2 / Z_i) \cos^2(\omega t - x) \quad (60)$$

La figura 4 grafica esta situación.

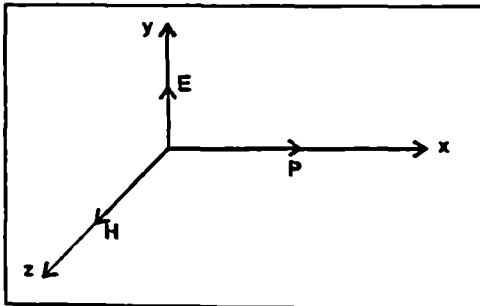


Figura 4. Dirección de vectores en una onda electromagnética plana.

Como hemos demostrado, la dirección del vector de Poynting \mathbf{P} es perpendicular al plano que contiene a \mathbf{H} y \mathbf{E} , o sea en la dirección de propagación.

1-8 Ondas electromagnéticas polarizadas

En comunicaciones siempre se toma como plano de polarización el de vector de campo eléctrico.

Hasta este momento hemos supuesto un campo eléctrico con una sola componente, pero este puede tener varias componentes, generando distintos tipos de polarización como se verá con más detenimiento en el capítulo 4.

1-9 Polarización lineal

Es cuando el campo eléctrico \mathbf{E} tiene una única componente en el plano. Pueden ser clasificadas a su vez en horizontal y vertical

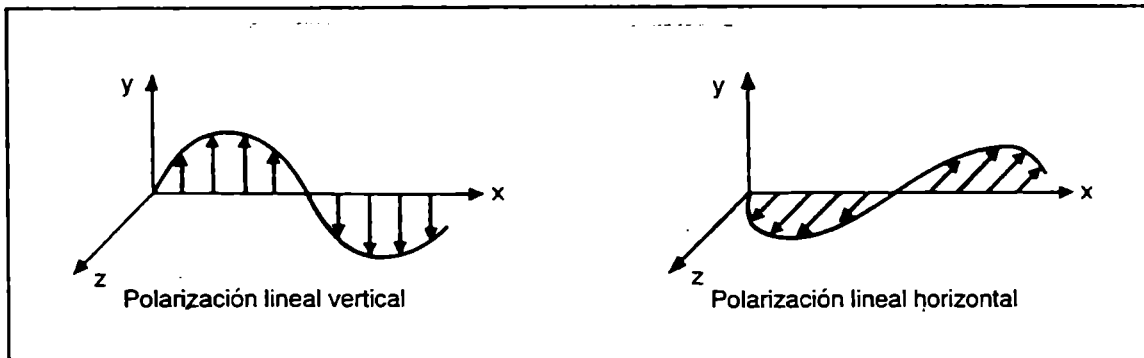


Figura 5. Propagación del campo eléctrico en polarización lineal.

En ambas figuras x es la dirección de avance de las ondas.

1-10 Polarización circular

Se puede entender por una onda formada por componentes, una en el plano horizontal y otra en el vertical, de igual valor pero desfasadas 90° en el tiempo.

El giro del vector en el campo eléctrico a derecha o a izquierda depende de como es el desfase de una componente con respecto a la otra.

Se denomina polarización circular derecha si el vector campo eléctrico gira en sentido horario cuando la onda se aleja del observador e izquierda en el sentido antihorario.

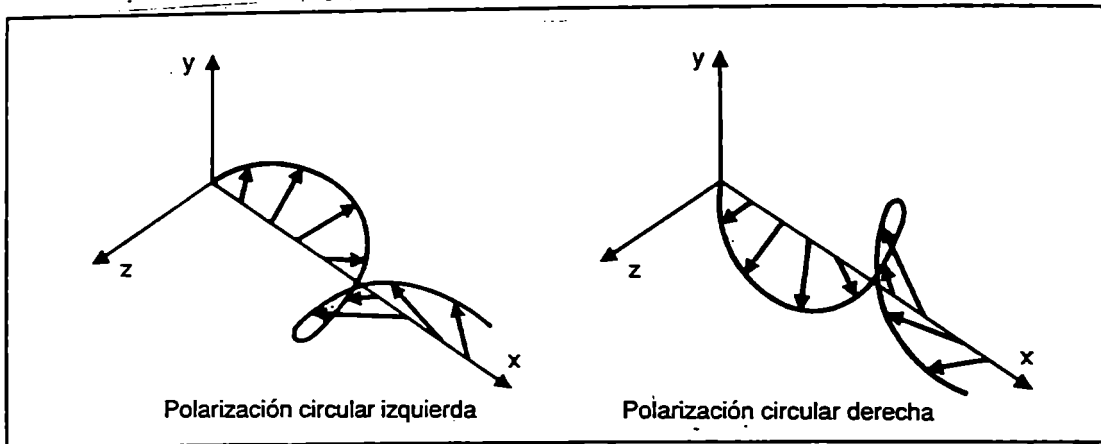


Figura 6. Propagación del campo eléctrico en polarización circular.

1-11 Polarización elíptica

En este caso la componente horizontal y vertical también están desfasadas 90° , como en el caso circular, pero ahora los módulos de las componentes son distintos, uno es mayor que el otro. También pueden ser derecha o izquierda. Este es el caso más general, ya que la lineal y la circular son casos particulares de la elíptica.

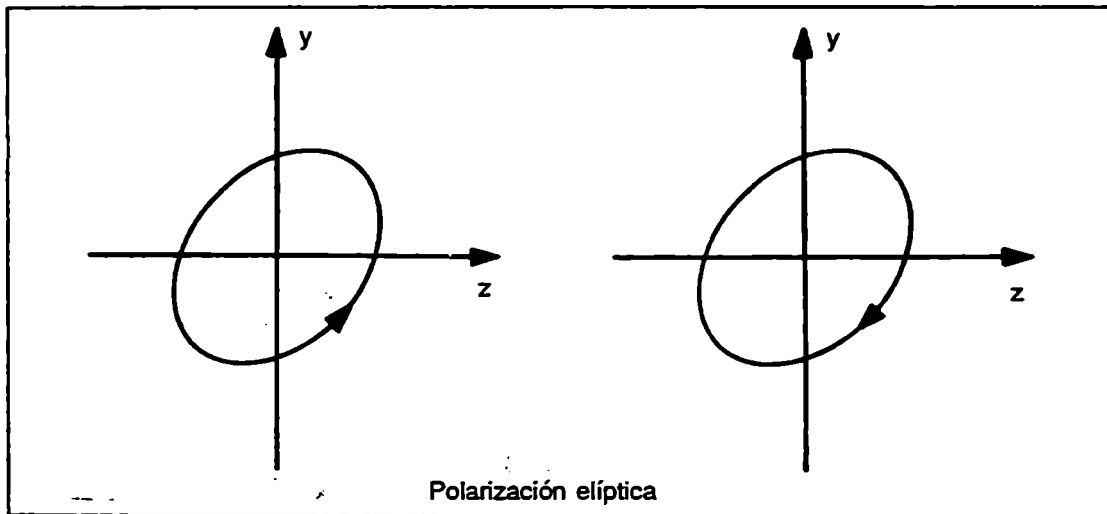


Figura 7. Propagación frontal del campo eléctrico en polarización elíptica.

Por lo visto anteriormente por simplicidad no se ha dibujado el campo \mathbf{H} , pero es sencillo suponer que dicho campo se mueve de la misma forma que el \mathbf{E} pero a 90 grados.

PROPAGACION EN MEDIOS CONFINADOS



2-1 Propagación en medios confinados

Cuando la onda electromagnética que viaja en el espacio libre o en un medio no confinado es interceptada por un transductor, (antena), quien está vinculado a un medio conductor que permite dirigir la onda electromagnética hasta un punto determinado, estamos ante una estructura de conducción electromagnética que llamaremos medios confinados o líneas de transmisión.

En este capítulo analizaremos los medios confinados más utilizados en microondas que son la línea coaxil, la línea de microtira y la guía de onda.

Estos medios no solo permiten conducir la señal, sino que también son muy útiles ya que variando la relación entre la tensión y la corriente que transportan en función de la longitud de onda, se pueden usar como adaptadores o cargas. Es por eso que comenzaremos analizando las ecuaciones de líneas de transmisión que permitirán deducir expresiones y términos que serán utilizados en el caso que la línea sea utilizada como adaptador, o asimismo para caracterizar los parámetros usuales en medidas de microondas.

2-2 Ecuación de la línea

Como se vio en el Capítulo 1 una línea permite conducir la señal entre un transmisor y un receptor.

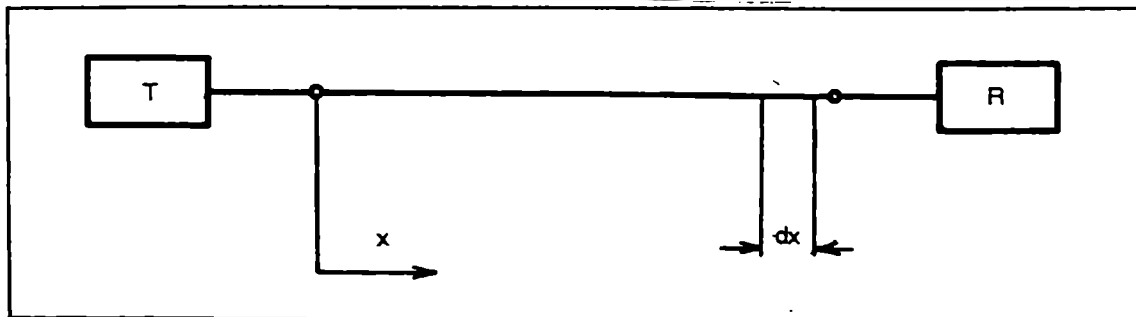


Figura 1. Propagación en líneas de transmisión.

Si tomamos un diferencial de línea y lo representamos con sus parámetros se tendrá:

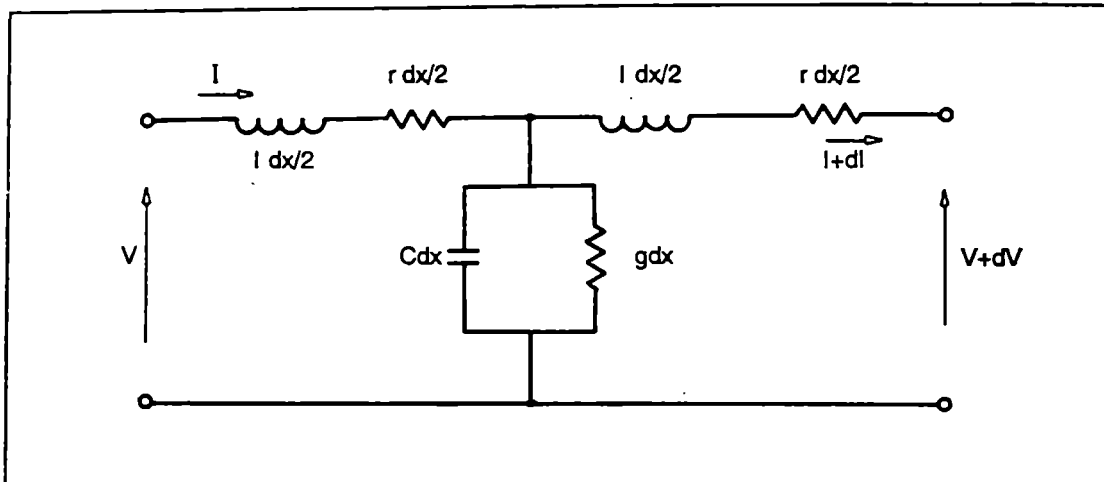


Figura 2. Diferencial de línea representada con sus parámetros concentrados.

Siendo:

r = resistencia por unidad de longitud (ohms / m)

l = inductancia por unidad de longitud (Hy/m)

C = capacidad por unidad de longitud (F/m)

g = conductancia por unidad de longitud (ohms/m)

Analizando la figura 2 se pueden deducir las siguientes expresiones:

$$V - (V + dV) = (r + j \omega l) (dx / 2) I + (r + j \omega l) (dx / 2) (I + dI) \quad (1)$$

$$I - (I + dI) = (V + dV / 2) (g + j \omega c) dx \quad (2)$$

Estas expresiones se pueden agrupar de la siguiente manera:

$$- dV = (r + j \omega l) dx I + (r + j \omega l) (dx / 2) dI \quad (3)$$

$$- dI = (g + j \omega c) V dx + (g + j \omega c) (dx / 2) dV \quad (4)$$

Despreciando los segundos términos tenemos:

$$- dV = (r + j \omega l) I dx \quad (5)$$

$$-dI = (g + j \omega c) V dx \quad (6)$$

Luego:

$$dV / dx = -(r + j \omega l) I \quad (7)$$

$$dI / dx = -(g + j \omega c) V \quad (8)$$

Diferenciando con respecto a x queda:

$$d^2 V / dx^2 = -(r + j \omega l) dI / dx \quad (9)$$

$$d^2 I / dx^2 = -(g + j \omega c) dV / dx \quad (10)$$

Reemplazando la (7) y (8) en la (9) y (10) nos queda:

$$d^2 V / dx^2 = (r + j \omega l) (g + j \omega c) V \quad (11)$$

$$d^2 I / dx^2 = (g + j \omega c) (r + j \omega l) I \quad (12)$$

Definida la impedancia serie $z = (r + j \omega l)$ (13) y la admitancia paralela $y = (g + j \omega c)$ (14). Luego tenemos:

$$d^2 V / dx^2 = z y V \quad (15)$$

$$d^2 I / dx^2 = z y I \quad (16)$$

Si se plantea un régimen forzado senoidal puro y no transitorio, la solución de las ecuaciones diferenciales (15) y (16) son las siguientes:

$$V = A e^{-\sqrt{zy} x} + B e^{\sqrt{zy} x} \quad (17)$$

$$I = \frac{A}{\sqrt{Z/y}} e^{-\sqrt{zy} x} - \frac{B}{\sqrt{Z/y}} e^{\sqrt{zy} x} \quad (18)$$

(Ecuaciones de la línea)

Las constantes A y B son dependientes de los parámetros como veremos más adelante.

2-3 Constante de propagación e impedancia característica

De la misma forma que en medios no confinados se puede definir la constante de propagación que será dependiente de las características de la línea. Por lo tanto:

$$\gamma = \sqrt{z/y} = \alpha + j\beta \quad (19)$$

Siendo:

α = constante de atenuación

β = constante de fase

También otro parámetro de importancia es la impedancia del medio que en líneas de transmisión se denomina impedancia característica y está dada por:

$$Z_0 = \sqrt{z/y} = \sqrt{l/c} \quad (20)$$

En base a estas dos últimas expresiones las ecuaciones de línea pueden expresarse como:

$$V = A e^{-\gamma x} + B e^{\gamma x} \quad (21)$$

$$I = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma x} \quad (22)$$

2-4 Análisis de la ecuación de la línea e impedancia de entrada

Consideremos un circuito como se ve en la figura 3.

Aplicaremos a todo el largo las ecuaciones de línea, luego podemos expresar:

$$V_c = A e^{-\gamma L} + B e^{\gamma L} \quad (23)$$

$$I_c = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma L} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma L} \quad (24)$$

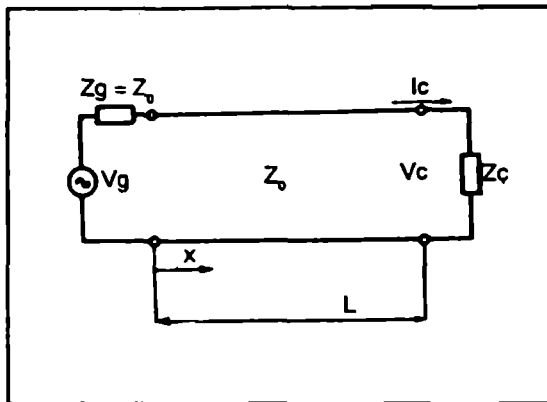


Figura 3. Circuito de generador, línea de transmisión y carga.

Y si sumamos y restamos la (23) y (24) tenemos:

$$V_c + Z_0 I_c = 2 A e^{-\gamma L} \quad (25)$$

$$V_c - Z_0 I_c = 2 B e^{\gamma L} \quad (26)$$

Por lo tanto se pueden despejar las constantes A y B

$$A = \frac{V_c + Z_0 I_c}{2} e^{\gamma L} \quad (27)$$

$$B = \frac{V_c - Z_0 I_c}{2} e^{-\gamma L} \quad (28)$$

Reemplazando en la (21) y (22) nos queda:

$$V = \frac{V_c + Z_0 I_c}{2} e^{\gamma L} e^{-x\gamma} + \frac{V_c - Z_0 I_c}{2} e^{-\gamma L} e^{x\gamma} \quad (29)$$

$$I = \frac{V_c + Z_0 I_c}{2 Z_0} e^{\gamma L} e^{-x\gamma} - \frac{V_c - Z_0 I_c}{2 Z_0} e^{-\gamma L} e^{x\gamma} \quad (30)$$

Si agrupamos $e^{\gamma L} e^{-x\gamma}$ como $e^{\gamma(L-x)}$ y desarrollando la (29) y (30), agrupando convenientemente tenemos:

$$V = V_c \frac{e^{\gamma(L-x)} + e^{\gamma(L-x)}}{2} + Z_0 I_c \frac{e^{\gamma(L-x)} - e^{\gamma(L-x)}}{2} \quad (31)$$

$$I = V_c \frac{e^{\gamma(L-x)} - e^{-\gamma(L-x)}}{2Z_0} + I_c \frac{e^{\gamma(L-x)} + e^{-\gamma(L-x)}}{2} \quad (32)$$

Por lo tanto :

$$V = V_c \cosh(\gamma(L-x)) + I_c \sinh(\gamma(L-x)) \quad (33)$$

$$I = (V_c / Z_0) \sinh(\gamma(L-x)) + I_c \cosh(\gamma(L-x)) \quad (34)$$

Luego la impedancia de entrada de la línea se calculará haciendo $x = 0$ y el cociente entre (33) y (34).

$$Z_{ent} = V_{x=0} / I_{x=0} = \frac{V_c \cosh \gamma L + I_c Z_0 \sinh \gamma L}{(V_c / Z_0) \sinh \gamma L + I_c \cosh \gamma L} \quad (35)$$

Siendo $Z_c = V_c / I_c$ y ubicando la expresión (35) convenientemente nos queda:

$$Z_{ent} = \frac{Z_0 \operatorname{tgh} \gamma L + Z_c}{Z_c \operatorname{tgh} \gamma L + Z_0} \cdot Z_0 \quad (36)$$

Ecuación general

Un caso particular será cuando $Z_c = Z_0$ que es la condición de máxima transferencia de potencia o también condición de adaptación de donde se puede deducir la ecuación (36) que $Z_{ent} = Z_0$.

2-5 Líneas en corto circuito y circuito abierto

Analizaremos los casos de circuito abierto y corto circuito, ya que son ejemplos muy útiles en microondas, utilizados con variados propósitos.

En la figura 4 vemos que la impedancia de carga es un corto circuito, por lo tanto $Z_c = 0$. Luego la ecuación (36) nos queda en este caso particular como:

$$Z_{ent} = Z_0 (\sinh \gamma L / \cosh \gamma L) \quad (37)$$

Si suponemos un cable sin pérdidas, $\alpha = 0$ implica que $\gamma = j\beta$, luego:

$$Z_{ent} = Z_0 \operatorname{tgh} j\beta L = j Z_0 \operatorname{tg} \beta L \quad (38)$$

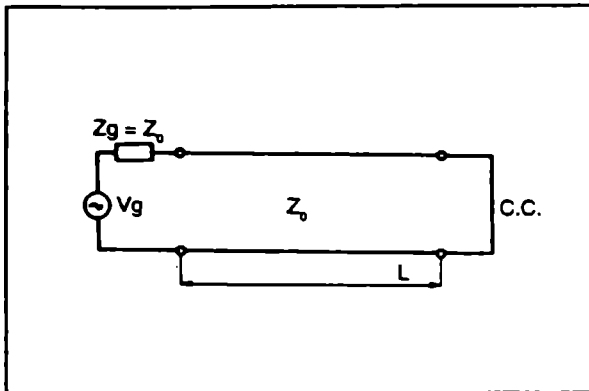


Figura 4. Circuito de generador y línea de transmisión cargados con un cortocircuito .

La constante de fase puede expresarse como:

$$\beta = \omega / v_p \quad (39)$$

donde v_p es la velocidad de propagación:

$$v_p = \lambda / T = \lambda F \quad (40)$$

Siendo T el período de la señal y λ la longitud de onda. Luego:

$$\beta = 2 \pi F / \lambda F = 2 \pi / \lambda \quad (41)$$

La ecuación (38) puede expresarse como:

$$Z_{ent} = j Z_0 \operatorname{tg} (2 \pi / \lambda) L \quad (42)$$

Esta Z_{ent} puede graficarse en función de la longitud de onda (figura 5), donde se podrá observar que un corto circuito puede generar distintas impedancias dependiendo de su largo respecto a la longitud de onda.

Vemos en la gráfica que líneas en corto circuito pueden ser utilizadas como elementos adaptadores (L o C), según se requiera. Cabe señalar que se ha considerado líneas sin pérdidas o despreciables ($\alpha = 0$), situación que no siempre debe ser considerada, es por eso que las últimas gráficas son aproximaciones.

Consideramos ahora el caso de las líneas de circuito abierto $Z_c = \infty$. Por lo tanto reemplazando en la expresión (36) se tiene:

$$Z_{ent} = Z_0 (\cosh \gamma L / \sinh \gamma L) \quad (43)$$

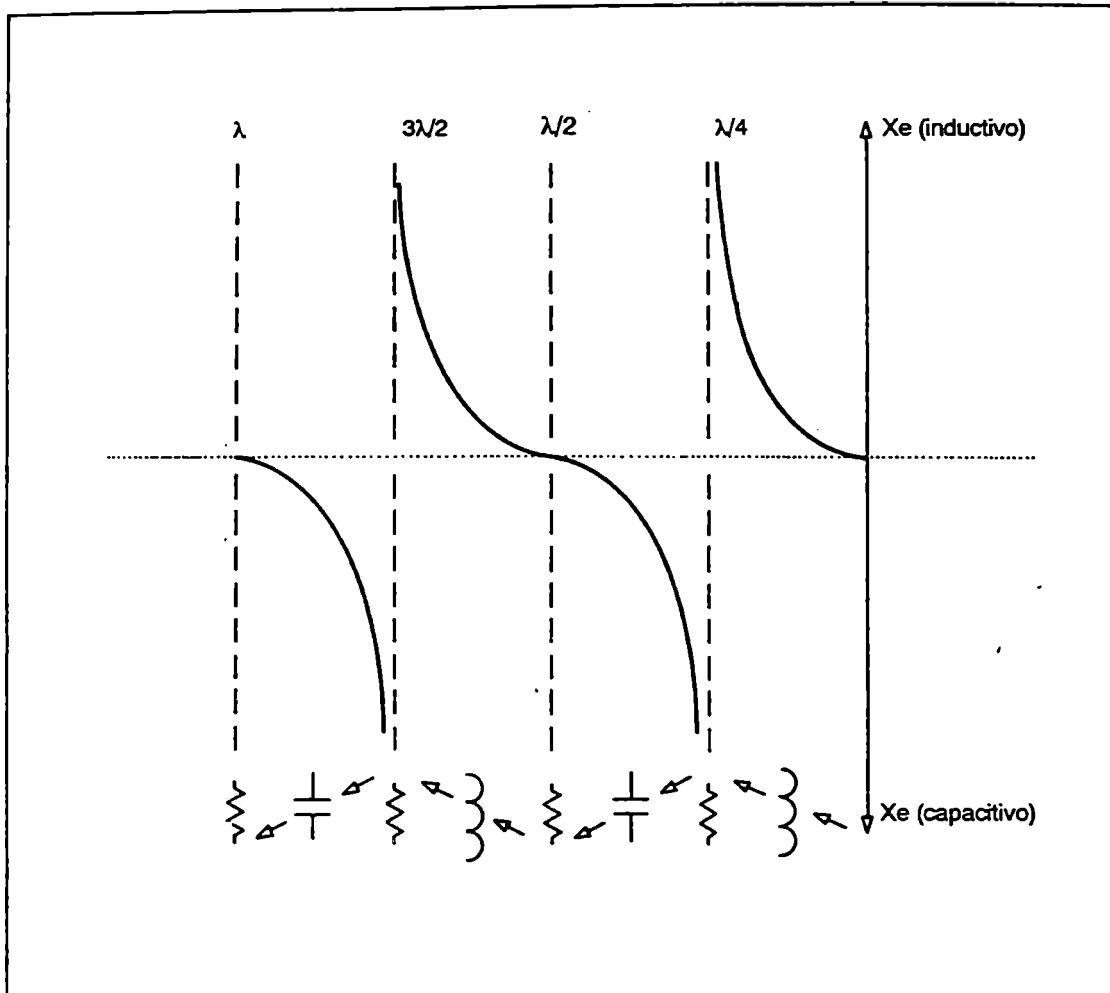


Figura 5. Representación gráfica de la impedancia de entrada vs. el largo de una línea de transmisión cargada con un circuito abierto.

Haciendo las mismas consideraciones para líneas de corto circuito:

$$Z_{ent} = Z_0 / j \operatorname{tg} \gamma L \quad (44)$$

Graficando, se obtiene la figura 6. De la misma forma que en el caso de la línea terminada en corto, aquí también se puede lograr el tipo de impedancia que se necesite con sólo variar el largo de la línea.

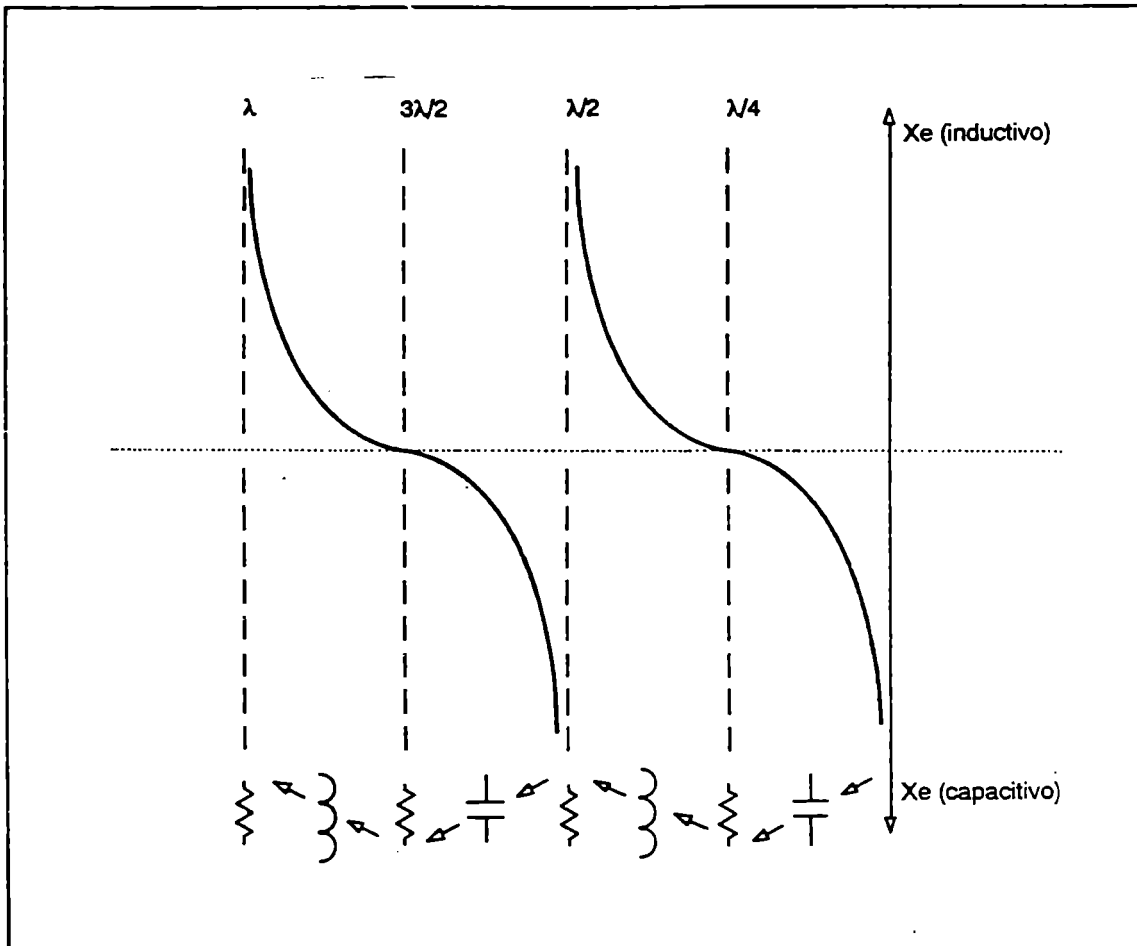


Figura 6. Representación gráfica de la impedancia de entrada vs. el largo de una línea de transmisión cargada con un circuito abierto.

2-6 Relación de onda estacionaria y coeficiente de reflexión

Una línea de transmisión que se encuentra cargada con una impedancia $Z_c \neq Z_0$, genera sobre ella ondas incidentes y reflejadas las que están expresadas en la ecuación de la línea, ecuación (29).

$$V = E^- + E^+ \quad (45)$$

donde:

$$E^- = \text{onda reflejada} = \frac{V_c - Z_0 I_c}{2} e^{-\gamma(L-x)} \quad (46)$$

$$E^+ = \text{onda transmitida} = \frac{V_c + Z_0 I_c}{2} e^{\gamma(L-x)} \quad (47)$$

Si se realiza un análisis vectorial entre la onda incidente y la reflejada a lo largo de la línea de transmisión, se observará el caso de desadaptación, la que expresa la figura 7.

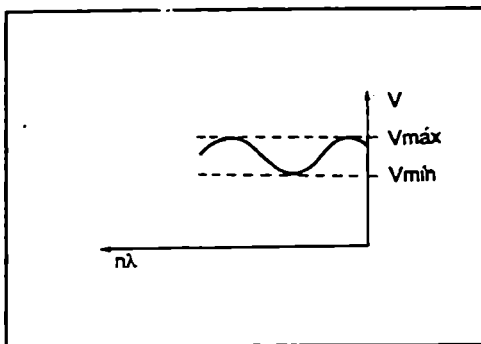


Figura 7. Onda estacionaria generada en una línea desadaptada en su carga.

Este gráfico se denomina perfil de onda estacionaria con el cual se define la llamada relación de onda estacionaria. (R.O.E. = ρ):

$$\rho = \text{R.O.E.} = V_{\max} / V_{\min} \quad (48)$$

Como las tensiones son originadas por:

$$V_{\max} = E^+ + E^- \quad (49)$$

$$V_{\min} = E^+ - E^- \quad (50)$$

luego:

$$\rho = \frac{E^+ + E^-}{E^+ - E^-} \quad (51)$$

Los valores que toma son entre uno e infinito, siendo uno cuando $Z_c = Z_0$. También se puede definir el coeficiente de reflexión como:

$$\sigma = E^- / E^+ \quad (52)$$

Reemplazando la (46) y (47) en la (52) tenemos:

$$\sigma = \frac{V_c - Z_0 I_c}{V_c + Z_0 I_c} e^{-2(L-x)}$$

$$\sigma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} e^{-2\alpha(L-x)} e^{-j2\beta(L-x)} \quad (53)$$

Donde:

$$\sigma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad \text{magnitud absoluta del coeficiente de reflexión} \quad (54)$$

En caso de adaptación $Z_c = Z_0$, implica $|\sigma| = 0$ y $\sigma = 0$.

De las expresiones anteriores se puede deducir la vinculación en el coeficiente de reflexión con la relación de onda estacionaria:

$$|\sigma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (55)$$

$$\rho = \frac{1 + |\sigma|}{1 - |\sigma|} \quad (56)$$

Tanto σ como ρ miden el grado de desadaptación de la línea con respecto a la carga. Esta desadaptación provoca una atenuación que puede determinarse como:

$$At_{\text{desad}} \text{ (db)} = 10 \log \frac{1}{1 - |\sigma|} \quad (57)$$

Esta atenuación generalmente se expresa como pérdida de retorno (PR) con la siguiente expresión:

$$PR \text{ (db)} = -20 \log |\sigma| \quad (58)$$

Ejemplos de R.O.E., coeficiente de reflexión y pérdida de retorno

| R.O.E. | σ_r | Pérdida de retorno (dB) |
|----------|------------|-------------------------|
| 1,00 | 0,000 | ∞ |
| 1,05 | 0,024 | 32,25 |
| 1,10 | 0,047 | 26,44 |
| 1,15 | 0,069 | 23,12 |
| 1,20 | 0,091 | 20,82 |
| 1,25 | 0,111 | 19,08 |
| 1,30 | 0,130 | 17,69 |
| 1,40 | 0,166 | 15,56 |
| 1,50 | 0,200 | 13,98 |
| 1,75 | 0,275 | 11,20 |
| 1,92 | 0,315 | 10,03 |
| 3,00 | 0,500 | 6,02 |
| 5,00 | 0,666 | 3,52 |
| 10,00 | 0,818 | 1,74 |
| ∞ | 1,000 | 0,00 |

2-7 Clasificación de líneas de transmisión

El propósito de una línea de transmisión es conducir información de un punto a otro.

Cuando por ella fluye una señal de RF se produce un acoplamiento mutuo entre los conductores, debemos evitar que la potencia radiada sea la menor posible ya que si no funcionará como una antena.

Las líneas se pueden clasificar en: a) Líneas equilibradas o balanceadas; b) Líneas desequilibradas o desbalanceadas.

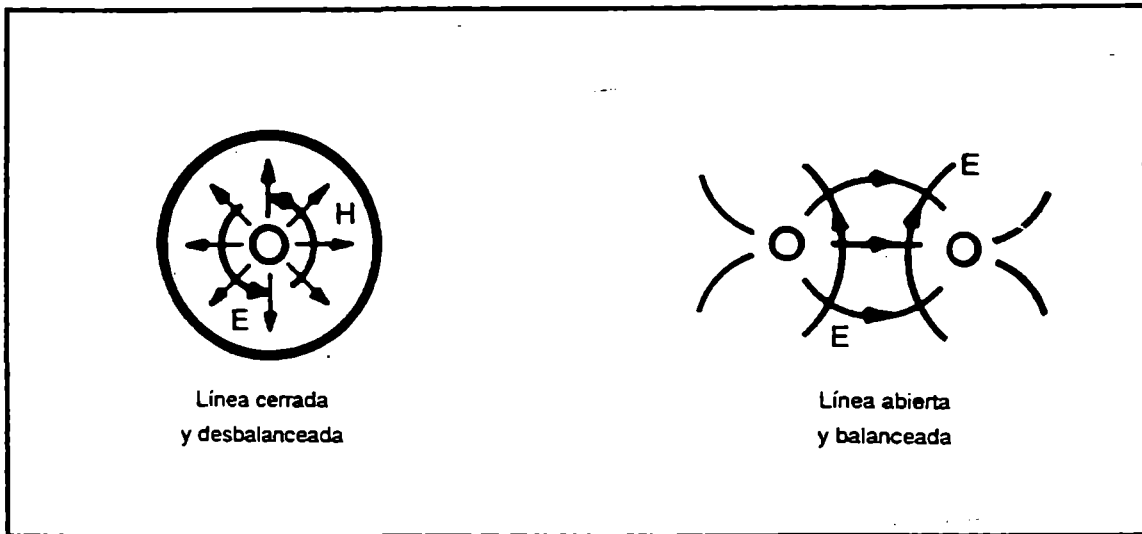


Figura 8. Distribución del campo electromagnético en líneas de transmisión.

Las equilibradas son aquellas que sus dos terminales tienen la misma impedancia con respecto a tierra mientras que las desbalanceadas son todas las que tienen un conductor a tierra.

Desde el punto de vista constructivo se pueden clasificar en líneas abiertas y líneas cerradas o coaxiales.

Comenzaremos el tratamiento de las líneas de transmisión partiendo del cable coaxial y continuando con las líneas de microtiras, para finalizar con las guías de ondas tratando así de cubrir todo el espectro de frecuencias en que se utilizan estos medios de conducción.

2-8 Modos de propagación en coaxiales

Aunque un número infinito de configuraciones de campos electromagnéticos o modos, pueden propagarse en una línea de transmisión coaxial, nosotros estamos interesados fundamentalmente en el modo principal o transversal electromagnético (TEM), ya que salvo muy raras ocasiones es el modo normal de uso. El nombre transversal electromagnético es debido a que ambos campos, el eléctrico y el magnético, son normales a la dirección de propagación. Todos los otros modos, de orden superior, tienen componentes de algún campo en la dirección de propagación.

2-9 Cables de radiofrecuencias. Líneas coaxiales

Recordemos los parámetros eléctricos fundamentales teóricos de un cable:

- r = resistencia (ohm / m)
- l = inductancia (Hy / m)
- c = capacitancia (F / m)
- g = conductancia (mhos / m)

Estas magnitudes tienen un valor definitivo para cada tipo de cable y están afectados por la frecuencia.

Las magnitudes características derivadas de los parámetros fundamentales anteriores que más interesan en el estudio y funcionamiento de las líneas de transmisión y sus expresiones simplificadas para RF son las siguientes:

a) **Impedancia característica:** habíamos visto que la impedancia característica estaba dada por:

$$Z_0 = \sqrt{l/c} \text{ (ohms)} \quad (59)$$

Representa el cociente entre la tensión y la corriente en cualquier punto del cable, supuesto este lo suficientemente largo como para despreciar las reflexiones o bien de una longitud definida, pero cargado con su propia impedancia característica Z_0 .

b) **Atenuación:** La expresión de la atenuación en función de los parámetros eléctricos es la siguiente:

$$\alpha = 4,343 \left(\frac{r}{Z_0} + \frac{g}{Z_0} \right) \text{ (dB/m)} \quad (60)$$

La atenuación representa la pérdida de energía transmitida en el cable. Se indica normalmente como una expresión logarítmica de la relación entre la potencia de entrada P_1 y la potencia de salida P_2 o mediante tensiones.

$$\alpha = 10 \log (P_1 / P_2) = 20 \log (V_1 / V_2) \text{ (dB)} \quad (61)$$

c) **Constante de fase:** De las expresiones dadas anteriormente se puede deducir que:

$$\beta = \omega \sqrt{l c} \text{ (rad / m)} \quad (62)$$

Con $\omega = 2 \pi f$

La constante de fase β , representa la diferencia de fase entre dos puntos de la onda de tensión o intensidad de corriente, distanciadas en la unidad de longitud.

d) Velocidad de propagación:

$$V_p = 1 / \sqrt{l c} \quad (63)$$

La velocidad de propagación determina la rapidez con que las ondas de tensión o corriente se transmiten a lo largo del cable. Una forma de expresarla es porcentualmente con respecto a la velocidad de propagación de las ondas electro-magnéticas en el vacío, o bien en función de la constante dieléctrica ϵ del medio.

$$v\% = (V_p / c) 100 = 100 / \sqrt{\epsilon} \quad (64)$$

donde $c = 299,8 \times 10^6 \text{ m / s}$ (velocidad de la luz).

e) Influencia de las frecuencias sobre parámetros fundamentales: El valor de la resistencia efectiva R de un cable está influenciada directamente por la frecuencia mediante el efecto pelicular o efecto "SKIN", que origina una reducción en la profundidad de la penetración de la corriente en el conductor a medida que aumenta la frecuencia. Como consecuencia, el valor de r se incrementa con una magnitud aproximadamente igual a \sqrt{f} .

El valor de la inductancia l del cable, está también influenciada por el efecto pelicular. Para igual corriente que circula, a medida que aumenta la frecuencia, la cantidad de flujo magnético dentro de los conductores se hace menor, por lo que la inductancia reduce su valor. Para frecuencias muy elevadas y una vez que la corriente ha reducido a un mínimo su profundidad de penetración, la inductancia permanece constante. La capacitancia C se mantiene prácticamente independiente de la frecuencia debido a que en los cables de RF se utilizan como aislantes, materiales en los que las constantes dieléctricas y la tangente del ángulo de pérdidas $\text{tg } \delta$ permanecen prácticamente invariables, desde la audiofrecuencia hasta la microondas.

La conductancia de pérdidas G resulta ser una función directa de la frecuencia, como se deduce de la expresión:

$$G = 2 \pi f_c \text{tg } \delta \quad (65)$$

f) Influencia de la frecuencia sobre las magnitudes características: La impedancia característica Z_0 es proporcional a $\sqrt{l/c}$; como c es independiente de la frecuencia, resulta que Z_0 varía con la frecuencia en proporción a \sqrt{l} .

La atenuación α está formada por dos componentes: una proporcional a r y la otra a g . La componente r influye normalmente en baja frecuencias y se incrementa en función de \sqrt{f} a medida que aumenta la frecuencia; la componente g es relativamente más importante en altas frecuencias y es proporcional a la frecuencia.

La constante de fase β es proporcional a la frecuencia y a $\sqrt{l/c}$ y varía por lo tanto en función del producto $f\sqrt{l}$ dado que c es independiente de la frecuencia.

La velocidad de propagación v es proporcional a $1/\sqrt{l/c}$ y en consecuencia varía en función inversa de \sqrt{l} .

g) Cálculo de la impedancia característica en base a sus dimensiones físicas.

En un coaxil como vimos anteriormente, el campo está confinado entre los dos conductores, además la magnitud del campo eléctrico está definido como:

$$\mathbf{E} = (\rho_L / 2 \pi \epsilon r) \quad (66)$$

donde:

r = Es la distancia radial entre los puntos.

ϵ = Cte. dieléctrica del medio entre conductores.

ρ_L = es la cantidad de carga por unidad de longitud.

Luego en un coaxil tenemos:

La diferencia de potencial entre los conductores estará dada por la integral de la magnitud del campo eléctrico entre los dos puntos. Luego:

$$V = \int_{r_1}^{r_2} |\mathbf{E}| dr = \int_a^b \frac{\rho_L}{2 \pi \epsilon} \frac{dr}{r}$$

$$V = \frac{\rho_L}{2 \pi \epsilon} \ln r \Big|_a^b = \frac{\rho_L}{2 \pi \epsilon} \ln \frac{b}{a} \quad (67)$$

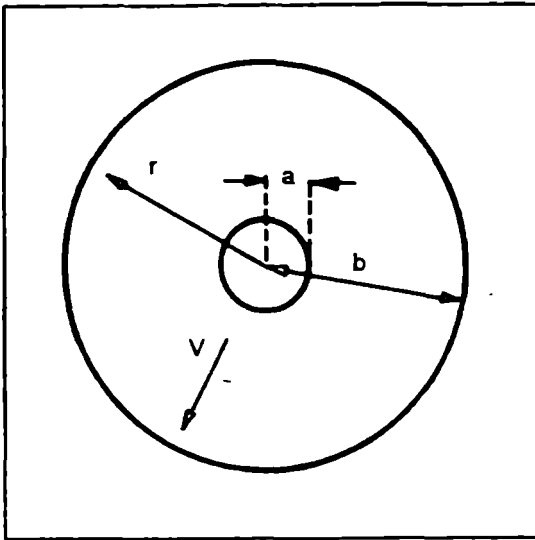


Figura 9. Línea de transmisión coaxial.

Como la capacidad por unidad de longitud está definida como:

$$C = (\rho_L / V) \quad (68)$$

Luego de (67) nos queda:

$$C = \frac{2 \pi \epsilon}{\ln (a / b)} \quad (69)$$

A su vez el campo magnético genera una corriente dada por:

$$I = \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} = H \int dr = H 2 \pi r \quad (70)$$

Además la densidad de corriente está dada por:

$$J_c = \oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = \int \mu \mathbf{H} dr \quad (71)$$

Reemplazando el valor de campo eléctrico en función de la corriente quedando:

$$J_c = \mu \int_a^b \frac{I}{2 \pi r} dr \quad (72)$$

Luego:

$$J_c = \frac{\mu I}{2\pi} \ln r \Big|_a^b = \frac{\mu I}{2\pi} \ln \frac{a}{b} \quad (73)$$

La inductancia por unidad de longitud esta dada por:

$$l = \frac{J_c}{I} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{a}{b} \quad (74)$$

Como en la ecuación (20) de este capítulo habíamos definido la impedancia característica de la línea como:

$$Z_0 = \sqrt{l/c} \quad (75)$$

reemplazamos a l y c ; quedando:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon} \ln \frac{a}{b}} \quad (76)$$

Si expresamos la constante dieléctrica y la permeabilidad como:

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad \text{y} \quad \mu = \mu_0 \mu_r$$

donde: $\mu_r = 1$; $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$; $\mu_0 = 4 \times 10^{-7} \text{ Hy/m}$

Tenemos que:

$$Z_0 = (60 / \sqrt{\epsilon_r}) \ln (b/a) \quad (77)$$

Esta ecuación nos permite determinar las dimensiones de una línea coaxil cuando sea necesaria su construcción para acoplar las distintas etapas de un cabezal de un receptor.

El conductor externo del coaxil puede ser de forma variada, una de las formas fácil de maquinar es la cuadrada, siendo las ecuaciones para su cálculo las siguientes:

$$Z_0 \approx (138 \log_{10} p + 6,48 - 2,34 A - 0,48 B - 0,12 C) \epsilon^{-1/2} \quad (78)$$

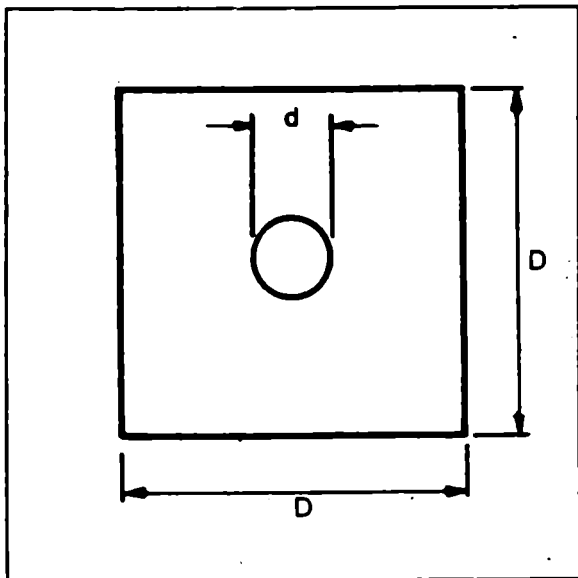


Figura 10. Línea coaxil con formato exterior cuadrado.

donde: $p = D / d$

$$A = \frac{1 + 0,405 p^{-4}}{1 - 0,405 p^{-4}} \quad (79)$$

$$B = \frac{1 + 0,163 p^{-8}}{1 - 0,163 p^{-8}} \quad (80)$$

$$C = \frac{1 + 0,067 p^{-12}}{1 - 0,067 p^{-12}} \quad (81)$$

2-10 Materiales empleados en la fabricación de coaxiles

Conductores: El conductor interior está formado generalmente por un alambre o cuerda de cobre. El conductor exterior por una trenza del mismo material aplicada sobre la aislación para los cables flexibles o por una vaina en forma de tubo para los semi rígidos.

Ambos conductores pueden tener un baño de plata para mejorar su conductividad eléctrica.

Con el fin de obtener cables de altas pérdidas se usa cobre con berilio para el conductor interior y acero inoxidable para el exterior.

Aislante: Los materiales usados son fundamentalmente polietileno y teflón; debido a sus excelentes características dieléctricas, tales como bajo ángulos de pérdidas, constante dieléctrica relativamente baja e invariable con la frecuencia y elevada rigidez dieléctrica. En casos especiales, para cables de baja capacidad y en circuitos de tensiones no muy elevadas se utiliza el polietileno celular o expandido.

Consiste en una aislación de polietileno que contiene incorporadas en su interior burbujas gaseosas. Entonces alcanza menor constante dieléctrica, menor rigidez dieléctrica y menor peso. Otro caso es con dieléctrico aire; los que se pueden presurizar y permiten obtener elevada rigidez dieléctrica y poca variación de fase con la temperatura.

Vaina de protección: Los materiales generalmente empleados para las vainas son mezclas a base de policloruro de vinilo (PVC) que presentan muy buenas características de resistencias químicas y mecánicas, por lo que los cables resultan adecuadamente protegidos contra eventuales daños durante la instalación o el funcionamiento.

Principales tipos de cables coaxiales:
Un cable coaxial está compuesto por dos conductores cilíndricos con un eje común. Los conductores están separados por la aislación según muestra la figura.

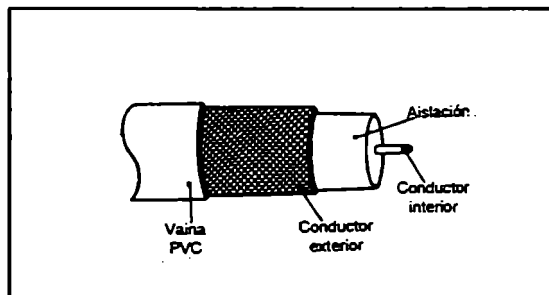


Figura 11. Cable coaxial.

La necesidad de utilización de un cable coaxial se debe a razones importantes. Una línea de transmisión no blindada queda influenciada por la cercanía de conductores a diversos potenciales o bien de masas a tierra, no manteniendo la constancia de la impedancia característica necesaria para obte-

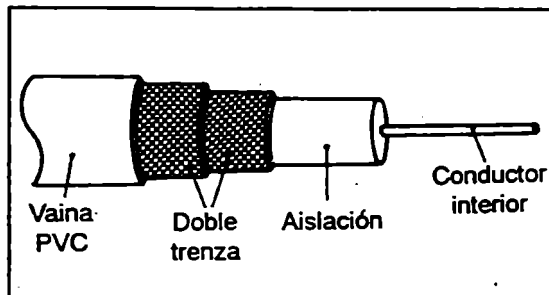


Figura 12. Cable coaxial de doble blindaje.

ner una óptima transmisión de energía sin reflexiones. Por otra parte una línea no blindada introduce disturbios en la comunicación por captación directa de señales espurias. El conductor exterior de un cable coaxil, además de ser conductor de retorno hace la función de blindaje, protegiendo las líneas de los campos variables perturbadores de origen electrostático o electromagnético y reduciendo también la radiación al exterior de la energía transmitida. Para lograr el adecuado efecto blindante, debe conectarse el conductor exterior a un potencial fijo de referencia que por lo general es «tierra».

La efectividad del blindaje y la consiguiente reducción de la atenuación, están relacionados por el grado de recubrimiento de la trenza, se fabrican también cables de bajas pérdidas con blindajes de doble trenza, que tienen aplicación para la recepción en zonas muy perturbadas, o bien donde el blindaje del cable común no sea satisfactorio.

Como variante de estos cables de doble trenza exterior, se fabrican también cables denominados triaxiales, que tienen un doble blindaje pero aislados a su vez entre sí.

Para distribuciones aéreas de RF, se emplean ventajosamente los cables autoportantes, en los que las líneas de transmisión cumple únicamente su función eléctrica, mientras que la función mecánica de soporte o tracción es realizada por una cuerda de acero conectada en el mismo cable. Un detalle se aprecia en la figura 14.

Para conexiones donde los elementos a unir están sujetos a movimientos continuos, donde las uniones son de tramos muy pequeños, y donde los radios mínimos de curvaturas son estre-

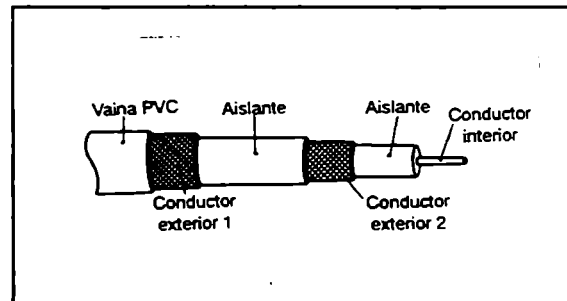


Figura 13. Cable coaxil de doble blindaje.

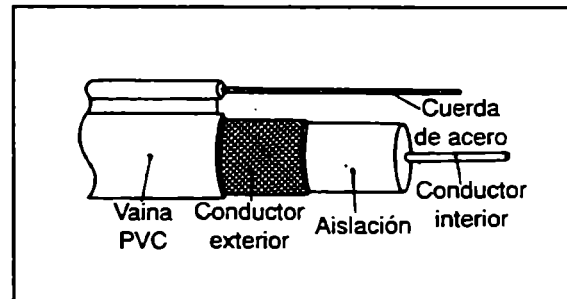


Figura 14. Cable coaxil autoportante.

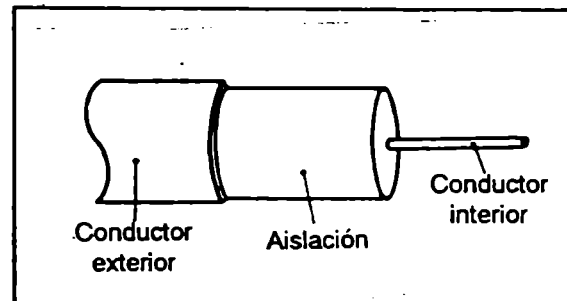


Figura 15. Cable coaxil semirígido.

chos, se usan coaxiales del tipo semi rígidos donde el conductor exterior no es de trenza sino que es una vaina sólida y no tienen vaina de protección. Tienen la ventaja de poseer menores pérdidas debido a la forma de construcción del conductor exterior.

2-11 Criterios para la elección de cables coaxiales

Damos a continuación una lista de las distintas características que debemos tener en cuenta cuando especificamos un cable coaxial.

a) Impedancia: ¿Qué impedancia característica necesitamos y qué variación esperamos?

Ejemplo: Impedancia característica: coaxial tipo 11/U medida en la banda 100 a 200 Mhz es de $75 \pm 3 \Omega$.

Es necesario tener en cuenta el valor de Z_0 a fin de obtener una justa eficiencia en la transmisión. La impedancia Z_0 de una línea deberá ser igual a la impedancia del generador y de la carga.

Al existir un “desnivel” de impedancia se produce una reflexión que se traduce como una “pérdida de reflexión”, cuya expresión habíamos visto anteriormente.

$$At_{\text{desadap}} = 10 \log_{10} \frac{1}{1 - |\sigma|^2} \quad (\text{dB}) \quad (82)$$

donde $|\sigma|$ era la magnitud absoluta del coeficiente de reflexión, este valor estaba directamente relacionado con la relación de onda estacionaria (ρ) mediante:

$$|\sigma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (83)$$

El valor de ρ estaba también relacionado con los niveles de impedancia presentes a ambos lados de la unión.

$$|\sigma| = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (84)$$

Z_0 = impedancia característica del sistema hasta la unión.

Z = impedancia característica del sistema después de la unión.

Como ejemplo mencionemos que para un $\rho = 1,25$, resulta una pérdida por reflexión: $At_{\text{desadap}} = 0,05$ dB y para $\rho = 2$, resulta: $At_{\text{desadap}} = 0,5$ dB.

b) **Atenuación:** Esta característica es presentada en (dB / m) de atenuación en función de la frecuencia.

Ejemplo: Atenuación nominal para coaxil tipo 11/U

Medida a 400 MC / S: 0,16 dB / m

c) **Potencia transmisible:** La máxima potencia de radiofrecuencia admisible por un determinado cable es aquella que se puede transmitir, cuando las impedancias están adaptadas, sin que supere el valor correspondiente a la máxima tensión tolerable por el aislante y sin exceder en el conductor interno la temperatura límite que hacía peligrar la vida del cable.

La potencia transmisible es máxima, como es sabido, en las primeras metas de las líneas, y está ligada a la potencia disipada W y a la atenuación α por la relación:

$$P = \frac{W}{2 \alpha} \quad (85)$$

d) **Tensión:** El cable se elige teniendo en cuenta el valor de tensión de cresta de la fuente al que estará vinculado. Dicho valor depende del grado de desadaptación de impedancia y del tipo de característica de modulación del transmisor.

Ejemplo: cable coaxil del tipo 11U. Tensión admisible de RF: 3,5 KV de pico.

e) **Temperaturas:** Debido a las características termoplásticas de los materiales empleados en la en la aislación y vaina de protección de estos cables, quedan limitadas las temperaturas máximas alcanzables durante el funcionamiento. Para servicio continuo, la máxima temperatura garantizada para los cables con aislantes de polietileno es de 75 °C.

Si se trata de un cable enterrado con una temperatura ambiente o su alrededores de 25 °C, la sobre temperatura admisible es de 50 °C, en cambio si estuviera en el aire a 40 °C, la sobre temperatura admisible es de 35 °C.

Para los cables de altas temperaturas con aislación de teflón, el rango de temperatura se extiende hasta 200 °C.

f) **Nivel de ionización:** Cuando los niveles de tensión de uso de los cables alcanzan cierta magnitud, es de suma importancia conocer el comportamiento de los

mismos ante las descargas parciales motivadas por las eventuales ionizaciones en el dieléctrico.

De ahí que las normas prescriban para cierto tipos, las tensiones mínimas de extinción de estas descargas.

Ejemplo: cable tipo 11/U: Prueba de ionización

Extinción > 5 KV a 50 C / S

g) Datos para la elección de un coaxil: Sugerimos chequear la siguiente lista para la especificación de un cable coaxil:

1. Impedancia característica normal y su apartamiento.
2. Atenuación máxima tolerable en la banda de interés.
3. Tipo de blindaje, común o especial.
4. Potencia máxima a transmitir.
5. Máxima temperatura ambiente.
6. Formación y material de los conductores.
7. Dimensiones.
8. Tensión máxima.
9. Condiciones de tendido.
10. Radio mínimo de curvatura.
11. Longitud de expedición.
12. Velocidad de propagación o constante dieléctrica.

h) Designación de los cables: En lo referente a la denominación de los coaxiles se siguen las normas vigentes, a continuación mostramos el circuito dado por la NORMA MIL-C-17 y por las recomendaciones de la Comisión Electrónica Internacional.

NORMA MIL-C-17: La designación de los cables de RF se hace según la siguiente forma y ejemplo:

| | | |
|------------|--------|------------------|
| RG | -5A | / U |
| COMPONENTE | NUMERO | INDICADOR BASICO |

i) Componente: Los cables flexibles con blindajes para uso en RF con cualquier dieléctrico son identificables con las letras RG.

j) Número: El número indica un tipo particular de cable que ha sido diseñado con ciertas características físicas y eléctricas especificadas. El número comprende uno o más dígitos y letras (A, B, etc.) y está precedido por un guión, la letra indica una modificación del tipo básico.

k) Indicador básico: La aplicación básica para la cual el cable ha sido diseñado está indicada por el símbolo / U, que significa utilidad general.

2-12 Líneas de microtira

Una línea de transmisión en microtira consiste en una fina película conductora ubicada en un lado de un sustrato dieléctrico sólido, mientras que el lado opuesto está cubierto por una superficie conductora que cumple la función de plano de tierra (figura 16). El sustrato debe tener bajas pérdidas para la frecuencia de trabajo.

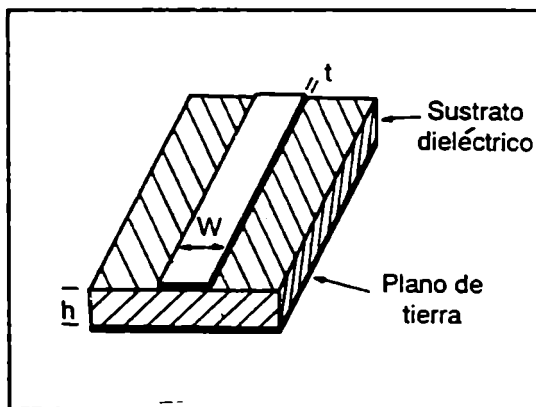


Figura 16. Línea de microtira.

Las características de propagación en una línea de microtira son muy similares a las de una línea coaxil. La configuración de los campos electromagnéticos en una microtira es la etapa final de una modificación progresiva de una línea coaxil convencional. En la figura 17 las líneas continuas indican el campo eléctrico y las discontinuas el magnético. Ambos están en un plano transversal a la dirección de propagación y en ángulo recto uno respecto del otro, esto se conoce como modo transversal electromagnético o TEM.

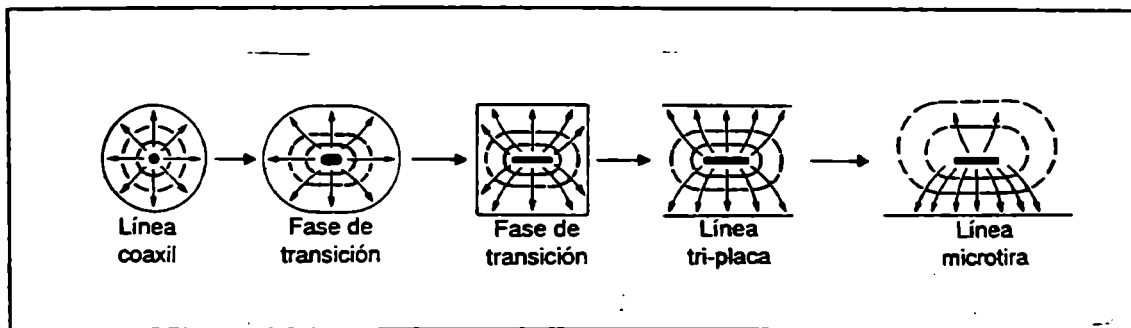


Figura 17. Modificación progresiva de una línea coaxil.

Las dos propiedades más importantes de una microtira son la velocidad de propagación y la impedancia característica. Mientras que en coaxiales la propagación se produce en un modo TEM puro, en microtira las líneas de campo no son totalmente contenidas en el sustrato como se observa en la figura 17. Por esta razón el modo de propagación es denominado cuasi-TEM.

2-13 Diseño de líneas de microtira

Las ecuaciones de cálculo no son simples ya que la inductancia y capacidad distribuida de las líneas son función de la geometría de la microtira. Las expresiones de las ecuaciones simplificadas de Hammerstad para determinar las dimensiones de la microtira son:

para $W / h < 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 e^A}{e^{2A} - 2} \quad (86)$$

para $W / h > 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) - \frac{0,61}{\epsilon_r} + 0,39 \right) \right] \quad (87)$$

donde:

W = ancho de la microtira.

h = espesor del dieléctrico.

$$A = \frac{Z_0}{60 \cdot 377 \pi} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right)}$$

$$B = \frac{1}{2 Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

ϵ_r = cte. dieléctrica relativa.

Z_0 = impedancia característica de la microtira.

Los errores cometidos en estas ecuaciones son del orden del 1%.

Hasta ahora no se ha tenido en cuenta el espesor del cobre t , considerándolo, obtenemos una corrección del ancho de la microtira determinado por:

para $W / h > 1 / 2 \pi$:

$$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad (88)$$

para $W / h < 1 / 2 \pi$:

$$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{4W\pi}{t} \right) \quad (89)$$

Con esta última ecuación queda determinado el ancho efectivo de la microtira para una cierta impedancia característica y un material dado de circuito impreso.

Otro dato de importancia es el cálculo de la longitud de onda λ_g en la microtira que está dado por:

$$\lambda_g = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{ef}}} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (90)$$

donde:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (91)$$

Esta constante dieléctrica efectiva ϵ_{ef} es menor que la constante dieléctrica relativa ϵ_r , ya que algunas líneas de campo son exteriores al sustrato, por lo tanto el modo de propagación de la onda no es TEM, como en las líneas coaxiales, sino un modo cuasi-TEM.

Deben también considerarse los acoplamientos de la línea con circuitos cercanos, tal que no introduzca variantes en su característica. Es por eso que se debe tener en cuenta la separación entre microtiras y su distancia con respecto a las paredes de las cajas que las contienen (fig. 18). Se debe considerar si $Z_o > 50$ ohms

la distancia de la microtira a tierra igual a su ancho o sea $D = w$. En el caso de que $Z_0 < 50 \text{ ohms}$ la distancia está dada por: $D = 9 w / 2$. La altura de la caja también puede interaccionar con la línea y variar su impedancia característica; por lo tanto su valor es $AL = 11 h$.

Se debe tener en cuenta que para altas frecuencias la constante dieléctrica y la impedancia característica de las líneas de microtiras empiezan a sufrir cambios debido a los efectos de dispersión. La ecuación de dispersión dada por Getsinger's es la siguiente:

$$\epsilon_{ef}(F) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{ef}}{1 + G (F / F_p)^2} \quad (92)$$

donde $F_p = Z_0 / (8 \pi h)$

$$G = 0,6 + 0,009 Z_0$$

Expresado F en Ghz, h espesor del sustrato en cm y F_p es la frecuencia de corte del modo de propagación más alto.

En el caso que $F_p \gg F$ nos queda que:

$$\epsilon_{ef} = \epsilon_{ef}(F) \quad (93)$$

Otro de los parámetros de importancia en el diseño de una línea de microtira son las pérdidas. Las pérdidas disipativas de mayor importancia son las del conductor y las del dieléctrico, expresadas con las siguientes ecuaciones:

$$\alpha_c = 23,4 \frac{\sqrt{F(\text{Ghz})} \rho}{W Z_0} \text{ (db / in)} \quad (94)$$

siendo ρ = resistividad del conductor en ohms / cm.

Las pérdidas por el dieléctrico son:

$$\alpha_d = 2,56 F(\text{Ghz}) \left[\frac{\epsilon_{ef}(F) - 1}{\sqrt{\epsilon_{ef}(F)}} \right] 1,2^{F/3,4} \text{ tg } \delta \text{ (db / in)} \quad (95)$$

donde δ = ángulo de pérdida del material dieléctrico.

Las rugosidades en la superficie aumentarán las pérdidas en el conductor, las cuales no están tenidas en cuenta en las expresiones anteriores. Las pérdidas por el dieléctrico son las más importantes en el diseño de estas líneas.

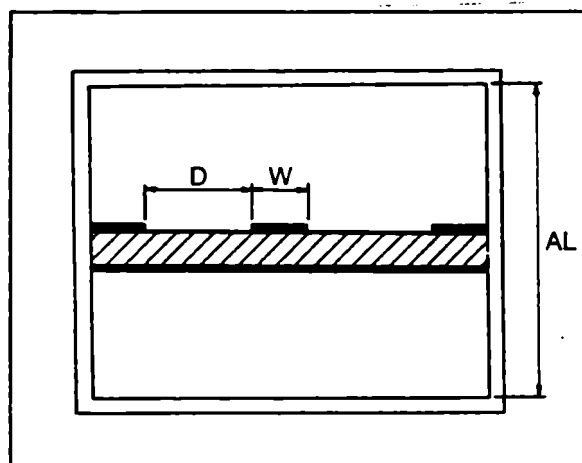


Figura 18. Línea de microtira contenida en una caja.

2-14 Cálculo de microtiras

La microtira es uno de los más importantes y populares medios de transmisión en microondas debido a sus ventajas como: costo, medidas, características y buena performance en su elaboración, siendo fácilmente reproducibles.

Las líneas de microtiras no sólo permiten conectar elementos entre sí transportando señal, sino como se vio anteriormente las líneas pueden simular elementos concentrados, dependiendo de la longitud y su carga, como capacitores e inductores, difícil de lograr en frecuencias elevadas con elementos concentrados. Esto permite que las líneas de microtiras sean fácilmente utilizadas como elemento de adaptación.

Las ecuaciones (86) y (87) permiten determinar el ancho W para un Z_0 deseado de la línea de microtira, conociendo el espesor h y la constante dieléctrica relativa del material del impreso.

Estas ecuaciones son de fácil cálculo para un programa de cómputo. Generalmente muchas bibliografías hablan sobre el tema y permiten determinar rápidamente el ancho de la línea con gráficos o tablas, las cuales además están corregidas, ecuaciones (88) y (89), del efecto del espesor del cobre t .

Las longitudes de ondas, de importancias cuando se utiliza las líneas como adaptación, pueden determinarse con la ecuación (90), previa corrección de la constan-

te dieléctrica por la ecuación (91) o (92), dependiendo de la frecuencia, ya que como se vio cuando $F_p \gg F$ las constantes dieléctricas efectiva es igual a la corregida por los efectos de dispersión.

2-15 Materiales impresos para microtiras

Las características más importantes de un material impreso para usar en frecuencias de microondas en la construcción de líneas de microtira son:

- Constante dieléctrica.
- Factor de disipación.
- Espesores y tolerancia del material, cobre y dieléctrico.

Se podrá decir que con sólo conocer los valores de las características mencionadas podríamos usar ese material para nuestro diseño particular. Pero conviene agregar que para diseño en microondas es fundamental conocer no sólo los valores sino sus tolerancias para que el material usado responda exactamente a nuestro diseño. Es por eso que en materiales para microondas se exige una tolerancia del 2% en la constante dieléctrica y entre un 3% y 5% para los espesores.

De los tipos usados, los denominados GT, GX, GP, y GR son los más usados.

El efecto de la constante dieléctrica (ϵ) ya lo vimos en la expresión de la fórmula (90) y nos dice que su presencia con la expresión $1 / \sqrt{\epsilon}$ reduce con este término la velocidad en el espacio libre y la longitud de onda, mientras que aumenta el tiempo de retardo. Los valores de constante dieléctrica van desde 2,10 para las que tienen teflón hasta 10 para las cerámicas.

El factor de disipación es usualmente presentado por el término $\text{tg } \delta$ o tangente del ángulo de pérdidas, su uso para fines de cálculos se ve reflejado en la ecuación (95). Los valores normales son 0,018 para los que tienen fibra de vidrio con epoxy hasta 0,0001 para los de alúmina.

Otras dos características que conviene no olvidar son el denominado «peel strength» que se vuelve importante cuando las líneas de microtira son muy finas y se pueden despegar del sustrato durante la soldadura, ya que indica la fuerza necesaria para levantar el cobre; y también el coeficiente de expansión térmica sobre todo si el impreso está fijado sobre un plano de tierra metálico, que es el caso normal cuando se fija a una caja soporte que lo contiene.

2-16 Guías de ondas

La idea de la guía de onda nació con la transmisión de ondas en el espacio, ya que la tierra forma una gran guía de onda con la ionósfera.

El término guía de onda es usado para significar una estructura cerrada que guía los campos eléctricos y magnéticos.

La forma más común de las guías son las rectangulares, así que comenzaremos por ellas como referencia y luego vemos los demás tipos.

Las características de mayor interés para la transmisión de energía electromagnéticas en guías de ondas son:

- * Eficiencia o pérdidas.
- * Impedancia o reflexiones.
- * Ancho de banda.
- * Capacidad de manejar energía.

La atenuación con respecto a la frecuencia, comparando la guía de onda con el cable coaxil la podemos apreciar en la figura 20.

Esta atenuación se produce por el dieléctrico el cual a alta frecuencia pierde aislación y en la resistencia del conductor interno ya que a alta frecuencia la corriente trata de viajar por la periferia y como la separación entre conductores del cable coaxil puede ser muy pequeña se producen pérdidas por radiación ya que dicha separación puede ser múltiplo de la longitud de onda que se transmite.

Para analizar estas características, debemos conocer las distribuciones de los campos y corrientes de las guías, por lo tanto a ello nos dedicaremos.

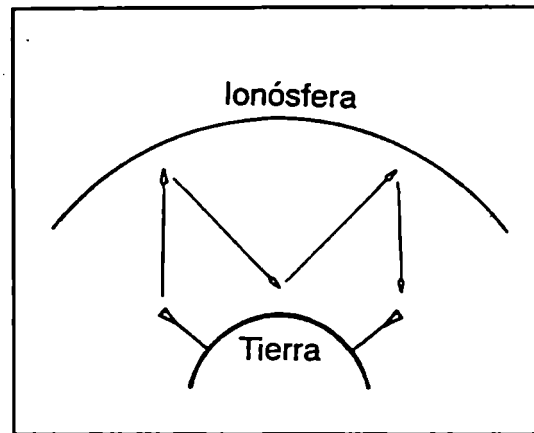


Figura 19. Transmisión ionosférica.

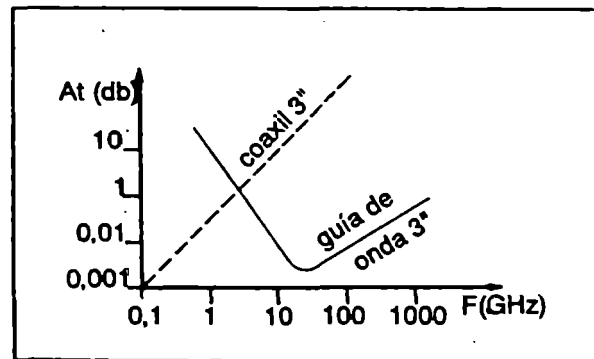


Figura 20. Comparación de la atenuación vs. frecuencia de línea coaxil y guía de onda.

2-17 Concepto elemental de una guía de onda

Un método muy común usado para explicar las guías de ondas rectangular es partiendo de una línea de transmisión con dos alambres es ilustrado en la figura 21.

La línea de transmisión es soportada por dos secciones de longitud cuarto de onda, entonces la impedancia de entrada de cada sección es teóricamente infinita, ellas no afectan la potencia transmitida.

Si el número de secciones de cuartos de ondas es incrementado hasta el infinito, una guía rectangular es formada. Se puede ver que la longitud "a" no puede ser menor que media longitud de onda. Deberá ser ligeramente mayor que media longitud de onda para que funcione como línea de transmisión y al mismo tiempo preserve las propiedades de aislación de la sección cuarto de onda. Cualquier otra frecuencia menor que haga la dimensión "a" menor que media longitud de onda causará que el circuito presente una inductancia paralelo, no permitiendo la propagación de la onda. La frecuencia en que "a" es media longitud de onda es llamada frecuencia de corte y designada f_c . La longitud de onda en el espacio libre asociada con esta frecuencia es la longitud de onda de corte λ_c ; ($\lambda_c = 2 a$).

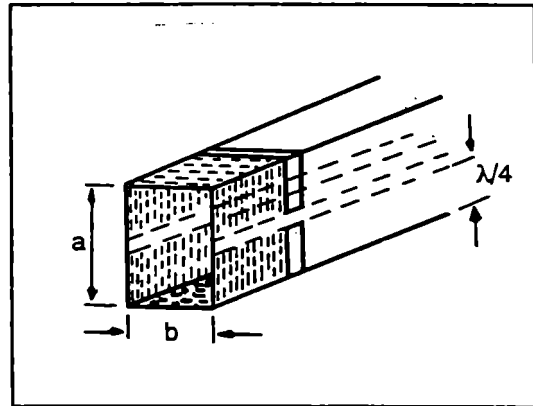


Figura 21. Guía de onda rectangular conformada por dos secciones de líneas de transmisión.

2-18 Ventajas de la guía de onda

Comparativamente con los coaxiales tienen las siguientes ventajas:

- * Menores pérdidas por radiación.
- * Mecánicamente más rígidas y fuertes.
- * Menor atenuación por no tener dieléctrico.
- * Capacidad de manejo de corriente mayor.
- * Construcción más sencilla.

2-19 Reflexión en una superficie metálica

Asumimos que una onda plana incide sobre una superficie conductora perfecta con un ángulo como indica la figura 22.

La línea indica la dirección de propagación y es referida como un rayo incidente y perpendicular al frente de onda plano.

Intercepta la superficie conductora en el punto P y forma un ángulo con la perpendicular a P. Los correspondientes ángulos de incidencias y reflexión son iguales.

El rayo de las ondas incidentes y reflejadas es la velocidad en el espacio libre de los campos eléctricos y magnéticos lo denominamos V .

La dirección de campo magnético es mostrada y todos los vectores V , E y H están en concordancia con la regla de la mano derecha. (Teorema de Poynting).

El campo eléctrico es reflejado por el conductor perfecto sin cambio en amplitud pero con fase inversa. La componente tangencial del campo magnético es reflejada sin cambio en amplitud o fase. El resultado es que el campo eléctrico a lo largo de la superficie es cero y que la componente tangencial del campo magnético es igual a $2H$ sobre la superficie. Esta propiedad puede ser considerada desde dos puntos de vista.

Asumiendo que un observador cercano está ubicado en P, sólo verá las líneas de fuerzas cuando estén cerca de él. El observador se puede desplazar por la superficie conductora desde P en t_1 , hasta P en t_2 para seguir la línea denominada 3. La distancia que recorrió la línea 3 es $V_p \cdot t$. La velocidad paralela a la superficie es llamada velocidad de fase y está dada por la relación $V_p = V / \text{sen } \theta$ que podemos obtener en la figura 23.

V_p es la velocidad con que se mueve el punto de incidencia del frente de onda a lo largo de la superficie.

Esta es una velocidad aparente, entonces la velocidad de la línea eléctrica de fuerza, paralela a la superficie, es menor que su velocidad en el espacio libre.

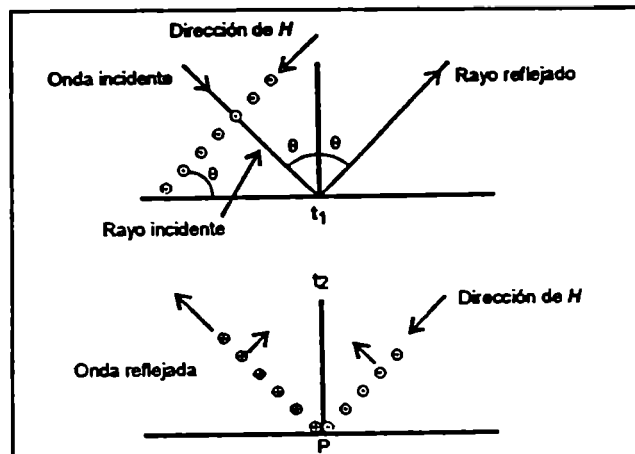


Figura 22. Reflexión de una onda plana sobre una superficie conductora ideal.

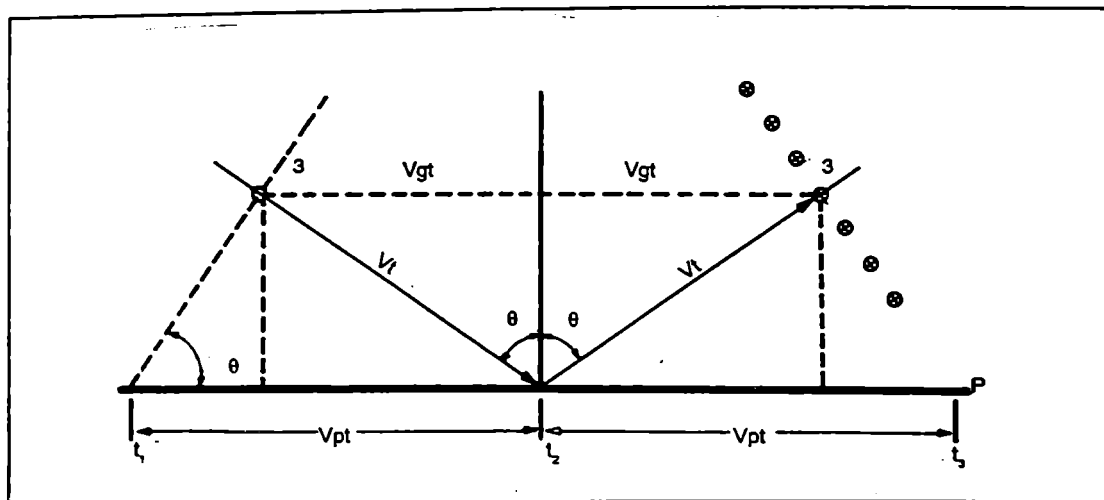


Figura 23. Representación de las velocidades en una reflexión de una onda plana.

Si el ángulo θ es pequeño, la velocidad aparente se incrementa y cuando la onda alcanza un ángulo tal que incide en forma perpendicular a la superficie, la velocidad de fase alcanza el infinito.

Una análoga que se usa para mostrar este proceso es observar una ola del océano, que siempre se aproxima a un muro de la costa con un ángulo pequeño. En lugar de avanzar paralelamente, de modo que en toda su extensión choque simultáneamente contra toda la pared, la onda llega a un extremo un poco antes que al otro. Si se observa tal onda se ve el rompimiento de la misma al chocar contra la pared. Este rompimiento aparece en el extremo de la pared donde incidió la ola, y luego, a medida que la ola va llegando progresivamente a toda la pared, dicho rompimiento (que señala la cresta de la onda) parece propagarse con mayor velocidad a lo largo de dicha pared. Su velocidad puede parecer muchas veces mayor que la velocidad de avance de la ola, y cuanto menor sea el ángulo que el frente de la onda hace con la pared, mayor parecerá la velocidad. Esta velocidad aparente a lo largo del muro es una velocidad de fase análoga a la velocidad de fase en un guía de onda.

Si otro observador siguiera el desplazamiento de la línea 3 paralelo a la superficie conductora, vera un desplazamiento desde t_1 a t_2 igual a $V_g t$ donde V_g es la efectiva velocidad con la cual se desplaza la energía en forma paralela a la superficie y es llamada velocidad de grupo, $V_g = V \text{ sen } \theta$.

Esta velocidad es cero si el frente de onda incide en forma perpendicular a la superficie.

2-20 Ubicación de los campos

En la figura 24a mostramos las estructuras de las ondas incidentes y reflejadas en términos del campo eléctrico.

Las líneas (+) y (-) forman ángulo recto con la dirección del flujo de potencia y representan los frentes de ondas. La velocidad de estos frentes de ondas es la del espacio libre. Las líneas continuas representan los puntos de tensión cero de las ondas incidentes y reflejadas. El campo eléctrico sobre las paredes es cero.

A lo largo de las líneas E_{\max} las ondas incidentes y reflejadas se combinan de tal forma que producen una onda de longitud mayor que la aplicada y que viaja paralela a las paredes de la guía, en cambio en las líneas E_{\min} las ondas están fuera de fase y el campo es cero en todos sus puntos. Este proceso continua con una serie de líneas E_{\max} y E_{\min} paralelas a la superficie. Por lo tanto la condición de cero tensión aparece no sólo sobre la superficie sino también en las líneas E_{\min} , por lo tanto una segunda superficie metálica reflectora situada paralela a la primera no distorsionara la forma del frente de ondas.

Entonces, hay muchas posibilidades de ubicación para la segunda pared, tantas como líneas E_{\min} existen, para cada diferente posición, resultará una diferente configuración del campo. Cada particular configuración del campo se denomina modo.

En la figura 24b la representación de los campos eléctricos incidentes y reflejados son vistos desde arriba. Se muestra una guía de onda cuyo ancho equivale a una distancia igual a la que hay entre la superficie conductora y la primera línea de E_{\min} . Las líneas indican la distribución del campo eléctrico para el modo fundamental de operación. La distribución del campo eléctrico debe ser considerada como la

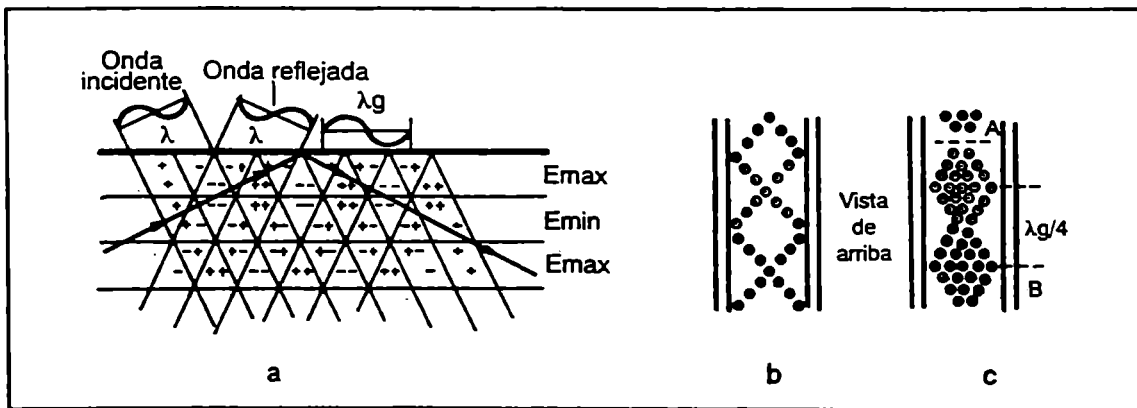


Figura 24. Vistas de la distribución del campo eléctrico en una guía de onda.

resultante de una serie de ondas planas viajando con una velocidad característica del medio dentro de la guía, más todas las múltiples reflexiones entre las paredes opuestas.

La figura 24c representa la distribución del campo eléctrico en la guía. Sobre la línea A que atraviesa la guía el valor instantáneo del campo eléctrico es cero, en cambio sobre la línea B éste varía sinusoidalmente desde cero hasta alcanzar un máximo en el centro de la guía. Si nosotros viajamos a lo largo de la guía en el sentido de la propagación, el campo eléctrico varía sinusoidalmente con la distancia.

2-21 Transmisión en guías de ondas

Las relaciones entre la longitud de onda en el espacio libre λ y la longitud de onda en la guía aparecen ilustrada en la figura 25.

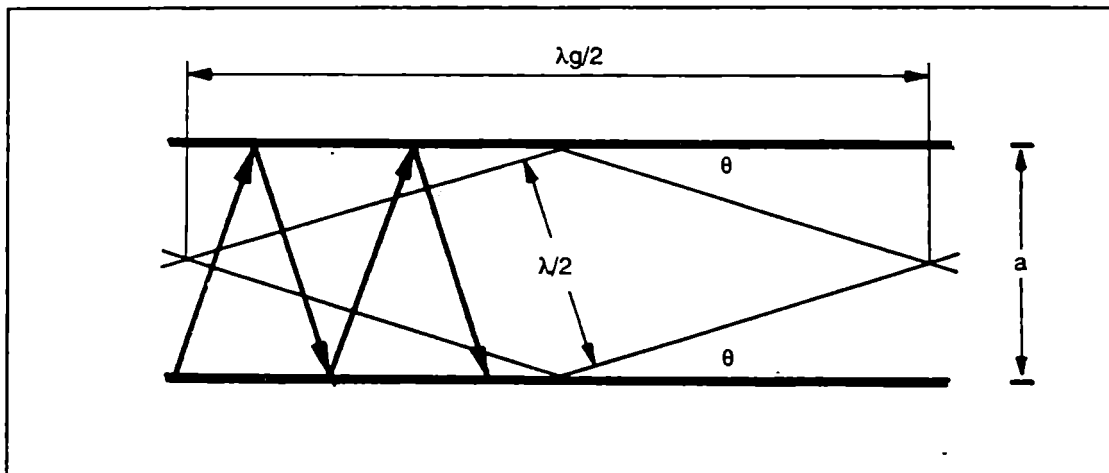


Figura 25. Relación entre la longitud de onda en el espacio libre (λ) y la longitud de onda en la guía (λ_g).

La distancia entre las paredes de la guía la llamamos "a".

En la figura la longitud de onda en el espacio libre λ es grande (frecuencias bajas) y aproximadamente a es igual a $\lambda / 2$ si el ángulo de incidencia del frente de ondas θ es pequeño.

Los rayos normales al frente de onda indican que inciden varias veces en su viaje por la guía. Pero la potencia avanza a una velocidad menor que la del espacio

libre. Por lo anterior decimos que la velocidad de fase aumenta cuando disminuye el ángulo θ . La mitad de la longitud de onda en la guía $\lambda_g/2$ es indicada en la figura 25 por las intersecciones de los frentes de ondas incidentes y reflejados.

Si el ángulo θ es cero, la velocidad de fase V_p es infinita y la λ_g también será infinita. Al mismo tiempo, la velocidad de grupo es cero. La longitud de onda en el espacio libre es igual a "2a" en este caso particular.

La frecuencia en la cual está condición existe es llamada frecuencia de corte (f_c) y la correspondiente longitud de onda es llamada longitud de onda de corte o crítica (λ_c).

Las figuras 26a y 26b muestran las configuraciones cuando se incrementa la frecuencia.

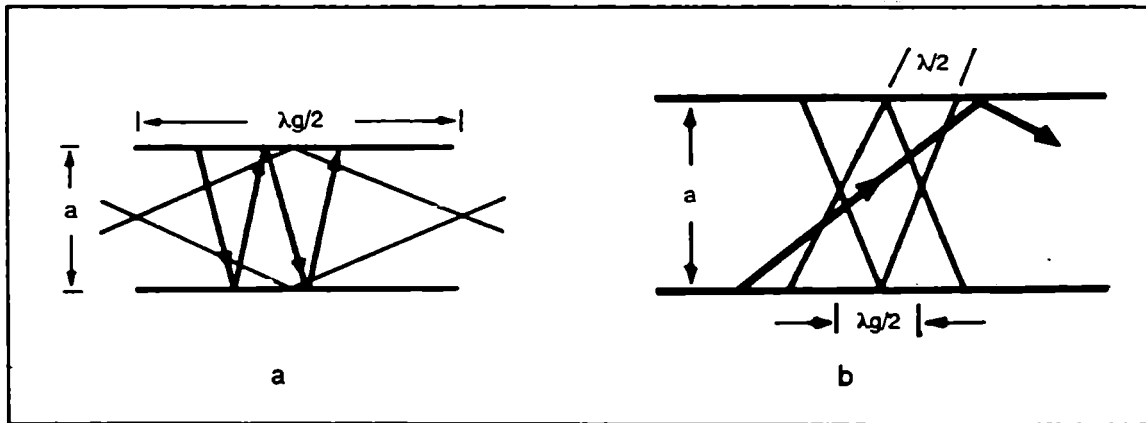


Figura 26. Configuraciones dentro de la guía de onda cuando se aumenta la frecuencia.

Si el frente de onda alcanza las paredes de las guías con θ grandes, V_p decrece, λ_g decrece, V_g aumenta, y la cantidad de reflexiones es menor. Las longitudes de ondas λ_g y λ se aproximan.

Las relaciones matemáticas que relacionan las condiciones de transmisión de una guía de onda pueden ser obtenidas mediante la relación geométrica entre la longitud de onda en el espacio libre y el ancho de la guía mediante la figura 27.

Un ángulo recto cuyas paredes son "a" y $\lambda/2$, vemos en la figura 27. Entonces tenemos:

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{2a} \tag{96}$$

La velocidad con que cualquier punto de incidencia del frente de onda se mueve es:

$$V_p = V / \text{sen } \theta \quad (97)$$

Recordando que:

$$\text{sen } \theta = \sqrt{1 - \cos^2 \theta} \quad (98)$$

$$\text{sen } \theta = \sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2} \quad (99)$$

Sustituyendo en la velocidad de fase:

$$V_p = \frac{V}{\sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2}} \quad (100)$$

También:

$$V_p = \frac{V}{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2}} = \frac{V}{\sqrt{1 - (f_c / f)^2}} \quad (101)$$

La longitud de onda en la guía es obtenida del triángulo de la figura 27:

$$\text{sen } \theta = V / V_p = \lambda / \lambda_g \quad (102)$$

y

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\text{sen } \theta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (f_c / f)^2}} \quad (103)$$

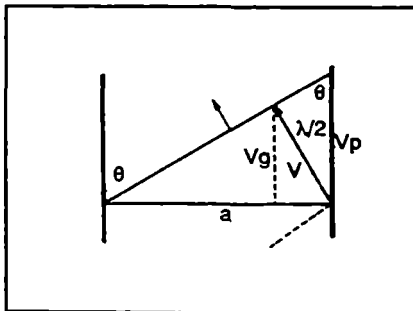


Figura 27. Distribución geométrica de la transmisión dentro de una guía de onda.

En la configuración descrita sólo consideramos el campo eléctrico y este será siempre transversal. En cambio las componentes magnéticas pueden ser longitudinales o transversales, dependiendo del punto sobre la guía en que la observación es hecha.

En la línea de A de la figura 24, el vector magnético es máximo cerca de cada pared y decrece a cero en la mitad de la guía. En este tipo de onda, las líneas magnéticas de fuerza forman lazos cerrados, y el campo eléctrico se extiende desde la parte baja hacia la parte alta de las paredes de las guías. A lo largo de la línea B en la misma figura, las líneas magnéticas son cero en las paredes y se incrementan hasta un máximo en el centro de la guía.

Una onda de este tipo es mostrada en la figura 28.

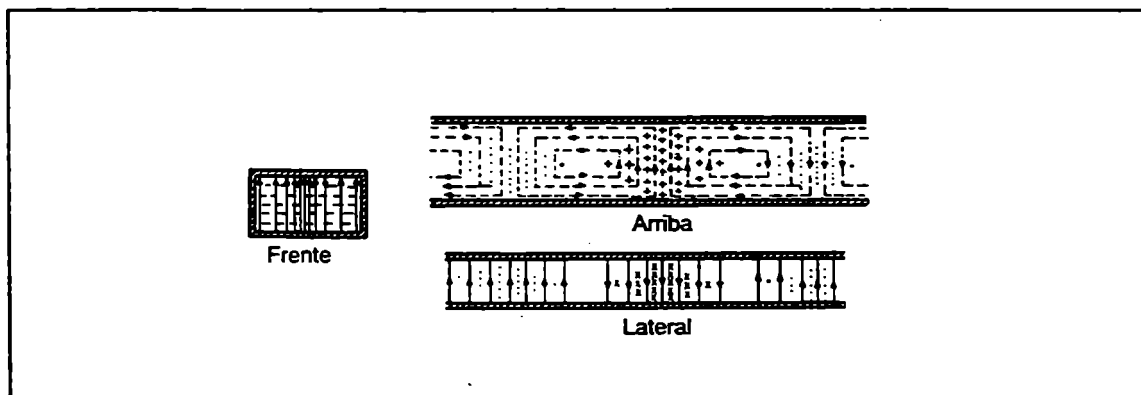


Figura 28. Vistas de la distribución de una onda electromagnética en el interior de una guía de onda rectangular.

Es un tipo de onda que combina dos ondas planas transversales. Esta onda pueden tomar la forma de los modos TE o TM.

En el modo TE (Transversal Eléctrico), el campo eléctrico es transversal a la dirección de la propagación.

En el modo TM (Transversal Magnético), el campo magnético es transversal a la dirección de propagación.

Para otras configuraciones se agregan subíndices. Los símbolos generales serán: TE_{mn} o TM_{mn} donde el subíndice m indica el número de cambios de medias ondas de intensidad del campo eléctrico a lo largo de la dimensión a de la guía. El segundo subíndice n es el número de cambios de medias ondas del campo eléctrico sobre las dimensiones b de la guía.

El modo TE_{10} es el modo mostrado en la figura 28, tiene la mayor longitud de onda de trabajo y se lo designa como el modo dominante. Es el modo en que la más baja frecuencia se puede propagar por la guía.

Cuando la dimensión a es menor que la medida de la longitud de onda, no hay propagación por la guía, entonces la guía actúa como un filtro pasa alto y permite pasar todas las frecuencias arriba de la frecuencia crítica o de corte.

Para una guía rectangular común la f_c está dada por:

$$f_c = \frac{2,998 \times 10^{10}}{2 \sqrt{\mu' \epsilon'}} \sqrt{\frac{m^2}{a} + \frac{n^2}{b}} \quad (104)$$

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}} \quad ; \text{ con } a \text{ y } b \text{ en cm.} \quad (105)$$

El campo magnético tiene una definida relación con la corriente en las paredes de la guía. Si las paredes son conductores perfectos, la corriente es confinada en un espectro prácticamente nulo de las paredes. Las líneas de corrientes son siempre perpendiculares a las líneas magnéticas en la superficie del conductor. El campo magnético en la pared es longitudinal y el flujo de corriente es paralelo a la dimensión de la guía "b" como mostramos en la figura 29.

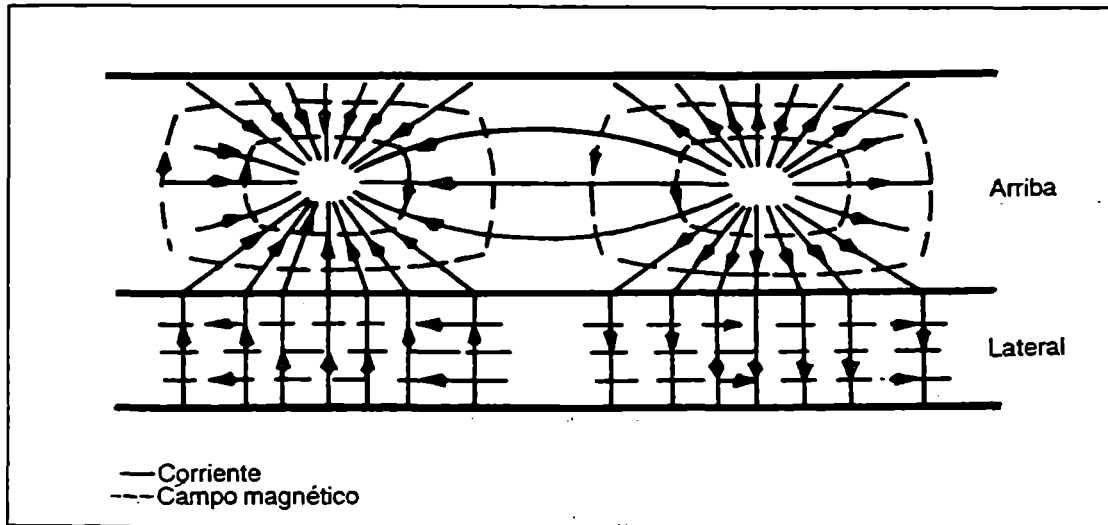


Figura 29. Distribución de las corrientes y los campos magnéticos en una guía de onda.

Las componentes de corrientes en las paredes superior e inferior de la guía están relacionadas con las componentes longitudinales del campo magnético por el hecho que las concentraciones de carga deben estar presentes para permitir que empiecen y terminen las líneas del campo eléctrico que deben viajar a lo largo de la guía. La distribución de la corriente en las paredes es importante cuando se quiere tomar una muestra de los campos en el interior de las guías. Se deberá hacer una ranura de ancho pequeño y paralela a la dirección de la corriente para evitar disturbios en el campo del interior de la guía.

La corriente en el plano transversal es máxima donde la intensidad del campo eléctrico es cero.

2-22 Modos de orden superior

Una gran cantidad de modos son factibles de transmitir por una guía rectangular, pero el uso de las guías está concentrado prácticamente en su modo dominante. En general los otros modos son atenuados fuertemente.

Si la frecuencia a transmitir es incrementada hasta que la dimensión "a" sea mayor que una longitud de onda, se produce el modo TE_{20} . También distribuciones de media onda pueden ser obtenidas en la dimensión "b" obteniendo el modo TE_{11} . Los modos de orden superior son frecuentemente dados como relaciones entre valores de frecuencias de cortes. Estos números se obtienen normalizando la f_c del modo en cuestión con respecto a la f_c del modo dominante TE_{10} en guía rectangular.

Como ejemplo para el modo TE_{11} , en guía circular de diámetro "a", la misma dimensión para la base de la guía rectangular se tiene:

$$f_c \text{ relativa} = \frac{f_c (TE_{11})}{f_c (TE_{10})} = 7,700 / 6,557 = 1,17 \quad (106)$$

2-23 Rango de operación práctico

El modo dominante de propagación es deseable de usar, pues para una frecuencia dada, él tiene las menores pérdidas por disipación, y requiere pequeñas, ligeras figuras y baratas estructuras y componentes asociados muy simples.

El rango operativo del modo TE_{10} en guía rectangular con $b/a = 0,5$ es desde un 62% a un 95% de la frecuencia de corte del TE_{20} , cuya $\lambda_c = a$. Así la dimensión de a debe ser mayor que $\lambda/2$ y menor que λ .

La región práctica es mostrada en la figura 30, que muestra las velocidades de grupo y de fase para varias condiciones de operación.

Entonces, por debajo de la frecuencia de corte de la guía actúa como un atenuador no disipativo, con velocidad de grupo cero y con velocidad de fase infi-

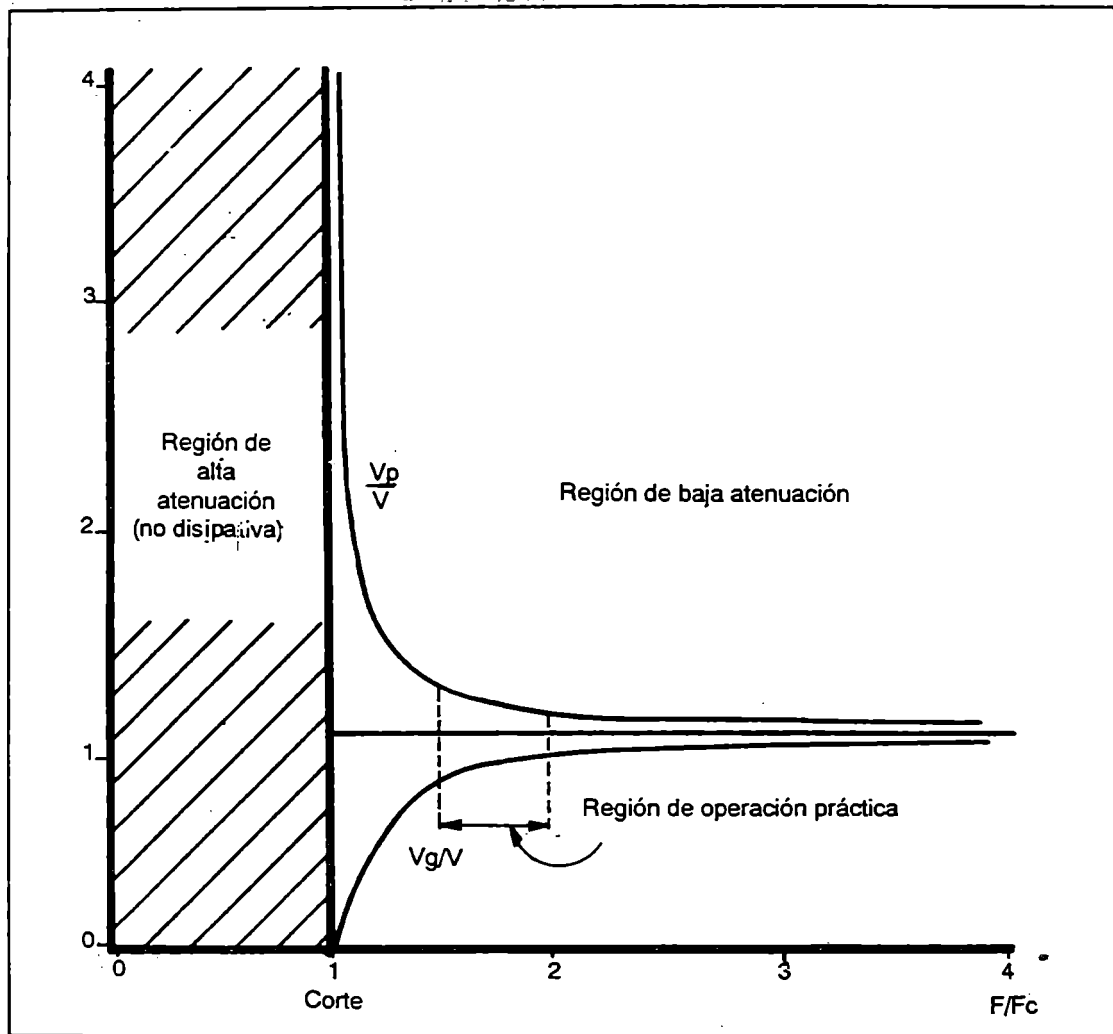


Figura 30. Atenuación vs. frecuencia de operación normalizada a la frecuencia de corte. Representación de la velocidad de grupo y de fase.

nita. Cuando la frecuencia de operación se incrementa alejándose de la de corte, las velocidades de fase y de grupo alcanzan la del espacio libre.

2-24 Dimensiones de la guía

Considerando guías rectangulares trabajando en el modo dominante, en un determinado rango de frecuencias, se puede determinar la dimensión a con lo visto anteriormente.

La dimensión "b" es determinada con las siguientes consideraciones:

- * Las pérdidas por atenuación son mayores cuando "b" es menor.
- * La dimensión "b" determina la tensión de ruptura y fija la máxima potencia disponible.

La potencia transmitida por una guía de onda ha sido determinada por el vector de Poynting en un punto sobre la sección de la guía.

La potencia transmitida es:

$$P = \frac{1}{4} E_m H_m a b \quad (107)$$

y

$$H_m = \frac{E_m}{Z_i} \frac{\lambda}{\lambda_g} = \frac{E_m}{Z_i} \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2} \quad (108)$$

Entonces

$$P = \frac{1}{4} \frac{E_m^2}{Z_i} \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2} a b \quad (109)$$

La capacidad de potencia depende de la intensidad del campo eléctrico, de "a" y de "b". Entonces "a" y "b" deben ser tan grandes como sea posible. En la práctica, la dimensión "b" es usualmente la mitad de "a".

2-25 Impedancia de la guía de onda

La impedancia característica de la guía es análoga a la impedancia característica de la línea de dos alambres o de un cable coaxial, representa la relación de los campos eléctricos y magnéticos.

Las impedancias de la guía para los modos TE y TM son:

$$Z_{TE} = Z_i / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2} = Z_i / \sqrt{1 - (f_c / f)^2} \quad (110)$$

$$Z_{TM} = Z_i / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2} = Z_i / \sqrt{1 - (f_c / f)^2} \quad (111)$$

donde Z_i es la impedancia intrínseca del medio (377 ohms, para el espacio libre).

2-26 Guía de onda circular

La ventaja de este tipo de guía de onda reside en que puede manejar mayor potencia y tiene menor atenuación para una longitud de onda de corte (λ_c) dada, pero las desventajas son su tamaño y su peso. Además las irregularidades de sus paredes afectan a la polarización de las ondas transmitidas.

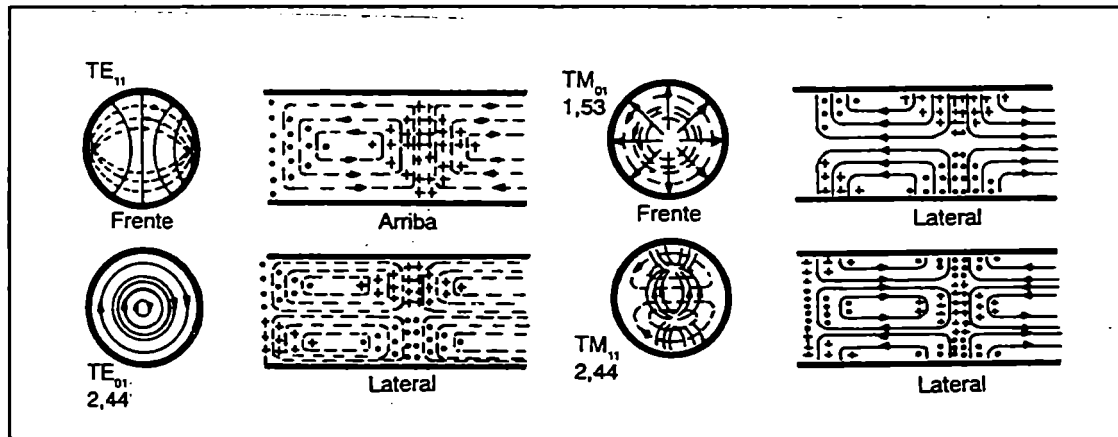


Figura 31. Distribución de campos electromagnéticos en guías de ondas circular.

El modo dominante en la guía circular es el TE₁₁, es decir el que transmite la más baja frecuencia. Los subíndices que describen los modos en guías circularés son distintos de las rectangulares. Para guía circular el primer subíndice indica el número de componentes radiales de una longitud de onda del campo eléctrico. El segundo subíndice indica el número de medias longitudes de ondas en un plano que contenga la sección de la guía.

Los modos de orden superior más importantes son el TM_{01} y el TE_{01} .

El TM_{01} tiene una simetría circular muy conveniente para usar en juntas rotativas. El TE_{01} tiene la propiedad de disminuir su atenuación a medida que la frecuencia de la señal se acerque a la de corte. Este modo es usado en medidores de frecuencias.

Las ecuaciones electromagnéticas para guía circular usualmente aparecen como funciones de Bessel. La teoría de dichas funciones escapa a los alcances de este libro, pero podemos usarlas sin un gran conocimiento de ellas.

Las longitudes de onda de corte y los modos de orden superior están relacionados con el radio a por medios de los ceros de la función de Bessel.

Las curvas aproximadas de las funciones de Bessel $J_0(n)$ y $J_1(n)$ se muestran en la figura 32.

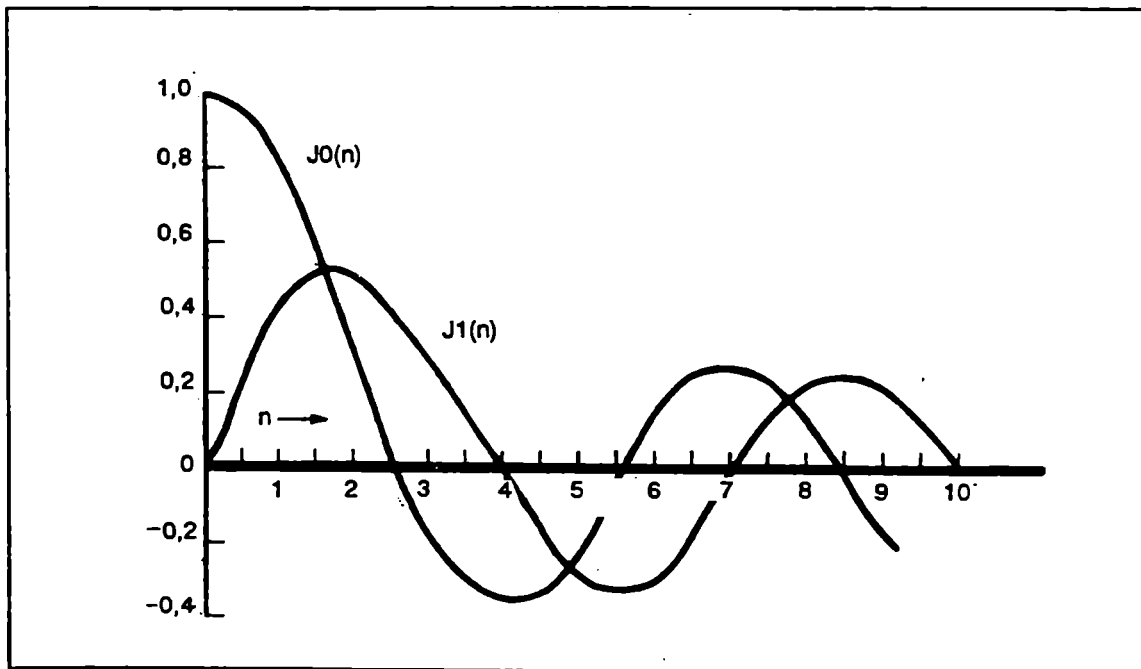


Figura 32. Función de Bessel.

Los modos TM_{mn} son transmitidas cuando:

$$2 \pi a / \lambda = p_{mn} \tag{112}$$

donde $J_0(0) = 0$ y p_{mn} es la raíz n -ésima de $J_m(n) = 0$. Para el modo TM_{0n} .

$$2 \pi a / \lambda = 2,405; 5,52; 8,65; \text{etc.} \quad (113)$$

Estos valores corresponden a los subíndices $n = 1, 2, 3, \text{etc.}$, como por ejemplo, el TM_{02} es cuando p_{mn} es p_{02} igual a la segunda raíz de $J_0(2) = 0$. Esto significa que la función de Bessel bajo consideración es $J_0(n)$ y que el valor de $2 \pi a / \lambda$ es encontrado cuando la curva cruza el eje por segunda vez y vale 5,52.

A continuación damos las tablas 1 y 2 de los coeficientes, para el modo TE y para el modo TM, respectivamente.

Tabla 1

| n | m | | | | |
|---|--------|--------|--------|--------|--------|
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| 1 | 3,832 | 1,841 | 3,054 | 4,201 | 5,317 |
| 2 | 7,016 | 5,331 | 6,706 | 8,105 | 9,282 |
| 3 | 10,173 | 8,236 | 9,969 | 11,346 | 12,682 |
| 4 | 13,324 | 11,706 | 13,170 | — | — |

Tabla 2

| n | m | | | | |
|---|--------|--------|--------|--------|--------|
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| 1 | 2,405 | 3,832 | 5,136 | 6,380 | 7,588 |
| 2 | 5,520 | 7,016 | 8,417 | 9,761 | 11,065 |
| 3 | 8,654 | 10,173 | 11,620 | 13,015 | 14,372 |
| 4 | 11,792 | 13,323 | 14,796 | — | — |

En la tabla 1 tendríamos los valores de p_{mn} para el modo TE y en la tabla 2 los valores p_{mn} para el modo TM.

Entonces las frecuencias y longitudes de corte para los modos en guía de onda circular la podemos resumir así:

$$\lambda_c = (TE_{mn}) = 2 \pi a / p_{mn} \quad (114)$$

$$f_c = (TE_{mn}) = p_{mn} / 2 \pi a \sqrt{\mu\epsilon} \quad (115)$$

$$\lambda_c = (TM_{mn}) = 2 \pi a / p_{mn} \quad (116)$$

$$f_c = (TM_{mn}) = p_{mn} / 2 \pi a \sqrt{\mu\epsilon} \quad (117)$$

Si calculo el λ_c para el modo dominante TE_{11}

$$\lambda_c = 2 \pi a / p_{mn} = 2 \pi a / 1,841 = 3,41 a \quad (118)$$

que da la mayor λ_c correspondientemente se obtiene la menor frecuencia.

2-27 Cálculo de guías de ondas rectangulares

El orden para elegir las dimensiones es:

- 1- El modo de operación.
- 2- La longitud de onda de corte del modo de operación y del siguiente modo superior.
- 3- Atenuación de las paredes de la superficie.
- 4- Tensión de ruptura.

Tomaremos como ejemplo el cálculo de una guía rectangular y una cilíndrica para el modo dominante en la banda de 3,7 Ghz - 4,2 Ghz con $f_0 = 4$ Ghz.

De acuerdo a lo visto en párrafos anteriores la zona de trabajo de una guía estará entre $f / f_c > 1,3$ hasta $f / f_c < 1,95$, de esta forma sólo conduce un modo de propagación y el modo siguiente es fuertemente atenuado.

Para el modo TE_{10} λ_c es: $\lambda_c = 2 a$

Si considero que $f_{mn} / 1,3 < f_c$; luego $3,7 \text{ Ghz} / 1,3 = 2,84 \text{ Ghz}$

Entonces $\lambda_c = 10,54 \text{ cm}$; luego $a = 5,27 \text{ cm} \Rightarrow b = 2,63 \text{ cm}$.

El límite superior de frecuencia de trabajo $f_{\text{máx}}$ se obtiene con:

$$f_{\text{máx}} / f_c < 1,95$$

si $f_c = 2,84 \text{ Ghz} \Rightarrow f_{\text{máx}} < 1,95 \times 2,84 = 5,538 \text{ Ghz}$.

Entonces con una guía de $a = 5,27 \text{ cm}$ y $b = 2,63 \text{ cm}$; puedo transmitir la banda de 3,7 a 4,2 Ghz.

El modo siguiente TE_{11} tiene un $\lambda_c = 2a / (\sqrt{1 + (a/b)^2})$; luego $\lambda_c = 4,64 \text{ cm}$; cuya $f_c = 6,46 \text{ Ghz}$, frecuencia que supera la $f_{\text{máx}}$ 5,54 Ghz.

En la guía comercial para esta banda el rango se extiende desde 3,3 a 4,9 Ghz; luego:

$$f_{\text{mín}} / 1,3 = 3,3 / 1,3 = 2,538 \text{ Ghz}; \text{ luego } \lambda_c = 11,82$$

Entonces es $a = 5,91$, comercialmente el valor es 5,817 cm debido a que el coeficiente 1,3 es una aproximación.

La $f_{\text{máx}}$ queda fijada por $\lambda_c = 2 \times 5,817 = 11,634 \text{ cm}$; luego $f_c = 2,578 \text{ Ghz}$

$$f_{\text{máx}} \leq 1,95 f_c = 1,95 \cdot 2,578 = 5,02 \text{ Ghz}$$

También existe una pequeña diferencia con la guía comercial que fija la $f_{\text{máx}}$ en 4,90 Ghz, debido nuevamente a la aproximación hecha con el coeficiente 1,95.

La f_c del modo siguiente TE_{11} es:

$$\lambda_c = 2a / (\sqrt{1 + (a/b)^2}) = 5,20 \text{ cm}; \text{ luego } f_c = 5,76 \text{ Ghz}$$

2-28 Cálculo de una guía cilíndrica

Consideremos el mismo rango de frecuencia, 3,7 a 4,2Ghz del caso anterior.

En las guías cilíndricas el modo dominante es el TE_{11} , que es el correspondiente al TE_{10} en guía rectangular, que es su análogo ya que una onda que se propaga en la guía cilíndrica en modo TE_{11} entra en guía rectangular como modo TE_{10} .

En guías cilíndricas para el modo TE_{11} .

$$\lambda_c = 3,412 a \quad (a = \text{radio de la guía})$$

Para el modo siguiente TE_{21} es $\lambda_c = 2,057 a$

Si considero $f_{\min} / 1,3 > f_c$; luego $3,7 \text{ Ghz} / 1,3 = 2,84 \text{ Ghz}$

Entonces $\lambda_c = 10,56$; luego $a = 10,56 / 3,412 = 3,09 \text{ cm}$

Entonces el diámetro será: $6,19 \text{ cm}$.

Cuando verificamos la f_{\max} no podemos usar las mismas relaciones que para guías rectangulares, porque en guías cilíndricas los modos están más cerca, entonces para evitar el siguiente modo debo tomar:

$$f_{\max} \leq f_c$$

$$f_{\max} \leq 1,6 f_c = 1,6 \cdot 2,84 \text{ Ghz} = 4,54 \text{ Ghz}$$

La frecuencia de corte del modo siguiente es:

$$\lambda_c = 2,057 a = 2,057 \times 3,09 \text{ cm} = 6,35 \text{ cm}$$

$$f_c = 4,72 \text{ Ghz}$$

Podríamos considerar como un criterio válido en forma generalizada por los diferentes tipos de guías, las siguientes consideraciones, para definir la zona de trabajo en una guía.

a) El límite inferior es que la frecuencia mínima debe ser superior a un 30% a la frecuencia de corte para evitar la atenuación de la guía en la cercana de su límite de operación.

b) El límite superior es que la frecuencia máxima deba ser inferior en aproximadamente un 5% a la correspondiente frecuencia de corte del modo superior siguiente, para permitir la transmisión de un solo modo.

2-29 Materiales para las guías de ondas

Las características que tendrían los materiales para usarse en la construcción de guías de onda, tanto rectangular como cilíndricas, serían: bajas pérdidas eléctricas o buena conductividad, fácil maquinado, posibilidad de soldar, buena performance ante atmósferas corrosivas.

Bronce es el material más usado porque es fácil de maquinar y de soldar y se producen en tamaños muy convenientes para su uso en microondas.

Tubos de acero inoxidable o de hierro son usados en aplicaciones donde la atenuación no es una consideración importante. Para buena conductividad se pueden recubrir con baños de cobre o de plata. Aluminio también se usa porque es maquinable y liviano. Un punto importante es la rugosidad de las paredes de la guía, factor que incrementa la resistencia efectiva de la guía de transmisión y la atenuación por unidad de longitud.

Este incremento en la resistencia puede ser explicado en términos del efecto "SKIN" o pelicular en un conducto a altas frecuencias. La efectiva penetración es definida como la profundidad donde la densidad de corriente disminuye $1/2,71$ veces de densidad en la superficie, δ está dado por:

$$\delta = \sqrt{(1 / \pi \sigma \mu \epsilon)} \sqrt{\lambda_0} \quad (119)$$

λ_0 = longitud de onda en el espacio libre (mts).

σ = conductividad del material (mhos / m).

μ = permeabilidad del material (Hy / m).

c = velocidad de la luz (m / s).

Supongamos una frecuencia de 4 Ghz, el factor $\delta = 1 \times 10^{-4}$ cm. Este efecto se ha comprobado midiendo guías de ondas corrugadas de espesor y contrastándolas en atenuación con guías de paredes lisas.

Hay evidencias de que las pérdidas causadas por la imperfección de la superficie, ya sea por marcas o películas de óxido, son función de la longitud de onda. Es decir el grado de atenuación crece y se hace importante cuando las imperfecciones son comparables en 7 dimensiones al factor de penetración δ cuando la longitud de onda decrece, o sea en las más altas frecuencias.

El espesor de las paredes deberá contener por los menos diez veces el factor de penetración para asegurar que toda la corriente sea transportada. Por ejemplo para 4 Ghz el espesor será por lo menos de: $\text{esp} = 10 \delta = 10 \cdot 1 \times 10^{-4} \text{ cm} = 10^{-3} \text{ cm}$, una guía en esta frecuencia tiene un espesor individual de 0,125 cm.

ANTENAS



3-1 Diagrama de irradiación

Una antena puede ser definida como la región de tránsito de una onda electromagnética entre el espacio libre y una línea de transmisión o guía de onda (figura 1a). Mientras que las líneas de transmisión son usualmente diseñadas para minimizar la radiación, en una antena la energía radiada debe ser lo mayor posible.

La respuesta de una antena es función de la dirección y es dada por el diagrama de irradiación.

Se denomina diagrama de irradiación de una antena, al diagrama polar del vector campo eléctrico o magnético (figura 1b).

Luego tomando r constante se determina el valor del campo para cada θ y ϕ .

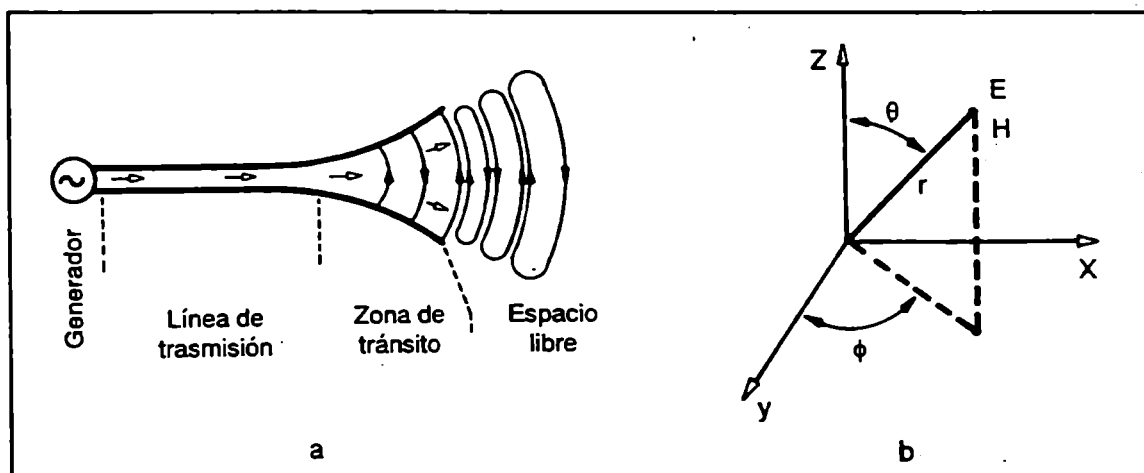


Figura 1 a. Traspaso de señal de un medio confinado a uno no confinado. b. Ejes polares para la representación de un diagrama de irradiación.

Este diagrama indica de que manera la antena concentra la energia irradiada en el espacio que la rodea.

Las formas típicas de diagrama de irradiación son las mostradas en la figura 2.

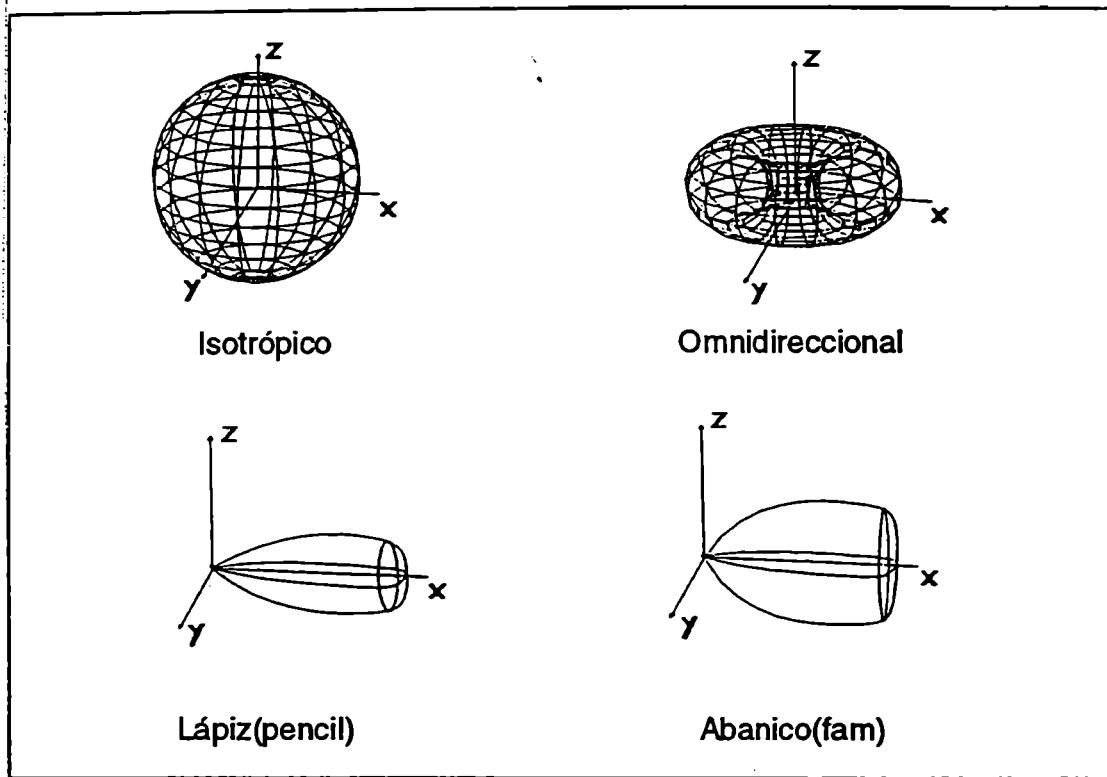


Figura 2. Típicos diagramas de irradiación de antenas.

Los diagramas de irradiación pueden especificarse por los siguientes datos:

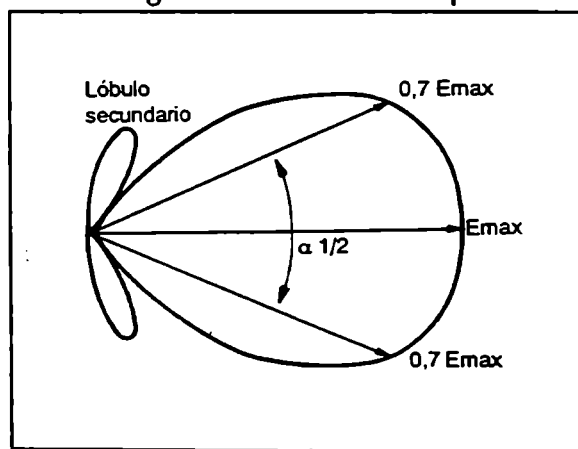


Figura 3. Características del diagrama de irradiación de una antena.

La máxima dirección del campo eléctrico (E_{\max}), el ancho del haz (ángulo potencia mitad $\alpha_{1/2}$) y la existencia o no de lóbulos secundarios o laterales que se especifican en -dB con respecto al máximo del lóbulo principal.

Debemos remarcar que los parámetros y características de una antena son iguales transmitiendo o recibiendo. En base a esto podemos realizar el análisis del comportamiento de una antena de igual forma trabajando como transmisora que como receptora.

3-2 Potencia irradiada

Si el vector de Poynting es bien conocido en todos los puntos de radio r de la esfera, que contiene en su centro una fuente puntual en un medio sin pérdida, la potencia radiante por dicha fuente es la integral sobre toda la superficie de la esfera de las componentes radiales P_r del vector de Poynting promedio, luego:

$$P_{\text{med}} = \frac{1}{2} \text{Re} [E_{\theta} H_{\phi}]$$

$$P_{\text{med}} = \frac{1}{2} (E_{\max}^2 / Z_i) \quad (1)$$

Por lo tanto:

$$W_{\text{irr}} = \iiint P_{\text{med}} da \quad (2)$$

Siendo:

W_{irr} = potencia irradiada (Watt)

P_{med} = componente radial del vector de Poynting medio (Watt / m²)

da = elementos infinitesimales de área de la esfera

Para un radiador isotrópico, P_{med} es independiente de θ y ϕ . Luego:

$$W_{\text{irr isot}} = P_{\text{med}} \iint ds = P_{\text{med}} 4 \pi r^2$$

$$\Rightarrow P_{\text{med isot}} = W_{\text{irr isot}} / 4 \pi r^2 \quad (3)$$

Otra manera de expresar la potencia irradiada es:

$$W_{\text{irr}} = \eta W_e \quad (4)$$

donde:

η = eficiencia de antena o eficiencia de apertura

W_e = potencia de entrada de la antena.

La P_{med} por el radio al cuadrado en el cual estamos midiendo (figura 4) nos da la potencia por unidad de angulo solido (Ω_A) o intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ en watts / rad².

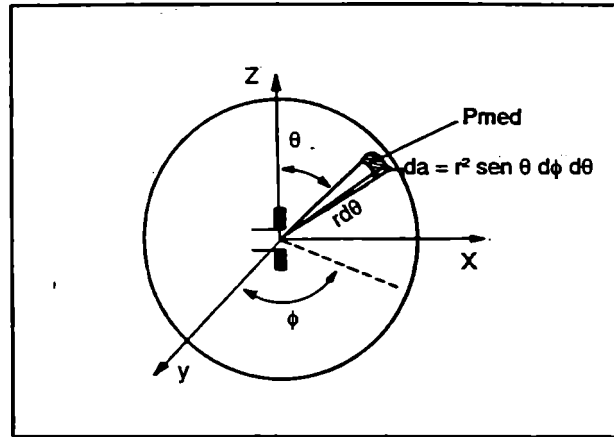


Figura 4. Representación de la potencia radiante en un diferencial de área.

$$U(\theta, \phi) = P_{med} r^2 \quad (5)$$

Otro parámetro de importancia de una antena es la directividad, la que se define como el cociente entre la intensidad de radiación máxima de la antena y la intensidad de radiación de una fuente isotrópica excitada con igual potencia o intensidad de radiación promedio de la antena que estamos considerando.

$$D_r = U(\theta, \phi)_{max} / U_{prom} \quad (6)$$

La intensidad de radiación promedio está dada por :

$$U_{prom} = P_{med} isot r^2 = \frac{W_{ir}}{4} \quad (7)$$

Luego la directividad queda:

$$D_r = 4 \pi U(\theta, \phi)_{max} / W_{ir} \quad (8)$$

El concepto de directividad D_r cuantifica la propiedad de la antena de concentrar energía en determinadas zonas del espacio. Cuanto más agudo es el diagrama de irradiación de la antena, mayor será la directividad.

La potencia de irradiación total puede determinarse integrando $U(\theta, \phi)$ sobre 4π , pudiendo expresarse la ecuación (8) como :

$$D_r = \frac{4 \pi U(\theta, \phi)_{\max}}{\iint U(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4 \pi}{\iint U(\theta, \phi) / U(\theta, \phi)_{\max} d\Omega}$$

$$D_r = 4 \pi / \Omega_A \quad (10)$$

Donde $d\Omega$ es un elemento del ángulo sólido ($\sin \theta d\theta d\phi$) y Ω_A puede ser descrito en términos de ángulo sustentado por los puntos de ángulo potencia mitad en los dos planos principales y puede expresarse :

$$\Omega_A \equiv \alpha_{\theta/2} \alpha_{\phi/2} \quad (11)$$

$\alpha_{\theta/2}$ y $\alpha_{\phi/2}$: son los ángulos de potencia mitad en los dos planos principales. También puede expresarse en función del área de apertura (A) y la longitud de onda de la señal (λ) como:

$$\Omega_A = \frac{\lambda^2}{A} \quad (12)$$

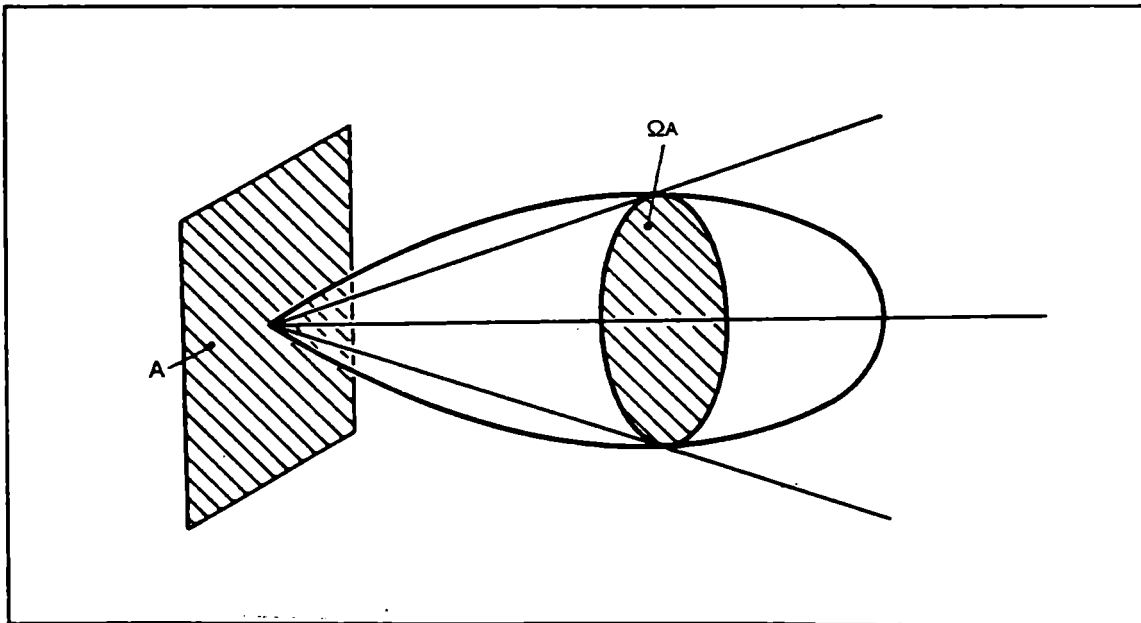


Figura 5. Ángulo sólido y área de apertura.

Luego la (10) queda

$$D = \frac{4 \pi A}{\lambda^2} \quad (13)$$

La directividad considera el máximo del diagrama de irradiación, sin tener en cuenta la eficiencia de antena. es por eso que se define la ganancia de la antena referida al radiador isotrópico como :

$$G_0 = U(\theta, \phi)'_{\max} / U_{\text{prom}} \quad (14)$$

$U(\theta, \phi)'_{\max}$ es la intensidad de radiación máxima de la antena bajo consideración y está relacionada con $U(\theta, \phi)$ por el factor de eficiencia de apertura (η). Luego

$$G_0 = \eta U(\theta, \phi)'_{\max} / U_{\text{prom}} = \eta D_r = \eta 4 \pi A / \lambda^2 \quad (15)$$

En algunas antenas las pérdidas son tan pequeñas que la ganancia puede hacerse comparable a la directividad. Pero se debe recordar que la ganancia es de importancia cuando se evalúa un sistema, ya que el valor de directividad enmascara las pérdidas reales que pueda tener la antena.

3-3 Antenas con reflectores pasivos

Este tipo de reflectores permite modificar los diagramas de irradiación de un alimentador, mejorando sus características, como por ejemplo la eliminación de un lóbulo hacia atrás por medio de un plano reflector.

Las antenas reflectoras y discos parabólicos son las más importantes en la banda de microondas.

Las ventajas que poseen son: grandes ganancias, uso correcto en varias frecuencias.

Dentro de las desventajas tenemos: que no son fáciles ni de pensar, ni de construir y cuando son grandes estructuras son muy difíciles de montar.

3-4 Geometría de los sistemas reflectores

Las diferentes geometría de los reflectores son las siguientes:

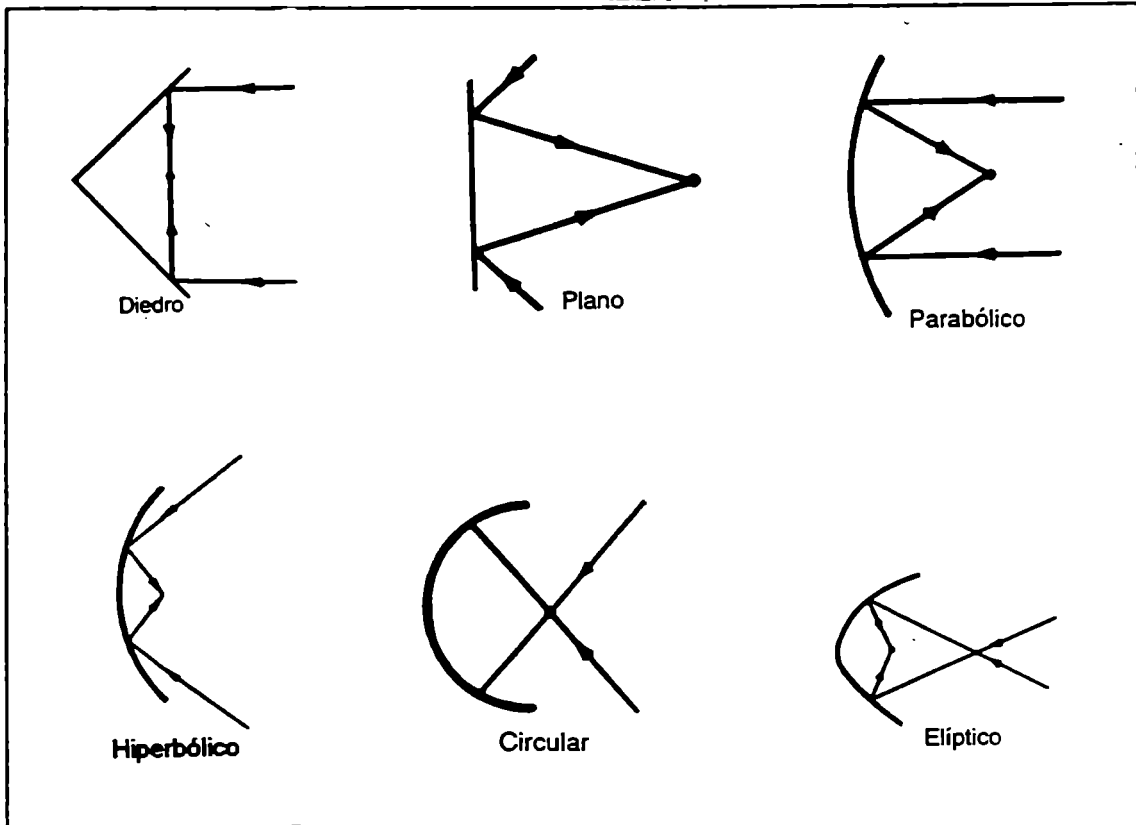
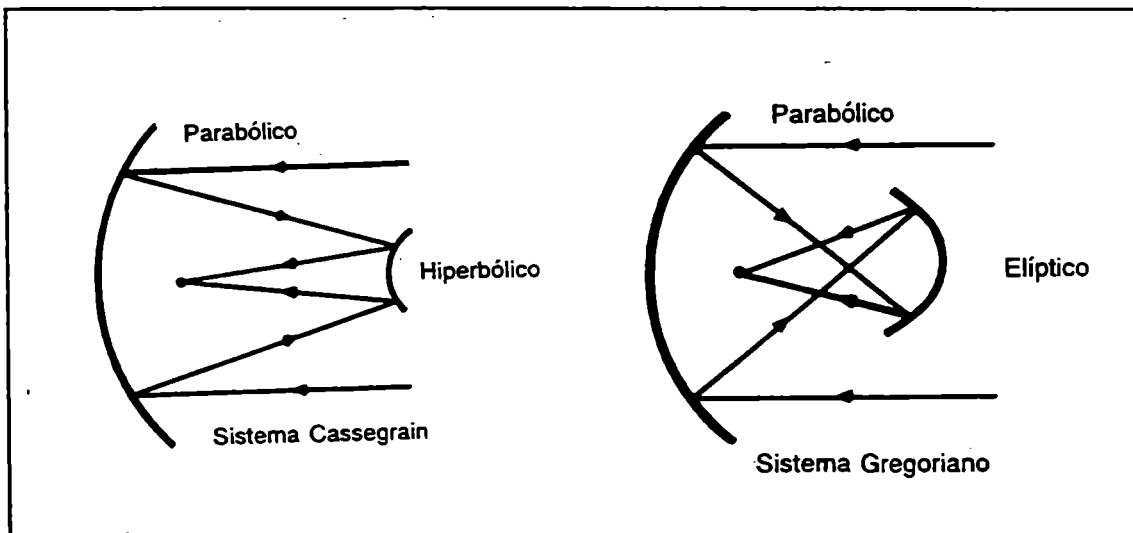


Figura 6. Geometría de reflectores simples.

Los reflectores más comunes, que surgen como combinación de reflectores simples, son los siguientes:



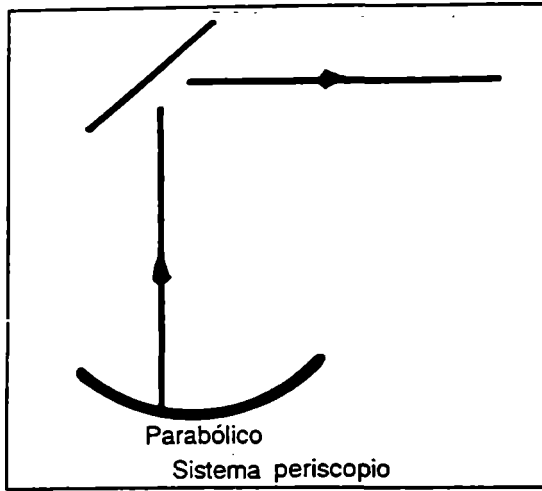


Figura 7. Geometría de combinación de reflectores simples.

Se hará a continuación el análisis de los reflectores más usados en la banda de microondas.

3-5 Reflectores parabólicos

Propiedades generales: Una fuente puntual colocada en el foco de un reflector parabólico, produce un frente de onda plano como se expresa gráfica y analíticamente (fig. 8).

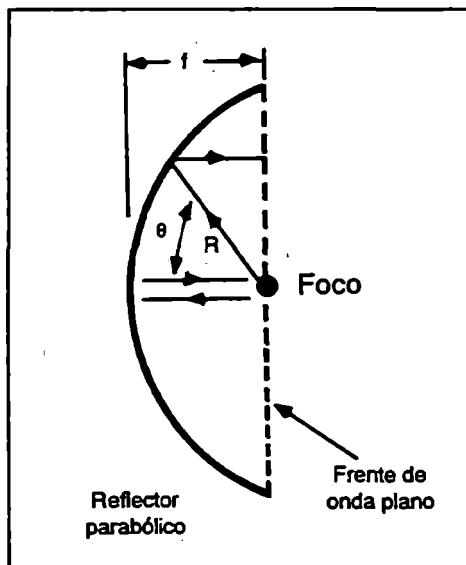
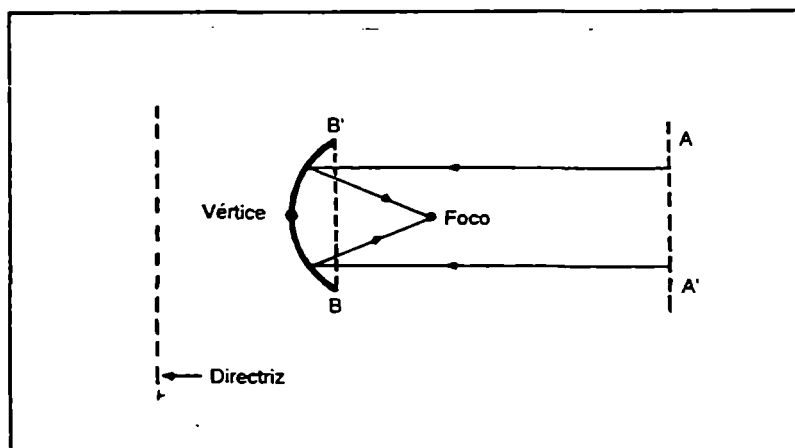


Figura 8. Trayectoria de una onda en un reflector parabólico..

$$2 f = R (1 + \cos \theta) \Rightarrow R = \frac{2 F}{1 + \cos \theta} \quad (16)$$

La expresión (16) aplica el principio de igualdad de trayectorias (camino 1 y camino 2).

Luego un reflector parabólico nos indica que las ondas irradiadas desde una fuente isotrópica ubicada en el foco se reflejan en la parábola, y llegan a una línea A A' paralela a la directriz con la misma fase (fig. 9).



El plano B B', determinado por los extremos del reflector es llamado plano de apertura.

Figura 9. Trayectoria de un frente de onda plano sobre un reflector parabólico.

3-6 Geometría de la parábola

Usando la notación de la figura 10 la ecuación de un parábola es:

$$y^2 = 4 F x \quad (17)$$

donde:

D = diámetro de la antena.

F = distancia focal = $D^2 / 16 C$.

x e y = definen los puntos de la parábola.

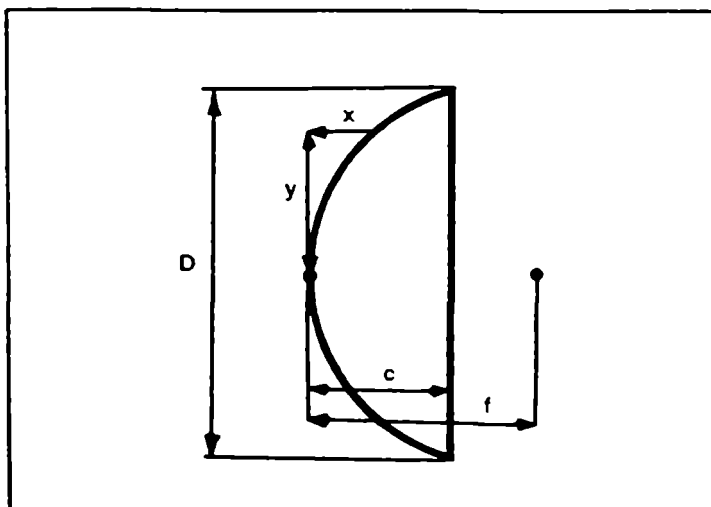


Figura 10. Geometría de una parábola.

C = depresión de la parábola en su centro.

Multiplicando y dividiendo por D la ecuación (17) nos queda:

$$y^2 = 4 D x (F / D) \quad (18)$$

Luego para el cálculo de una parábola se tiene que:

$$x = y^2 / (4 D (F / D)) \quad (19)$$

Entonces para un cierto diámetro D y una cierta relación F / D se calculan los valores de x para cada valor de y.

3-7 Tipos de reflectores parabólicos

Los reflectores más comúnmente usados son los observados en la figura 11.

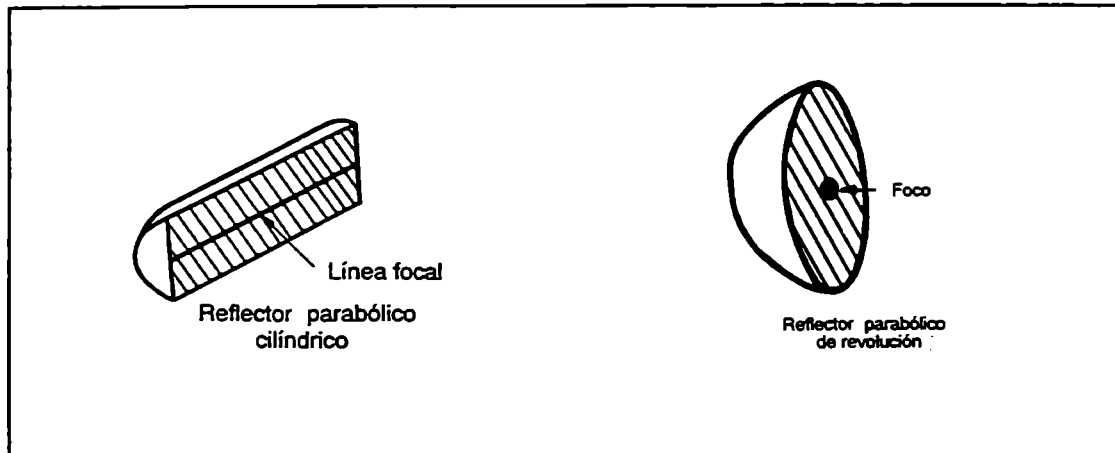


Figura 11. Reflectores parabólicos.

Un paraboloides cilíndrico, convierte una onda cilíndrica radiada por una fuente lineal ubicada en el foco, en una onda plana en el plano de apertura del reflector. Mientras que un paraboloides de revolución convierte una onda esférica de una fuente isotrópica ubicada en el foco, en una onda plana en el plano de apertura del reflector.

Cabe rescatar que los reflectores parabólicos cilíndricos son generalmente más usados en el rango de 300 - 900 MHz mientras que los de revolución se extienden para frecuencias mayores de 900 MHz.

3-8 Ganancia de reflectores parabólicos

La ganancia de un reflector parabólico puede escribirse como:

$$G_0 = (4 \pi A / \lambda^2) \eta \quad (20)$$

donde:

G_0 = ganancia referida al radiador isotrópico.

λ = longitud de onda.

A = área de apertura (área proyectada por el disco).

η = eficiencia de apertura.

Se puede considerar como área efectiva, a una superficie uniformemente iluminada que tiene la misma ganancia que la antena, para una cierta frecuencia.

$$A_{ef} = (G_0 \lambda^2) / 4 \quad (21)$$

La eficiencia de la antena o eficiencia de apertura puede determinarse con la siguiente expresión:

$$\eta = \eta_i \eta_s \eta_p \eta_x \eta_b \eta_e \quad (22)$$

donde:

η_i = eficiencia de iluminación.

η_s = eficiencia de sobreiluminación (spillover).

η_p = eficiencia de error de fase.

η_x = eficiencia de polarización cruzada.

η_b = eficiencia de bloqueo.

η_e = eficiencia de error de superficie.

Las ecuaciones que rigen estas eficiencias, considerando alimentadores con variaciones circunferenciales están dadas por:

$$\eta_i = 2 \operatorname{ctg}^2(\theta / 2) \frac{\int_0^{\theta_0} (|A(\theta)| + |B(\theta)|) \operatorname{tg}(\theta / 2) d\theta}{\int_0^{\theta_0} (|A(\theta)|^2 + |B(\theta)|^2) \operatorname{sen}(\theta) d\theta} \quad (23)$$

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_0} (|A(\theta)|^2 + |B(\theta)|^2) \operatorname{sen}(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi} (|A(\theta)|^2 + |B(\theta)|^2) \operatorname{sen}(\theta) d\theta} \quad (24)$$

$$\eta_p = \frac{\left| \int_0^{\theta_0} (A(\theta) + B(\theta)) \operatorname{tg}(\theta / 2) d\theta \right|^2}{\left| \int_0^{\theta_0} (|A(\theta)| + |B(\theta)|) \operatorname{tg}(\theta / 2) d\theta \right|^2} \quad (25)$$

$$\eta_x = \frac{\int_0^{\theta_0} (|A(\theta)| + |B(\theta)|)^2 \operatorname{sen}(\theta) d\theta}{2 \int_0^{\theta_0} (|A(\theta)|^2 + |B(\theta)|^2) \operatorname{sen}(\theta) d\theta} \quad (26)$$

$$\eta_b = \frac{\int_0^{\theta_0} (|A(\theta)| + |B(\theta)|) \operatorname{tg}(\theta / 2) d\theta}{\left| \int_0^{\theta_0} (|A(\theta)| + |B(\theta)|) \operatorname{tg}(\theta / 2) d\theta \right|^2} \quad (27)$$

$$\eta_e = e^{-(4\pi\varepsilon/\lambda)^2} \quad \text{donde } \varepsilon = \text{error rms de la superficie.} \quad (28)$$

donde $A(\theta) = |A(\theta)| e^{j\alpha(\theta)}$ y $B(\theta) = |B(\theta)| e^{j\beta(\theta)}$ son el diagrama de los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} del alimentador principal. El ángulo es el que sostiene el reflector parabólico desde su foco a la mitad de la superficie.

3-9 Resolución de una parábola

Es la propiedad de la antena con la cual permite captar en formas separadas dos fuentes transmisoras puntuales que se encuentran a poca distancia una de otra.

$$\alpha_{1/2} = K(\lambda / D) \text{ (rad)} \quad (29)$$

donde:

$\alpha_{1/2}$ = resolución.

λ = longitud de onda.

D = Diámetro de la antena.

K = factor que depende de la iluminación del alimentador.

Si se reduce a grados nos queda:

$$\alpha_{1/2} = K 57.29 (\lambda / D) \text{ (grados)} \quad (30)$$

Este $\alpha_{1/2}$ representa el ángulo de potencia mitad del sistema reflector.

3-10 Influencia de las dimensiones en la ganancia

Este es uno de los factores más importantes que determinan la máxima ganancia para una cierta frecuencia y ancho de banda.

La ecuación de la ganancia obtenida en (21) puede también escribirse como:

$$G_0 = \eta (\pi D / \lambda)^2 \quad (31)$$

donde:

D = diámetro del reflector.

Por lo tanto cada vez que el diámetro del reflector es aumentado al doble, su ganancia se cuadruplica, o sea es incrementada a 6 dB.

Si por ejemplo ambas estaciones aumentan en el doble los diámetros de antenas, el campo de fuerza de la señal sería incrementado en 12 dB.

También si un reflector es usado en una frecuencia mayor, su ganancia se incrementaría.

3-11 Efecto de la relación F / D (distancia focal / diámetro del reflector)

Esta relación es el factor fundamental que gobierna el diseño de un alimentador para un reflector parabólico.

Por ejemplo dos reflectores que tienen diferente diámetro, pero igual relación F / D, pueden emplear el mismo alimentador. Para reflectores de igual diámetro pero distinta relación F / D, se deben utilizar distintos alimentadores para que iluminen con la misma eficiencia.

Los valores prácticos de F / D van de 0.2 a 1. El valor de F / D = 0.25 corresponde a reflectores que poseen el foco en el plano de apertura.

Las relaciones F / D que producen depresiones en los discos, son usados para minimizar los lóbulos laterales.

3-12 Efecto de la superficie de un reflector

Los efectos de las irregularidades en las superficies, actúan sobre la máxima frecuencia de trabajo, la cual se reduce para irregularidades mayores.

La desviación de una superficie de un reflector se expresa como valor pico de desviación en términos de longitudes de onda (fig. 12).

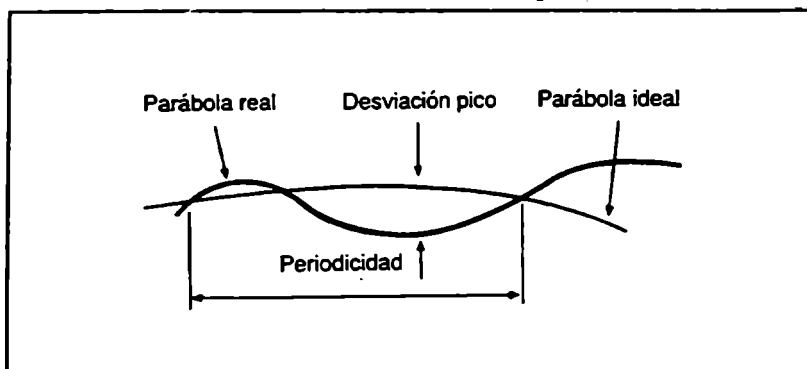


Figura 12. Desviación periódica de una superficie de una antena reflectora.

Periodicidad es la frecuencia en la cual se repiten esas desviaciones pico.

Las pérdidas en la ganancia en función de las desviaciones picos, son mostradas en la figura 13, para distintas periodicidades y suponiendo que las desviaciones ocurren uniformemente sobre el disco.

También podemos apreciar que para periodicidades pequeñas, o sea del orden de $\lambda/6$, pueden aceptarse desviaciones de $\lambda/8$, ya que la ganancia decrecería solo 1 dB. También se ve que cuando la periodicidad excede una longitud de onda, el máximo de desviación para pérdidas de 1 dB, se reduce a $\lambda/16$ y las pérdidas crecen rápidamente para valores de desviaciones mayores.

Este análisis gráfico permite evaluar las pérdidas en el caso de considerar las desviaciones periódicas. Pero un cálculo más exacto de estas pérdidas fueron vistos anteriormente, cuando las relacionamos con la eficiencia de antena (ecuaciones 22 y 28).

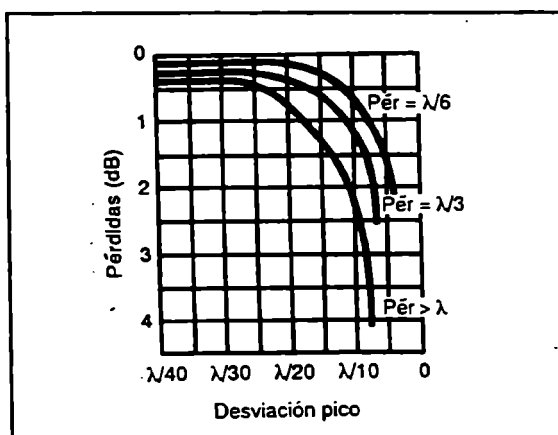


Figura 13. Pérdida de ganancia de una antena reflectora vs. las irregularidades periódicas de la superficie reflectora (desviación pico y periodicidad).

3-13 Reflectividad de la superficie

La superficie reflectora de una antena parabólica puede ser continua o puede tener discontinuidades, como en el caso de usar una malla de alambre. Las superficies discontinuas son más baratas y ofrecen menor resistencia al viento. Las discontinuidades en las superficies reflectoras son proporcionales a la longitud de onda y normalmente se usan en ondas métricas y centimétricas, y no en ondas milimétricas.

Los efectos de pérdida sobre la ganancia se basa en las dimensiones de la malla, esta se puede calcular con la figura 14, donde se observa que los orificios deben ser menores que $\lambda/10$, para que la pérdida en la ganancia sean menor que 1 dB.

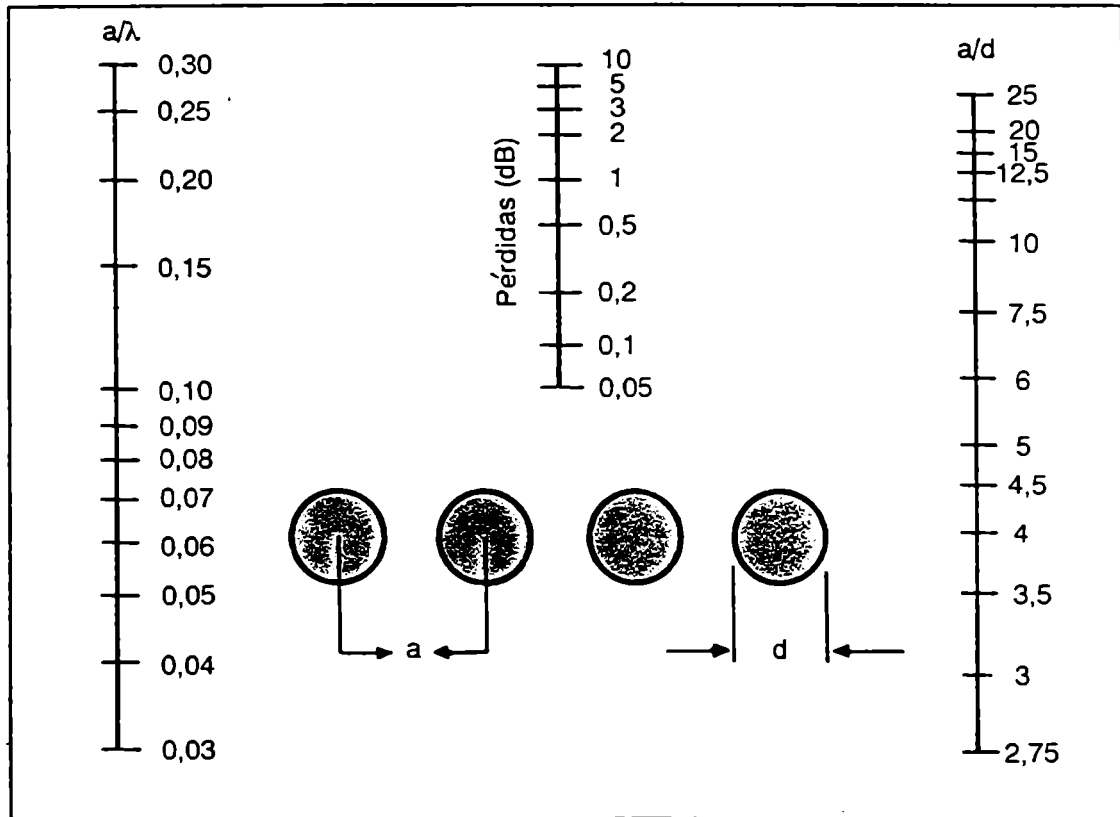


Figura 14. Pérdida de ganancia de un reflector mallado en función de las medidas físicas de la malla.

Los materiales que pueden ser empleados para la construcción de las mallas son: cobre, aluminio, hierro galvanizado e hierro estañado; su justificación la daremos en los párrafos siguientes.

El problema en las superficies reflectoras es determinar el grado de conductividad necesario. Una forma de resolverlo es tratarlo como un problema de línea de transmisión, es decir, una onda viajando a lo largo de una línea de transmisión, el espacio libre, que se encuentra con un medio que cambia bruscamente la impedancia característica, la superficie reflectora.

Nuestro interés radica en saber que magnitud de nuestra señal es reflejada y que cantidad de esa energía es absorbida o transmitida por dicha superficie. Para ello previamente repasemos algunos conceptos.

3-14 Campo cercano y campo lejano

Las características de un campo son determinadas por la fuente, el medio que rodea a la fuente, y la distancia entre la fuente y el punto de observación. En un punto cercano a la fuente, las propiedades del campo son determinadas fundamentalmente por las características de la fuente. En cambio lejos de la fuente, las propiedades del campo dependen fundamentalmente del medio en el cual el campo se propaga. Entonces, el campo alrededor de la fuente puede ser separado en dos regiones.

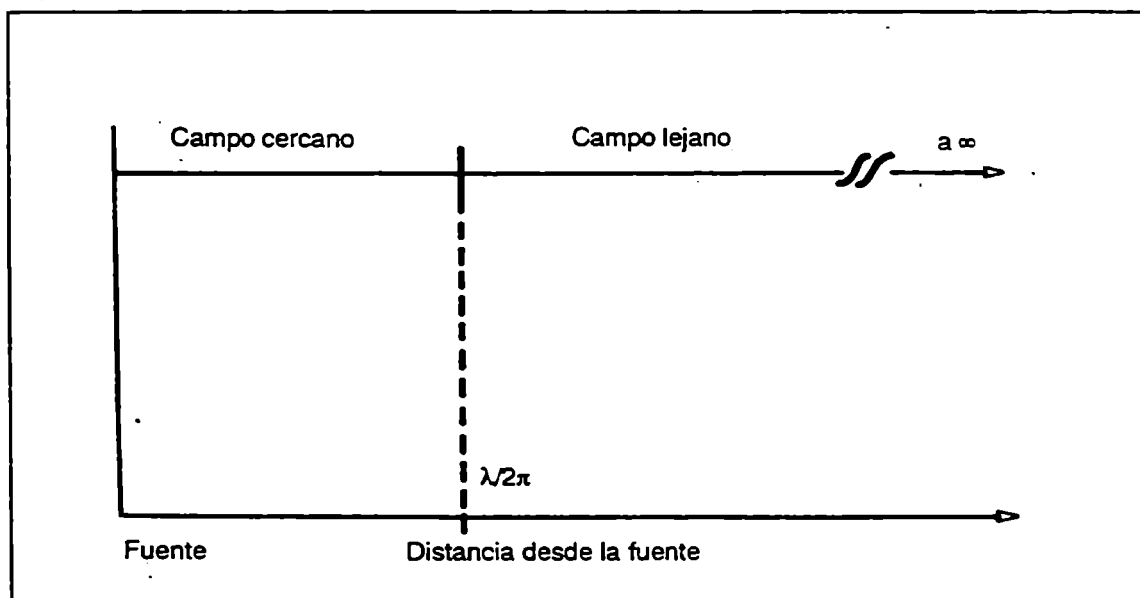


Figura 15. Regiones de una fuente radiante en función de la distancia.

Cerca de la fuente está el campo cercano o campo de inducción. A una distancia mayor que $\lambda / 2 \pi$ (aproximadamente un sexto de la longitud de onda) se consi-

dera campo lejano o de radiación. La región alrededor de $\lambda / 2 \pi$ es la región de transición entre los dos campos.

La relación entre el campo eléctrico \mathbf{E} y el magnético \mathbf{H} es la impedancia de la onda. En el campo lejano la relación \mathbf{E} / \mathbf{H} es igual a la impedancia característica del medio $Z = 377$ ohms en el aire o espacio libre.

En el campo cercano, la relación es determinada por las características de la fuente y la distancia donde el campo es observado. Si la fuente tiene alta corriente y baja tensión $\mathbf{E} / \mathbf{H} < 377$, es predominantemente magnético.

Inversamente si la fuente tiene baja corriente y alta tensión $\mathbf{E} / \mathbf{H} > 377$, el predominio es eléctrico.

Cuando la distancia se incrementa, el campo eléctrico pierde algo de su intensidad generando un complementario campo magnético. En el campo cercano, el campo eléctrico se atenúa con la relación $1 / r^3$, y el magnético con $1 / r^2$. Entonces la impedancia de la onda decrece y tiende a alcanzar la impedancia en el espacio libre en el campo lejano.

En el campo lejano ambos campos \mathbf{E} y \mathbf{H} se atenúan con la relación $1 / r$.

En el campo cercano, los campos eléctricos y magnéticos deben considerarse separadamente. En el campo lejano ellos se combinan, formando una onda plana de impedancia 377 ohms, por lo que no se les diferencia.

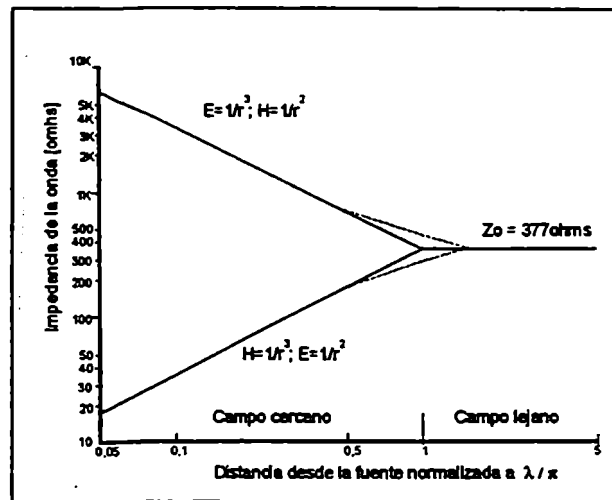


Figura 16. Impedancia vs. distancia desde la fuente normalizada.

3-15 Efectividad de las superficies

Para analizar esto existen dos teorías: la del circuito o la del campo. Nosotros usaremos la del campo.

La efectividad de la superficie varía con la frecuencia, con su geometría, con el tipo de campo, con la dirección de la onda incidente, y con su polarización. No incluiremos en este estudio la geometría de las superficies.

Dos tipos de pérdidas son encontradas cuando una onda choca con una superficie metálica. La onda es parcialmente reflejada desde la superficie, y la transmitida (no reflejada) es atenuada cuando pasa a través del medio. Este último efecto llamado pérdida de absorción, es igual en el campo cercano o lejano y en el campo eléctrico o magnético.

Las pérdidas por reflexión (s) son independientes del tipo de campo y de la impedancia de la onda.

Normalmente se define como:

$$s = 20 \log(E_0 / E_1) \text{ dB} \quad \text{o} \quad s = 20 \log(H_0 / H_1) \text{ dB}$$

E_0 y H_0 son los campos incidentes sobre la superficie.

E_1 y H_1 son los que emergen de la superficie.

Entonces la efectividad total de un reflector dependerá de las pérdidas por reflexión, de las pérdidas por absorción, además de un factor de corrección debido a múltiples reflexiones en espesores finos.

3-16 Impedancia de la onda

Constantes usadas:

Permeabilidad = 4×10^{-7} Hy / m en el espacio libre.

constante dieléctrica = $8,85 \times 10^{-12}$ F / m en el espacio libre.

conductividad $\sigma_{cu} = 5,82 \times 10^7$ mhos / m

$\sigma_d = 3,55 \times 10^7$ mhos / m

$\sigma_e = 1 \times 10^7$ mhos / m

Para cualquier onda electromagnética su impedancia es:

$$Z_w = E / H$$

La impedancia característica del medio es:

$$Z_0 = \sqrt{j \omega \mu / (\sigma + j \omega \epsilon)}$$

En el caso de una onda plana en el campo lejano:

$$Z_0 = Z_w$$

Para aisladores $\sigma \ll j \omega \epsilon$:

$$Z_0 = \sqrt{\mu / \epsilon}$$

Para conductores $\sigma \gg j \omega \epsilon$, la impedancia característica, llamada impedancia de la superficie Z_s ,

$$Z_s = \sqrt{j \omega \mu / \sigma} = \sqrt{\omega \mu / \sigma} (1 + j); |Z_s| = \sqrt{\omega \mu / \sigma}$$

Para cobre $Z_s = 3,68 \times 10^{-7} \sqrt{f}$

aluminio $Z_s = 4,71 \times 10^{-7} \sqrt{f}$

acero $Z_s = 3,68 \times 10^{-5} \sqrt{f}$

hierro $Z_s = 8,88 \times 10^{-5} \sqrt{f}$

Para cualquier conductor en general

$$Z_s = 3,68 \times 10^{-7} \sqrt{\mu_r / \epsilon_r} \sqrt{f}$$

σ_r y μ_r son valores relativos al cobre.

| Material | σ_r | μ_r |
|---------------------|------------|---------|
| Plata | 1,05 | 1 |
| Cobre | 1 | 1 |
| Oro | 0,70 | 1 |
| Aluminio | 0,61 | 1 |
| Níquel | 0,20 | 1 |
| Bronce | 0,18 | 1 |
| Estaño | 0,15 | 1 |
| Acero (SAE 1045) | 0,10 | 1000 |
| Acero inoxid. (430) | 0,02 | 500 |
| Plomo | 0,08 | 1 |

3-17 Pérdidas por absorción

Cuando una onda electromagnética pasa a través de un medio, su amplitud decrece exponencialmente. Cuando esta variación ocurre, corrientes inducidas por el medio producen pérdidas ohmicas y calentamiento del material.

Entonces podemos escribir.

$$E_1 = E_0 e^{-t/\delta}$$

$$H_1 = H_0 e^{-t/\delta}$$

donde E_1 y H_1 representan la intensidad de la onda a una distancia t dentro del medio.

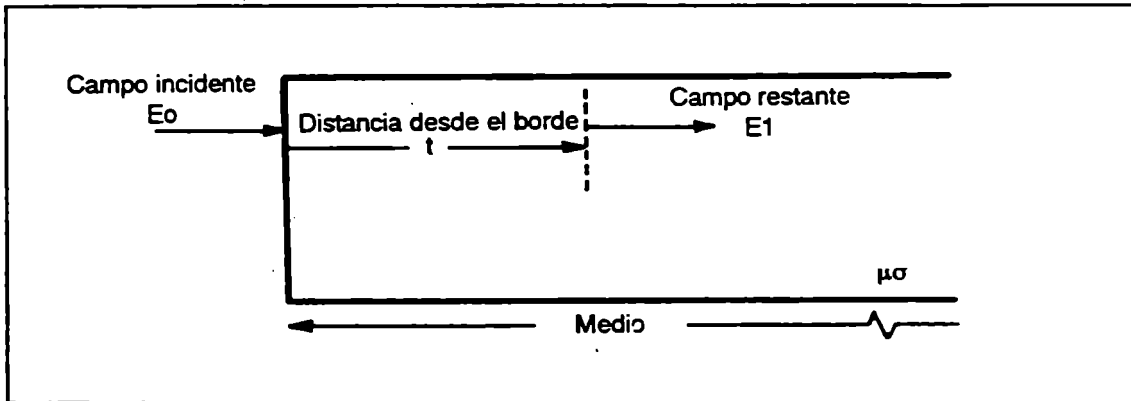


Figura 17. Penetración de un campo en un medio.

La distancia requerida para que la onda atenuada a $1/e$ o 37% de su valor original está definida como la penetración por efecto Skin y es igual a:

$$\delta = (2 / \omega \mu \sigma)^{1/2} \text{ metros}$$

Podemos sustituir y queda:

$$\delta = 6,60 / (f \mu_r \sigma_r)^{1/2} = 6,60 / (f \mu_r \sigma_r)^{1/2} \text{ cm.}$$

Las pérdidas por absorción a través de la superficie pueden escribirse:

$$A = 20 (t / \delta) \log(e) \text{ dB}$$

$$A = 8,69 (t / \delta) \text{ dB}$$

Las pérdidas de absorción en una superficie de $t = \delta$ son de aproximadamente 9 dB, duplicando el espesor duplicamos las pérdidas.

Sustituyendo en A (t espesor en cm.):

$$A = 1,314 t (f \mu_r \sigma_r)^{1/2} \text{ dB}$$

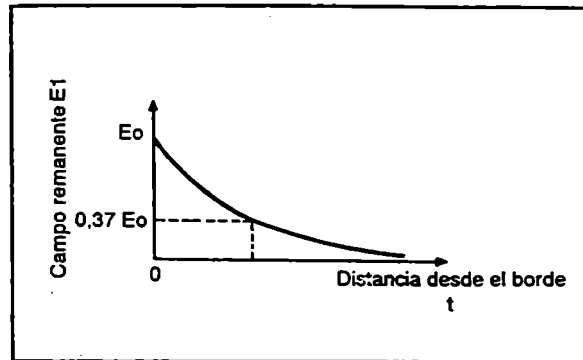


Figura 18. Representación de la penetración de un campo eléctrico en una superficie.

3-18 Pérdidas por reflexión

Las pérdidas por reflexión en la unión entre dos medios está relacionada con la diferencia de impedancia característica entre los medios.

La intensidad de la onda transmitida desde un medio con impedancia Z_1 a un medio de impedancia Z_2 es:

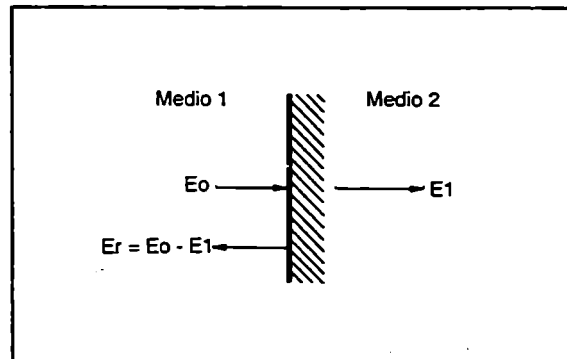


Figura 19. Onda transmitida de un medio a otro.

$$E_1 = \frac{2 Z_2}{Z_1 + Z_2} E_0$$

$$H_1 = \frac{2 Z_1}{Z_1 + Z_2} H_0$$

E_0 y H_0 son los campos incidentes, E_1 y H_1 los transmitidos.

Haciendo $E_r = E_0 - E_1$ queda:

$$E_r = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} E_0$$

Cuando una onda atraviesa una superficie, encuentra dos límites como se ve en la figura 20. El segundo límite es entre un medio con impedancia Z_2 y un medio con impedancia Z_1 . La onda transmitida por esta segunda separación E_t , H_t está dada por:

$$E_t = \frac{2 Z_1}{Z_1 + Z_2} E_1 \qquad H_t = \frac{2 Z_2}{Z_1 + Z_2} H_1$$

Si el espesor de la superficie es pequeño comparado con el efecto Skin o su penetración, la intensidad de la onda transmitida se encuentra sustituyendo E_1 y H_1 en E_t y H_t respectivamente. Entonces la onda transmitida para superficies finas es:

$$E_t = \frac{4 Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} E_0 \qquad H_t = \frac{4 Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} H_0$$

Notamos que si bien el campo eléctrico y el magnético son reflejadas en forma diferente dependiendo del tipo de límite, el efecto neto a través de ambos límites es el mismo para ambos campos. Si la superficie es metálica y el área alrededor es un aislante, luego $Z_1 \gg Z_2$, entonces podemos escribir:

$$E_t = (4 Z_2 / Z_1) E_0 \qquad H_t = (4 Z_2 / Z_1) H_0$$

Sustituyendo la impedancia de la onda Z_w por Z_1 y la impedancia Z_s por Z_2 las pérdidas de reflexión para ambos campos puede escribirse:

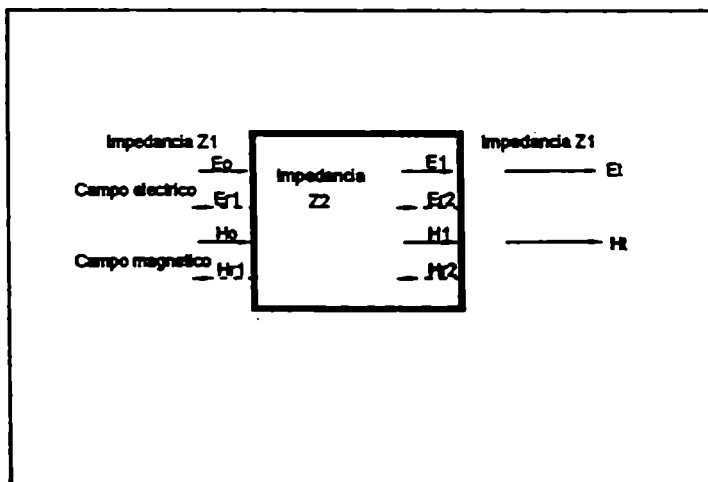


Figura 20. Onda electromagnética atravesando superficies de distinta impedancia.

$$R = 20 \log \frac{|Z_w|}{4 |Z_s|} \text{ dB}$$

Z_w impedancia de la onda antes de entrar a la superficie.

Z_s impedancia de la superficie.

Estas pérdidas por reflexión son para ondas planas incidiendo normalmente a una superficie. Si la onda no incide normalmente, las pérdidas se incrementan con el ángulo de incidencia. Estos resultados también se pueden aplicar a otros tipos de ondas, pues cualquier campo puede ser construido con la superposición de ondas planas. El resultado puede aplicarse a superficies curvas siempre que el radio de curvatura sea mayor que el factor de penetración por efecto Skin.

3-19 Pérdidas de reflexión para ondas planas

En el caso de ondas planas (campo lejano) la impedancia de la onda Z_w es la impedancia característica del espacio libre 377. Entonces

$$R = 20 \log(94,25 / |Z_s|) \text{ dB}$$

sustituyendo Z_s

$$R = 168 - 10 \log(\mu_r f / \sigma_r) \text{ dB}$$

Una impedancia de la superficie menor aumenta las pérdidas por reflexión, lo que significa que el coeficiente de reflexión es mayor, más cercano a la unidad. La impedancia de la superficie menor se logra con alta conductividad y con baja permeabilidad. En la figura 21 se muestra las relaciones de las pérdidas para diferentes materiales.

Conclusión

Como nuestro objetivo es lograr que todas las ondas planas que choquen contra la parábola sean reflejadas, es decir que tengamos un coeficiente de reflexión unitario, o hablando en otros términos, que tengamos el mayor número de pérdidas por reflexión, es que remarcamos que los materiales de las superficies a utilizar tengan una alta conductividad y una baja permeabilidad.

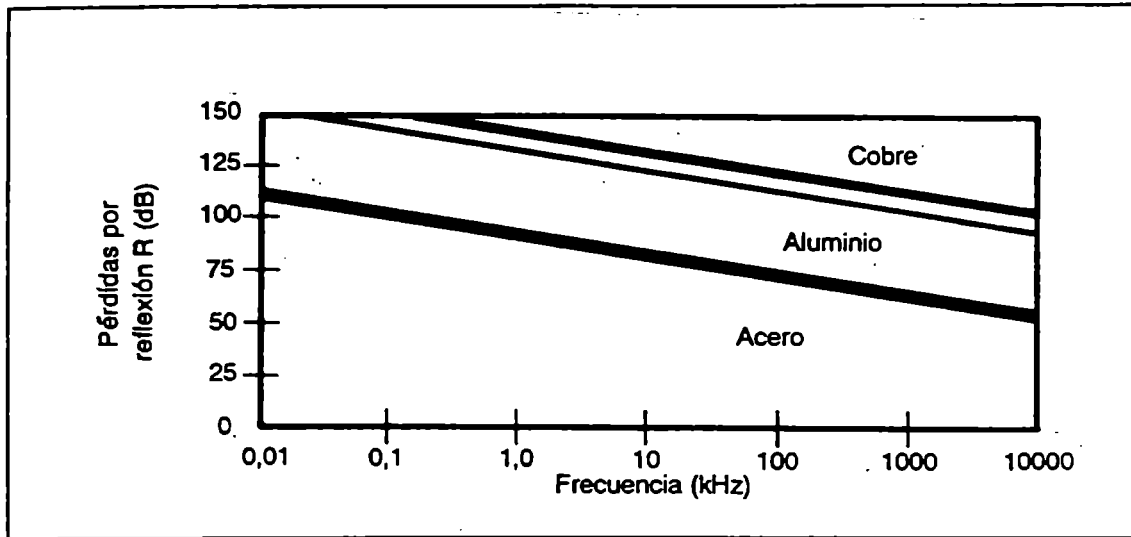


Figura 21. Pérdidas por reflexión vs. frecuencia.

En el caso que la reflexión no sea total, la señal que penetra en el medio conductor del reflector debe ser atenuada por las que denominamos pérdidas por absorción, que establecen de acuerdo al material y a la frecuencia de trabajo cual será el espesor necesario para lograr la atenuación requerida.

3-20 Posición del alimentador sobre el eje del reflector

En la figura 22 se muestran las pérdidas de ganancia (para varias relaciones F/D) en función del ángulo de desviación del alimentador, en términos del ángulo de potencia mitad.

Este efecto está considerado en parte en la ecuación general de la eficiencia (22), mencionado como eficiencia de error de fase y expresado por la ecuación (25)

3-21 Efecto de obstrucción en el frente del disco

Los alimentadores en el frente del reflector, inevitablemente oscurecen parte del mismo. Como consecuencia causan una pérdida en la ganancia.

Cuando el diámetro de obstrucción es de 0.3 veces el diámetro del reflector, las pérdidas son solamente de 1 dB.

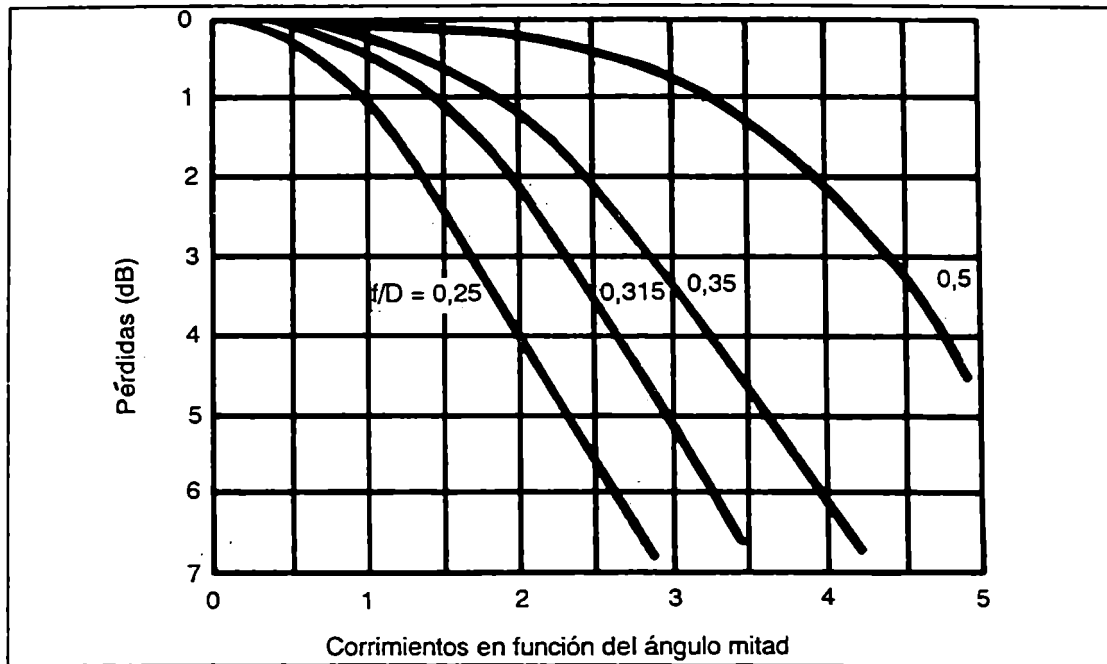


Figura 22. Pérdida de ganancia vs. corrimiento del alimentador del eje focal.

Las pérdidas de bloqueo están contempladas también en la eficiencia de antena expresada en la ecuación (27).

3-22 Sistema de dos reflectores

Sistema Cassegrain

Este sistema consiste en un reflector primario (paraboloide) y un reflector secundario (hiperboloide). El reflector secundario está ubicado entre el punto focal y el vértice del reflector primario (fig. 23).

El sistema Cassegrain puede ser evaluado, con excepción del efecto del bloqueo de apertura producido por el reflector secundario (sombra), con la medida de la parábola equivalente. Esta última está definida como una parábola que tiene el mismo diámetro, pero su longitud focal es:

$$F_e = (F_1 / F_2) F = m F \quad (32)$$

donde:

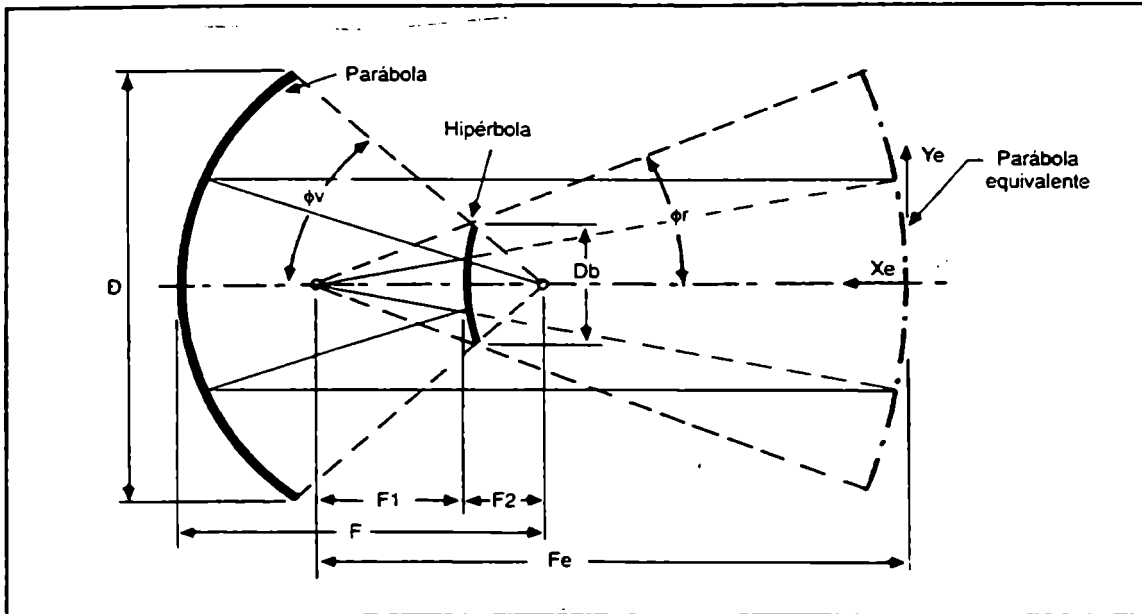


Figura 23. Geometría del sistema Cassegrain.

F_e = distancia focal efectiva del sistema Cassegrain.

F_1 = distancia desde el alimentador al vértice del reflector secundario.

F_2 = distancia desde el punto focal primario al vértice del reflector secundario.

m = coeficiente de magnificación.

F = distancia focal del reflector primario.

Los coeficientes de magnificación más usados varían entre 2 y 6.

Las siguientes ecuaciones proveen la relación entre la parábola equivalente y los parámetros de la antena mostrados en la figura 23.

$$\frac{1}{4} \frac{D}{F_e} = \text{tg} (\phi_r / 2) \quad (33)$$

$$X_e = \frac{Y_e^2}{4 F_e} \quad (34)$$

$$\frac{F_e}{F} = \frac{\text{tg}(\phi_v / 2)}{\text{tg}(\phi_r / 2)} = \frac{F_1}{F_2} = \frac{e + 1}{e - 1} \quad (35)$$

El contorno del reflector principal se puede determinar por la ecuación (17) y el contorno del subreflector esta dado por :

$$X_s = a \sqrt{1 + (Y_s / b)^2} - 1 \quad (36)$$

Siendo

$$e = \frac{\text{sen}((\phi_v + \phi_r) / 2)}{\text{sen}((\phi_v - \phi_r) / 2)} \quad (37)$$

$$F_c = F_1 + F_2 \quad a = \frac{F_c}{2e} \quad b = a \sqrt{e^2 - 1} \quad (38)$$

Donde las cantidades “e”, “a” y “b” son los parámetros de la hipérbola que forman el subreflector, “e” es la excentricidad, “a” es el eje transversal medio y “b” es el eje conjugado medio.

En forma analítica con las ultimas expresiones se puede determinar el perfil del subreflector, conociendo por supuesto los parámetros de la parábola real y equivalente.

Otra forma de determinar el perfil del subreflector es gráficamente, la que se realiza determinando en 10 o 20 puntos de la parábola real y equivalente en su posición correcta. Uniendo cada punto con su foco la intersección de las líneas de la parábola real y equivalente van a definir los puntos del subreflector.

Con respecto a las medidas del subreflector se debe considerar el diámetro , el cual esa de importancia ya que provoca un bloqueo y como consecuencia perdida de ganancia de la antena. Esencialmente, la mínima condición de bloqueo esta determinada por la directividad del alimentador y la distancia entre el alimentador y el subreflector.

Algunos autores expresan que el diámetro del subreflector debe ser mayor de 5 y menos de 0,3 veces el diámetro de la parabola, límite superior que esta dado por

la pérdida de ganancia de 1 dB. Otros fijan la condición de bloqueo mínimo con ecuaciones que tienen ciertas aproximaciones como se observa a continuación:

$$Db_{\min} = \sqrt{\frac{2}{k} F \lambda} \quad (39)$$

o

$$\left(\frac{Db_{\min}}{D}\right)^2 = \frac{2}{k} \frac{\lambda}{D} \frac{F}{D} = \frac{\pi}{2k} \alpha_{1/2} F / D \quad (40)$$

Donde "k" es la relación entre el diámetro efectivo de apertura del alimentador a su diámetro de bloqueo y $\alpha_{1/2}$ es el ángulo de potencia mitad de la antena en radianes.

La proyección del subreflector sobre la apertura de la antena representa una región de bloqueo y produce una reducción de la eficiencia de la antena. Este aspecto se puede estimar con la siguiente expresión :

$$\eta_b = (1 - (Db / D)^2)^2 \quad (41)$$

Como la ganancia es directamente proporcional a la eficiencia, las pérdidas por bloqueo se pueden determinar aplicando directamente la función logaritmo a η_b .

Debemos señalar también que en los diseños para obtener buenos resultados con estas antenas se recomienda valores de relación focal a diámetro equivalente mayor que 0,5.

Sistema Gregoriano

Es un sistema similar al Cassegrain, con un reflector parabólico primario y un reflector secundario con una configuración elíptica. El reflector secundario en este caso está ubicado fuera del punto focal del reflector primario. (fig. 24).

Como en el caso anterior, la parábola equivalente tendrá una distancia focal efectiva dada por la siguiente expresión:

$$F_e = (F1 / F2) F = m F \quad (42)$$

donde:

F_e = distancia focal efectiva del sistema Gregoriano.

F_1 = distancia desde el alimentador al vértice del reflector secundario.

F_2 = distancia desde el punto focal primario al vértice del reflector secundario.

m = coeficiente de magnificación.

F = distancia focal del reflector primario.

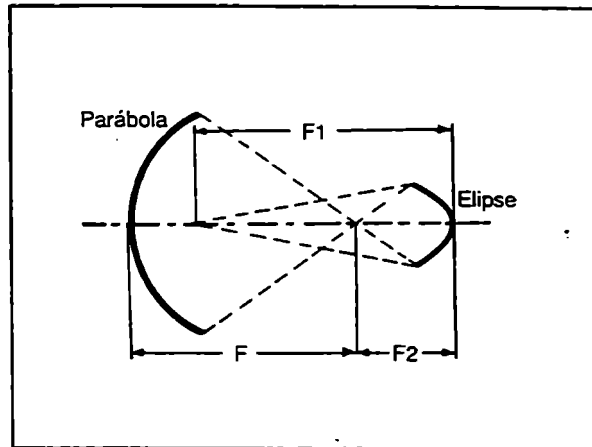


Figura 24. Geometría del sistema Gregoriano.

Debido a la posición del reflector secundario, el sistema Gregoriano es menos compacto que el sistema Cassegrain, por tal motivo es comúnmente menos usado en la práctica.

3-23 Beneficios de los sistemas de doble reflector

En la actualidad varias antenas de microondas han sido diseñadas usando estas técnicas de doble reflector, éstas poseen varias ventajas frente a los reflectores simples.

Una de las ventajas apreciables es la ubicación del cabezal del receptor, el cual es soportado desde el vértice de la parábola principal. Una complicación es el montaje para el reflector secundario, si bien es más frágil que el de simple reflector, debe tener la posibilidad de ajuste.

Cuando se utiliza un sistema de reflector simple, hay una cantidad de lóbulos laterales generados por la contribución de tierra en forma directa sobre el alimentador como se aprecia en la figura 25.

Esto produce una sustancial capacidad de potencia de ruido dentro del sistema. La posición del cabezal en el sistema Cassegrain posee ciertas ventajas frente a este inconveniente, reduciendo la radiación directa de tierra hacia el alimentador.

Debido a que los sistemas Cassegrain tienen la habilidad de obtener longitudes equivalentes más grandes que la longitud focal del reflector en forma simple, se puede iluminar con lóbulos más angostos. Esto permite el diseño de alimentadores

con mejor iluminación, la que se traduce en una mayor eficiencia de antena. El resultado es un mayor G/T para un diámetro dado de antena, donde T es la temperatura de ruido del sistema.

Entre las desventajas se pueden mencionar la sombra que ejecuta el reflector secundario sobre la superficie y la difracción en el borde, que puede ocurrir de elegir

dicho reflector de diámetro pequeño. Se puede llegar a un buen factor de compromiso en el diámetro, como se mencionó anteriormente, y lograr altas eficiencias.

Otro efecto que cabe destacar que en estos sistemas se adiciona otro elemento de alineación, que es el reflector secundario.

Como conclusión podemos decir que el sistema Cassegrain tiene por un lado las ventajas de eficiencia de iluminación de un reflector parabólico de F/D grande y por otro tiene la baja contribución de spillover como un reflector con bajo F/D . Como desventaja se puede apreciar el agregado de un segundo reflector que puede introducir pérdidas o errores de alineación.

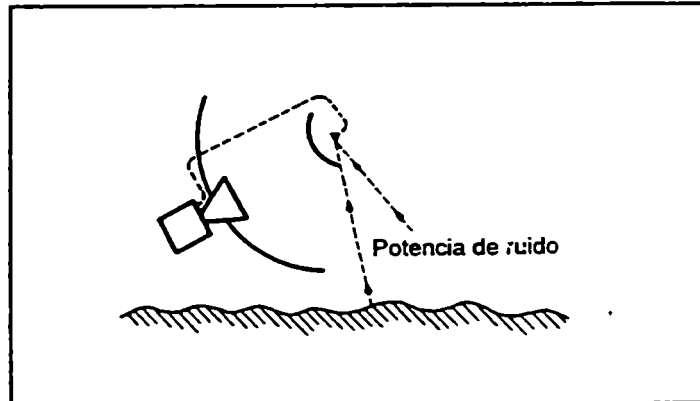


Figura 25. Inserción de potencia de ruidos en antenas reflectoras.

3-24 Sistemas periscopios

Este sistema emplea dos reflectores, con el propósito de direccionar la energía y no se puede definir como los sistemas anteriores (fig. 26).

La función de este sistema es la elevar el diagrama de antenas a alturas convenientes, sin necesidad de equipos electrónicos, ni de largos tramos de cables.

La antena de tierra puede ser una de alta ganancia. Típicamente es un paraboloide orientado para radiar en forma vertical. El segundo reflector es un reflector plano, el cual intercepta la energía radiada por el paraboloide, y reflejándola nuevamente en la dirección apropiada.

La ganancia relativa de un sistema periscopio está definida como:

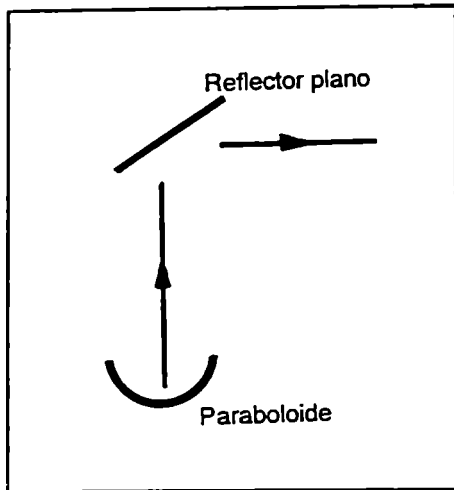


Figura 26. Geometría del sistema periscopio.

$$\eta = G_{TS} - G_p \quad (43)$$

donde:

η = ganancia relativa del sistema.

G_{TS} = ganancia total del sistema.

G_p = ganancia de la parábola.

Con la figura 27 se puede calcular la ganancia relativa del sistema, si se conocen las dimensiones de los reflectores, la distancia entre ellos y la frecuencia de trabajo. Luego con la ecuación 37 se calcula la ganancia total del sistema.

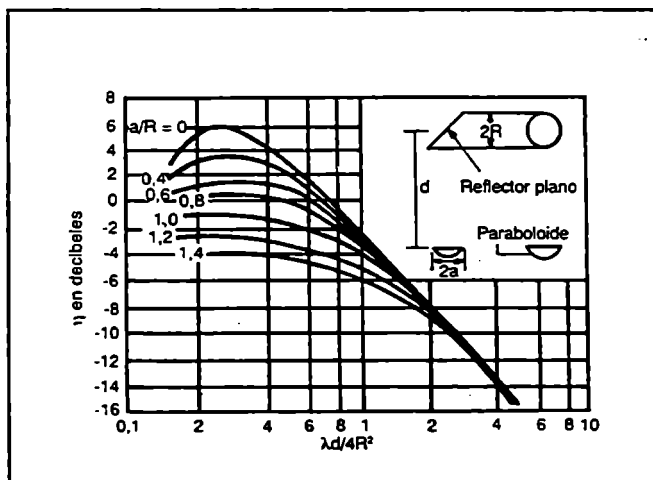


Figura 27. Ganancia relativa del sistema periscopio.

3-25 Alimentadores para reflectores

Funciones de los alimentadores

En base a la necesidad que debe cumplir la antena, se deducen las características del alimentador. Estas pueden ser:

a- El alimentador debe producir una buena iluminación del reflector, con bajos lóbulos laterales.

b- Debe producir un campo lejano con ciertas características de polarización.

c- Simultáneamente debe transmitir y recibir con polarizaciones ortogonales, si así se quiere.

d- Este debe estar diseñado para entregar una cantidad de potencia.

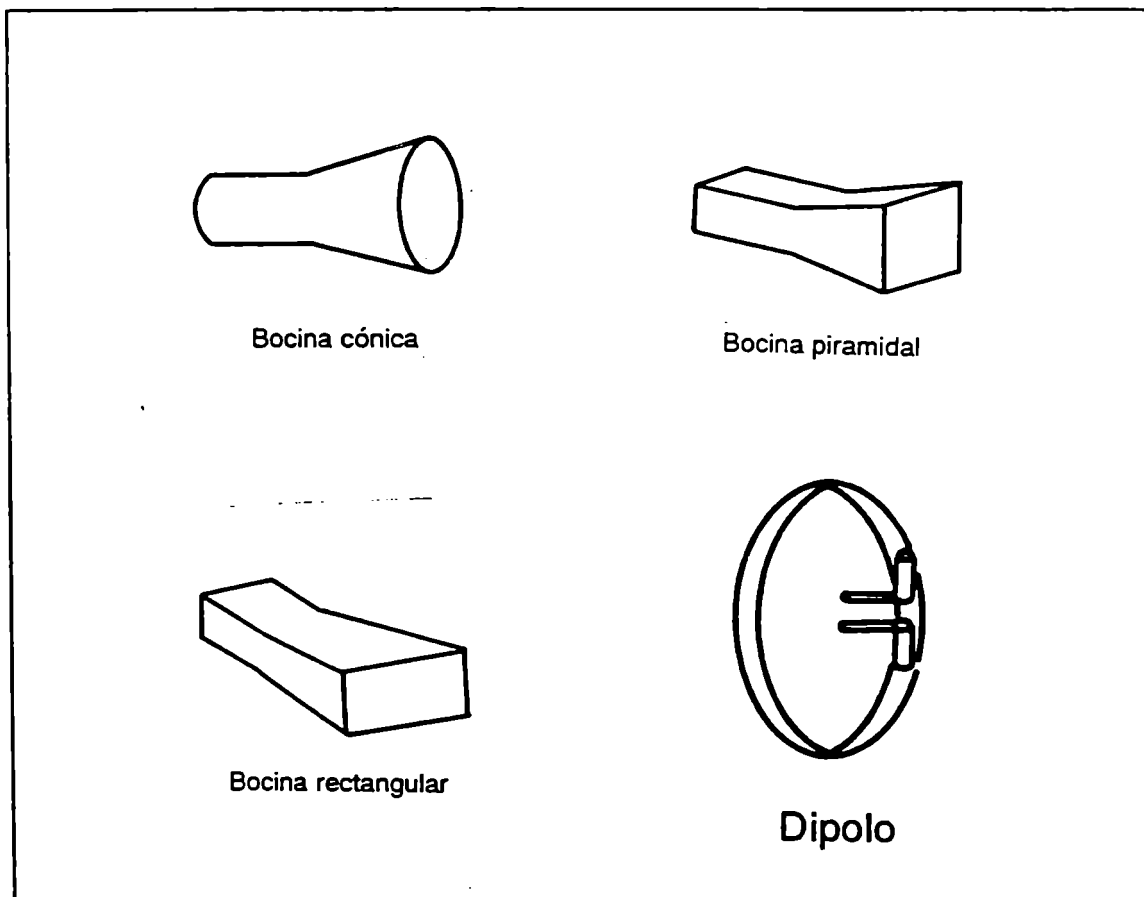


Figura 28. Alimentadores usuales para iluminar reflectores pasivos.

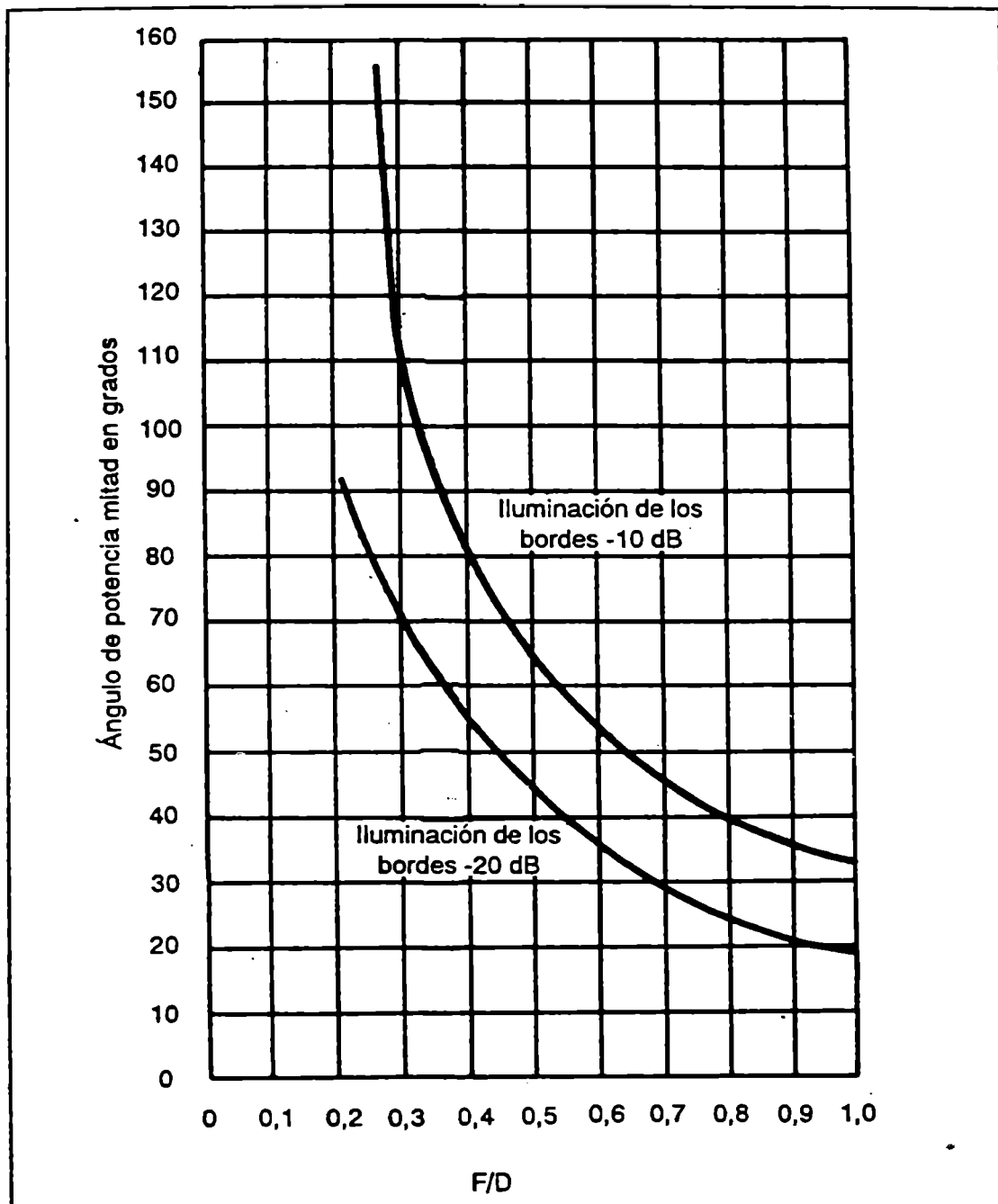


Figura 29. Ángulo de 3 db del diagrama de irradiación del alimentador iluminador del reflector vs. el f/D del reflector. Esta gráfica es para una iluminación en el borde de 10 db y de 20 db.

Tipos de alimentadores

Es imposible documentar todos los tipos de alimentadores existentes para reflectores. Como consecuencia mencionaremos los más típicos (fig. 28)

El alimentador usual es la bocina, debido a su simplicidad en el diseño, a su excelente impedancia y a su capacidad de manejar polarización.

El menos común es el dipolo con pantalla reflectora. Los dipolos cruzados pueden producir polarización circular en caso de transmisión, o detectar dos tipos de polarización en recepción. Generalmente los dipolos son usados en baja potencia. El ancho de banda manejado por los mismos es muy estrecho, comparándolo con el de una bocina.

En la figura 29 se puede determinar, conociendo la relación F/D del reflector y para una atenuación de 10 o 20 dB en los bordes, el ángulo potencia mitad del alimentador que se debe tener para lograr dichas características.

Debemos remarcar que los alimentadores que en la actualidad son los más utilizados por sus características, son la bocina cónica corrugada y la circular corrugada, las que derivan de la bocina cónica. Estos alimentadores serán analizados con más detalle al final de este capítulo.

3-26 Eficiencia de iluminación y eficiencia de sobreiluminación

Haremos el análisis de las ecuaciones (22) a (28) de tal forma de poder comprender como afectan los alimentadores en la eficiencia de antena y por lo tanto en sus características generales.

Si los diagramas del plano E y H son simétricos e idénticos

($A(\theta) = B(\theta)$) esto da que $\eta_x = 1$, además si los centros de fase son coincidentes ($\phi a(\theta) = \phi b(\theta)$) y están apropiadamente localizadas $\eta_p = 1$. Considerando el reflector ideal las eficiencias de superficie y bloqueo también serán del 100%.

En estas condiciones la eficiencia de apertura queda:

$$\eta = \eta_i \eta_s \tag{44}$$

Según las ecuaciones anteriores tendremos:

$$\eta_i = 2 \operatorname{ctg}(\theta / 2) \frac{\int_0^{\theta_0} |A(\theta)| \operatorname{tg}(\theta / 2) d\theta}{\int_0^{\pi} |A(\theta)|^2 \operatorname{sen}(\theta) d\theta} \quad (45)$$

Para lograr una eficiencia de apertura óptima hay un factor de compromiso entre la iluminación y la sobreiluminación. Esto se produce ya que si se ilumina el reflector con un haz angosto disminuyen los lóbulos laterales pero también disminuye el área efectiva de recolección de señal. Por otro lado si se sobre ilumina aumenta el área efectiva de recolección, pero desmejora los lóbulos laterales y por lo tanto aumentará la temperatura del sistema.

El ancho del haz no es extremadamente crítico si se desea obtener máxima eficiencia. Se puede demostrar que grandes eficiencias se pueden lograr con iluminaciones de bordes entre -8 a -12 dB.

Cálculos teóricos demuestran que con alimentadores con iluminación en los bordes de -10 dB se obtienen eficiencias entre 0,64 a 0,78 y con iluminaciones de -20dB se logran eficiencias de 0,55 a 0,63.

Los efectos en la práctica, debido a que en cálculo se consideran reflectores perfectos, en la mayoría de los casos no superan el 70%, excepto en casos particulares de doble reflector.

3-27 Antena bocina cónica corrugada

La obtención de un alimentador para reflectores parabólicos de características cercanas a las ideales en cuanto a iluminación y rechazo de radiación de tierra, ha sido y es motivo de numerosos trabajos. La bocina cónica corrugada (corrugated conical horn) es una de las mejores soluciones en la actualidad.

Este alimentador ha resultado una antena con bajos lóbulos laterales, diagrama de iluminación uniforme en su lóbulo principal y rotacionalmente simétrico, fun-

cionamiento en ancho de banda relativamente grande y una buena definición del centro de fase. Estas propiedades hace posible el uso de estas bocinas en numerosas aplicaciones.

3-28 Descripción

Los mecanismos de recepción de primer orden del campo eléctrico E en una bocina cónica es el observado en la figura 30a.

La principal fuente de lóbulos laterales es causada por el rayo difractado en los bordes. Estudios sobre este tema muestran que el campo magnético H difractado no produce contribuciones importantes en el diagrama de irradiación. Por lo tanto si se logran buenas condiciones de iluminación en los bordes en el plano E , se reducen los lóbulos laterales y se obtienen diagramas de irradiación iguales en los planos E y H .

Un método para controlar la contribución en el plano E , se logra produciendo una superficie corrugada en los laterales de la bocina mediante aletas como se observa en la figura 30b.

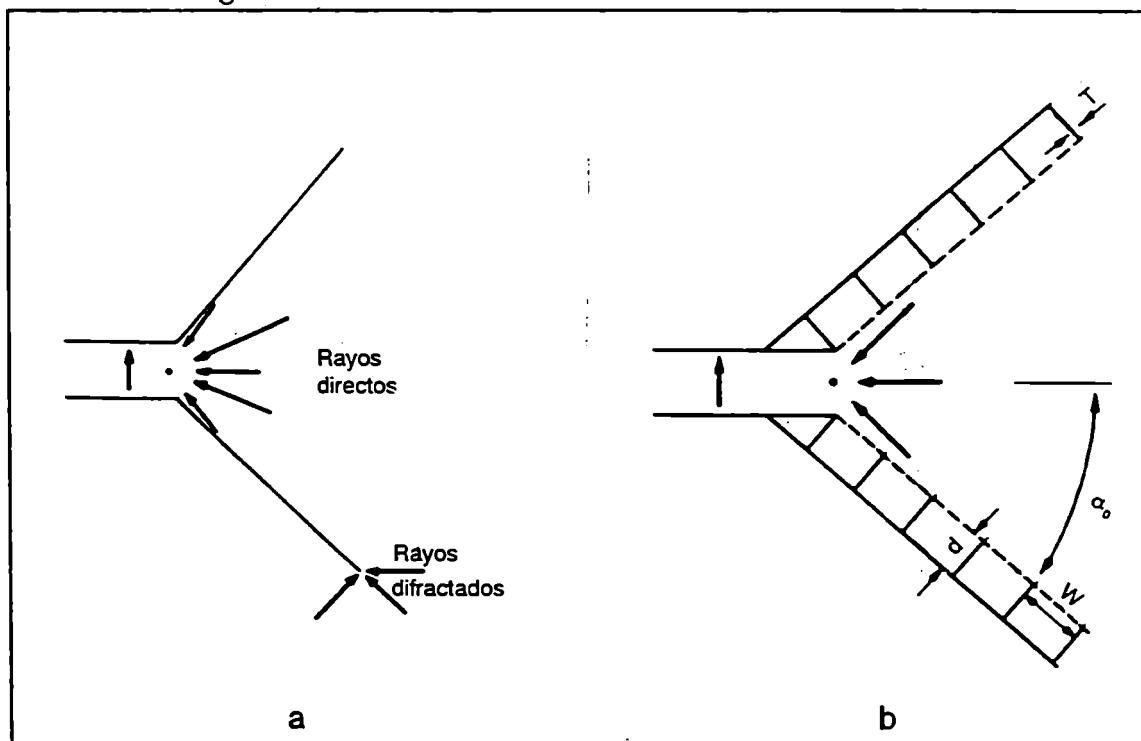


Figura 30 a. Alimentador cónico; b. Alimentador cónico corrugado.

Las aletas que forman la superficie corrugada sirven para reducir el rayo de incidencia paralelo a la superficie interna de la bocina. Ese efecto se logra construyendo las corrugaciones con características reactivas del tipo capacitivas ($\lambda/2 < d < \lambda/4$) en el plano E de la bocina. Varios trabajos realizados sobre modelos de este tipo de bocina describen procedimientos gráficos que permiten ser usados como guía de diseño.

3-29 Método de diseño

Uno de los parámetros de interés en el cálculo de un alimentador primario para iluminar un paraboloide de revolución como es nuestro caso, es el ángulo de potencia mitad $\alpha_{1/2}$, conociendo la relación distancia focal/diámetro del paraboloide y teniendo en cuenta el nivel de los lóbulos secundarios deseados.

En los gráficos dados en las figuras 31 y 32 pueden ser usados como guía de diseño y permiten evaluar los parámetros antes mencionados. El ángulo de potencia mitad $\alpha_{1/2}$ de la bocina corrugada, estimado por el gráfico de la figura 31, es calculado para el modo de propagación TE_{11} . El valor del ángulo de la bocina α_{10} necesario para formar un nivel de lóbulos laterales para un paraboloide puede ser calculado con la ayuda del gráfico de la figura 32, usando la relación F/D como parámetro.

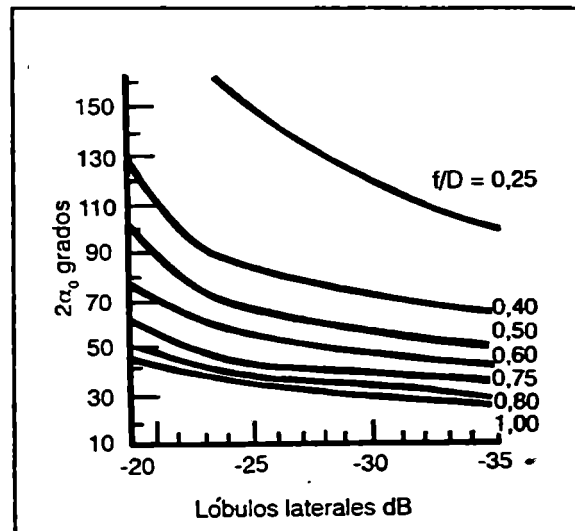
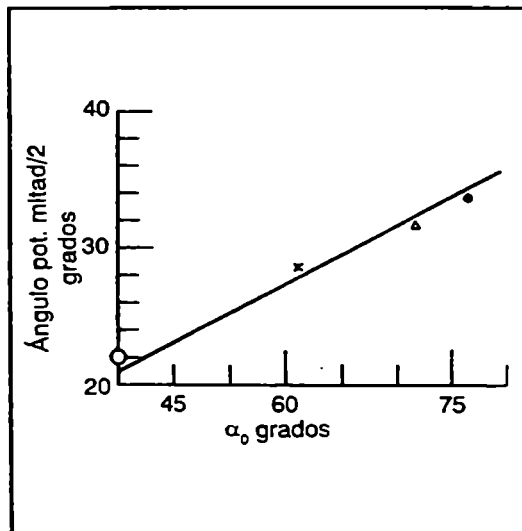


Figura 31. Ángulo de potencia mitad vs. ángulo físico del alimentador. **Figura 32.** Ángulo físico vs. lóbulos laterales.

El comportamiento de las superficies corrugadas es de mucho interés en el diseño de este tipo de bocinas y son tratadas con detalles por varios trabajos. Las dimensiones de las corrugaciones están vinculadas con el R.O.E., las corrientes de superficie que fluye por las mismas y las pérdidas de potencia que puedan originar.

Para que estas superficies operen efectivamente sobre un ancho de banda relativamente grande sus características deben ser:

a- una densidad de dos a cuatro corrugaciones por longitud de onda.

b- una profundidad "d" del orden de 0,4 de la longitud de onda de la frecuencia central.

c- ancho periódico de corrugaciones $W / (W + T)$ mayores de 0,8. Estos son buenos valores de compromiso si se desea lograr un diseño con las condiciones generales expuestas.

El centro de fase de este tipo de bocina se encuentra ubicado cercano a la garganta de la guía de onda circular. Debido a la presencia de la superficie corrugada se reduce la iluminación directa de los bordes en el plano \mathbf{E} y consecuentemente el mecanismo de radiación se hace similar al del plano \mathbf{H} , por lo tanto los centros de fase de los planos \mathbf{E} y \mathbf{H} coinciden.

3-30 Alimentador circular corrugado

Estos son alimentadores basados en una guía de onda circular con una serie de corrugaciones para mejorar sus características.

Es muy utilizado en comunicaciones satelitales debido a que se pueden lograr buenas características en las bandas de frecuencia de 4 Ghz y en 6 Ghz.

Generalmente en 4 Ghz se trabaja en el modo TE_{11} y en 6 Ghz en el modo TM_{11} .

Este tipo de alimentadores sólo puede usarse en reflectores que posean relaciones de distancia focal/diámetro de la antena menor que 0,35.

Esto es debido a que con estos alimentadores se logran ángulos de iluminación de potencia mitad mayores que 80 grados con iluminación de 10 dB en ángulos de 150 grados.

Una de las desventajas de los simples alimentadores circulares (sin corrugaciones) es la relación front to back, esto produce una diferencia entre los

diagramas de campo **E** y **H**. Estudios sobre el tema muestran que el campo **H** no produce contribuciones importantes en el diagrama de irradiación. Por lo tanto, como en las bocinas cónicas corrugadas, se deben obtener mejores condiciones en los bordes en el plano **E**. Uno de los métodos es colocar corrugaciones en los laterales con valores reactivos capacitivos, de forma de alterar el campo **E**. Se produce como consecuencia una considerable mejora de la relación front to back, lográndose características de irradiación y de fase satisfactorias.

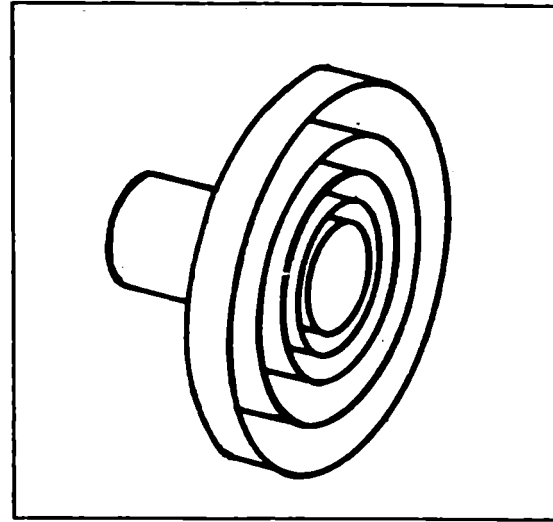


Figura 33. Alimentador circular corrugado.

3-31 Diseño

Todas las medidas del alimentador intentan obtener una mejor relación front to back y una eculización entre los diagramas del campo **E** y **H** con centros de fase coincidentes.

El diámetro de la guía de onda del alimentador debe exceder de 0,586 de la longitud de onda en el aire. Si el diámetro es menor que este valor se estaría trabajando por debajo de la frecuencia de corte de la guía de onda produciéndose serios problemas de atenuación. Valores entre 0,65 y 0,85 son adoptados.

Las corrugaciones intentan suprimir las corrientes de superficie que fluyen sobre ella, originadas por el campo **E** que se generan en las paredes externas de la guía de onda y por efecto de difracción producirían una desmejora de las características del alimentador. Es por eso que las longitudes de las corrugaciones deben tener valores reactivos capacitivos para producir una derivación a tierra. Por lo tanto las longitudes deben estar entre un cuarto y media longitud de onda en el aire. En forma similar al caso de bocina cónicas, se aconseja una densidad de dos a cuatro corrugaciones por longitud de onda. Para que la superficie opere sobre un ancho de banda grande se aconseja que las corrugaciones sean de 0,4 de la longitud de onda de la frecuencia tomada como central y que el período $W / (W + T)$ sea mayor que 0,8 (figura 34)

La longitud del alimentador L preferentemente debe exceder una longitud de onda. Para mayores diámetros de la guía de onda, menores longitudes L del alimentador. Para $d = 0,7$ de la longitud de onda se tienen longitudes del alimentador de $1,8$ de la longitud de onda.

El centro de fase de estos alimentadores se encuentran cercano a la garganta de la guía de onda y se puede determinar prolongando los lados del ángulo de potencia mitad haciéndolos coincidir con los extremos de la guía de onda, la intersección de los lados con el eje central de la guía determinan el centro de la fase.

Experimentalmente se ha encontrado que en estos tipos de alimentadores, algunas mejoras en la eficiencia de la iluminación producen una desmejora en la característica de fase. Generalmente en el diseño óptimo la relación diámetro de las corrugaciones/diámetro de la guía ($D1 / D$) y la distancia a la que se colocan las corrugaciones ($L1$) son experimentalmente determinadas para producir mejores características de amplitud y fase.

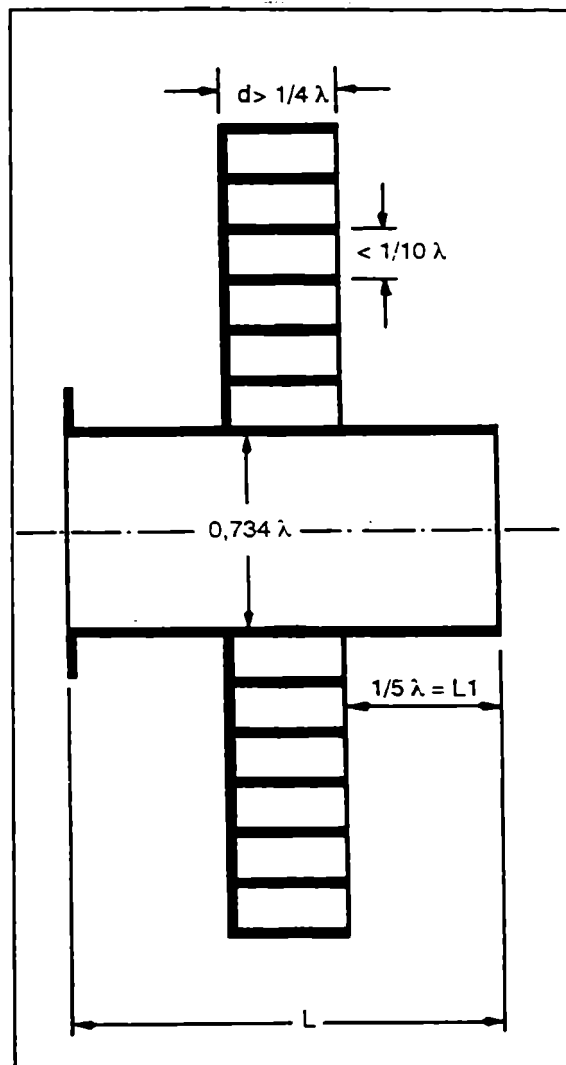
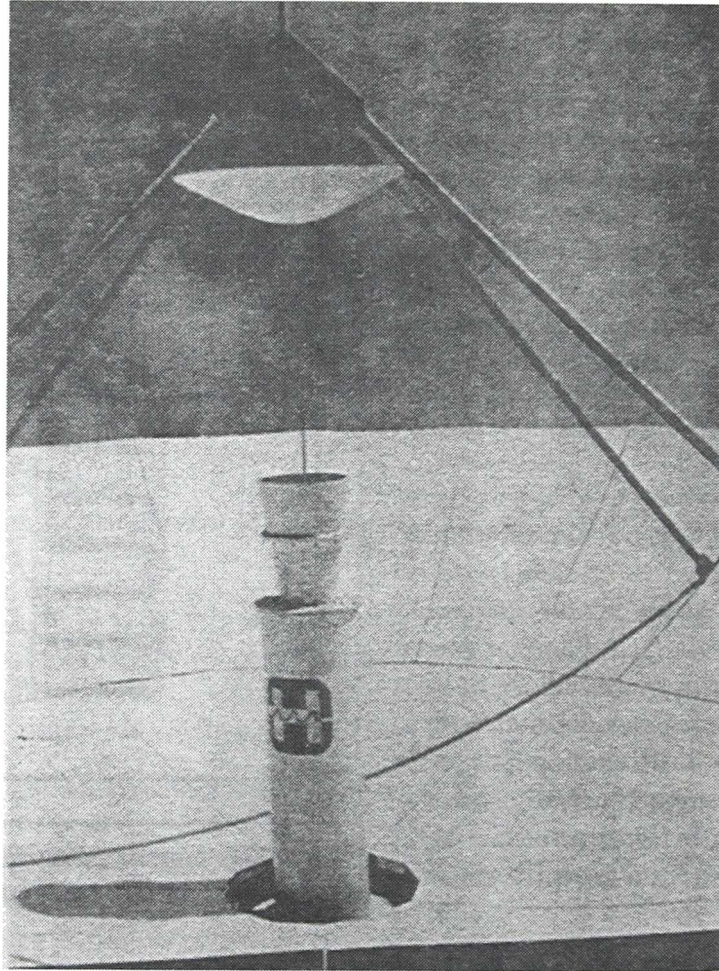


Figura 34. Típicas dimensiones físicas de alimentador circular corrugado.



Detalle de una antena de 11 metros, instalada en el Sistema Nacional de Comunicaciones Vía Satélite de Argentina, con montaje del tipo Cassegrain. (cortesía de la empresa PROPULSA S. A.)

RECEPTORES

4

4-1 Estación receptora

Las estaciones receptoras en longitudes de ondas de microondas, generalmente constan de un cabezal de receptor, situado en la misma antena, el cual amplifica la señal captada por ésta y la convierte a una frecuencia intermedia. Esta frecuencia más baja permite la correcta conducción de la señal por cable coaxial a la parte del receptor colocado en un lugar conveniente quien procesa la señal en forma adecuada y la detecta o la demodula. Este proceso que recibe la señal es generalmente utilizado no solamente para recepción satelital sino que es válido para la recepción de microondas de enlaces de rayo directo, estudios radioastronómicos, etc. Debemos señalar que aunque en algunos casos los objetivos son totalmente distintos, los conceptos y fundamentos pueden usarse en distintas disciplinas.

El siguiente gráfico nos clarifica lo expuesto anteriormente.

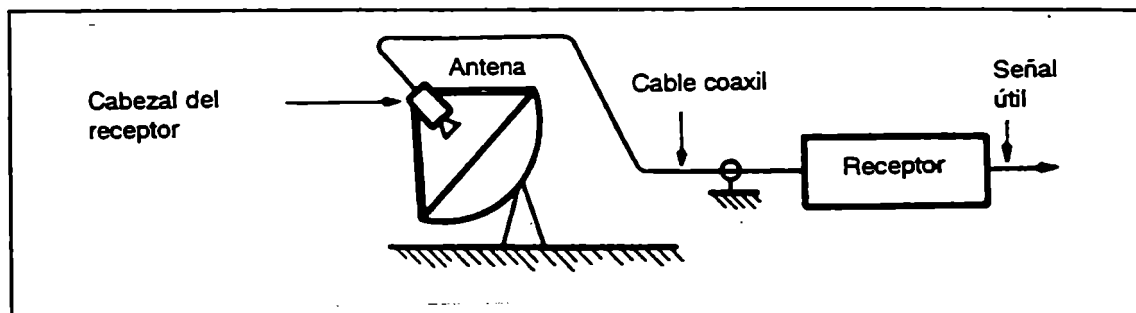


Figura 1. Estación receptora.

A continuación analizaremos las distintas partes de estos bloques, especialmente las vinculadas con las disciplinas de microondas, además se analizarán los parámetros y características esenciales para el diseño y medidas de las distintas partes.

4-2 Cabezales de receptores

Este va ubicado en el foco del reflector parabólicos para antenas de foco primarios o en el vértice de la parábola en el caso de sistemas de doble reflector.

El cabezal esta formado por el alimentador principal, tratado en el capítulo 3, polarizador, en el caso que se quiera recibir polarización circular, transmisión de guía de onda rectangular a coaxil, amplificador de RF de bajo ruido (LNA), filtro de rechazo de imagen, mezcladores, y amplificadores de FI

La siguiente figura muestra un cabezal de receptor para uso en recepción satelital doméstica.

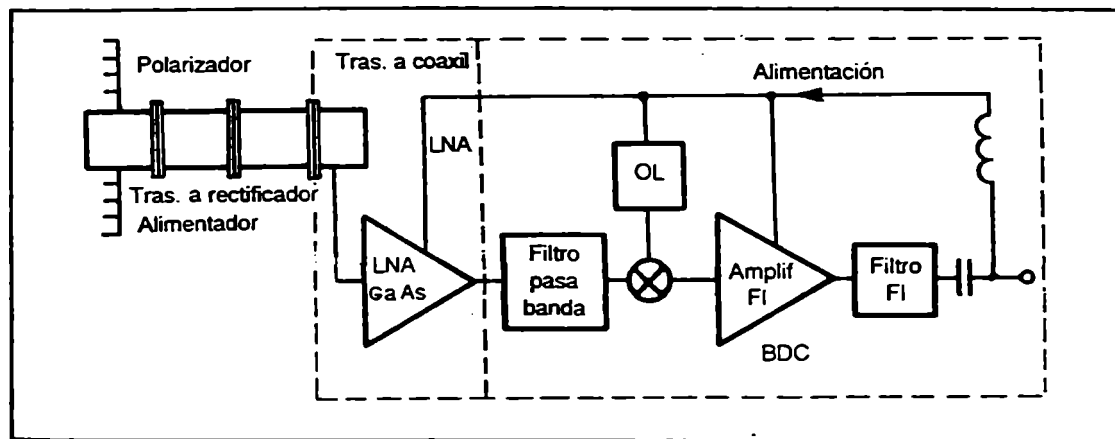


Figura 2. Cabezal de receptor.

El alimentador principal se considera como parte del cabezal receptor porque esta físicamente solidario a él. El alimentador permite iluminar convenientemente al reflector parabólico y sus características son de vital importancia para obtener un buen valor de eficiencia de apertura como se detalló en el capítulo 3. Por lo tanto empezaremos analizando polarización para luego entender los polarizadores.

4-3 Polarización

Si se considera una onda plana que avanza en el sentido positivo de las Z y con el campo eléctrico orientado según el eje Y, se la puede representar segun la expresión:

$$E_y = E_{01} e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (1)$$

considerando la propagación en un medio no disipativo. Tomando la parte imaginaria de la expresión se tiene:

$$E_y = E_{01} \text{sen}(\omega t - \beta z) \quad (2)$$

Si ésta es la única componente de campo eléctrico se dice que el campo está polarizado en la dirección de Y, y puesto que siempre el vector esta contenido en el eje Y a través del tiempo se dice que la onda esta linealmente polarizada. fig. 3.

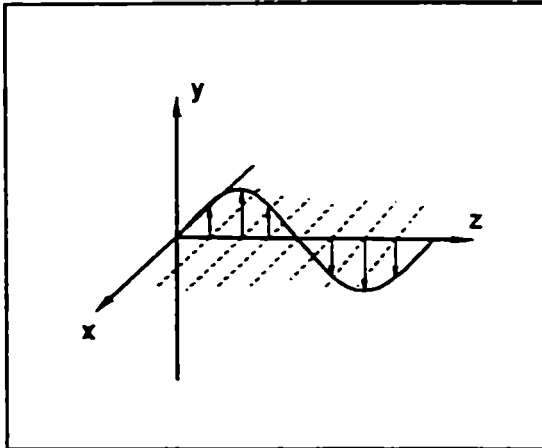


Figura 3. Campo eléctrico de una onda polarizada linealmente contenida en el eje Y.

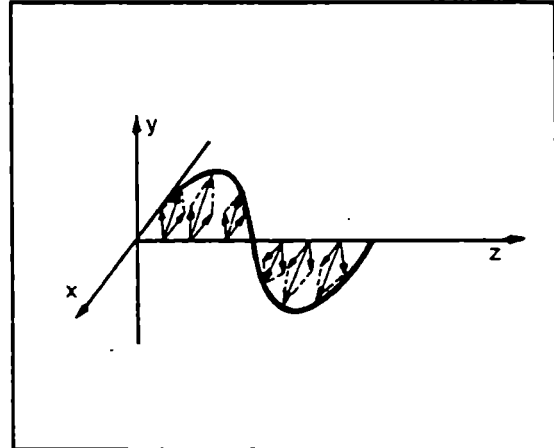


Figura 4. Campo eléctrico de una onda polarizada linealmente contenida en un plano distinto al X e Y.

Sin embargo, el vector campo eléctrico puede ser el resultado de dos componentes ortogonales que son perpendiculares a la dirección de propagación, y además estas componentes pueden estar en fase temporal o no. Si las componentes están en fase temporal el campo eléctrico tendrá una dirección resultante como resultado de las magnitudes relativas de E_x y E_y .

Tanto en el caso anterior donde el campo eléctrico total está sobre un eje como en este último caso donde la dirección del vector campo eléctrico resultante es constante con el tiempo se dice que la onda está polarizada linealmente. fig. 4.

Si las componentes E_x y E_y no están en fase temporal, es decir que si cada una de las componentes alcanzan su valor máximo en diferentes instantes de tiempo la dirección del vector eléctrico resultante variará con el tiempo. En este caso el lugar geométrico del punto extremo del vector campo eléctrico resultante describirá una

elipse y se dice que la onda tiene una polarización elíptica, o está elípticamente polarizada. Sean las componentes E_x y E_y dadas por:

$$E_x = E_{01} \text{sen}(\omega t - \beta z) \quad (3)$$

$$E_y = E_{02} \text{sen}(\omega t - \beta z + \delta) \quad (4)$$

cuya suma da por resultado una polarización elíptica, donde E_{01} , es la amplitud de la componente según el eje X que está linealmente polarizada y E_{02} , es la amplitud de la componente según el eje Y que también está linealmente polarizada. δ es el ángulo de fase temporal, mediante el cual se puede observar que E_y precede a E_x puesto que se toma a E_x como referencia. El campo total resultante de la suma de las dos componentes linealmente polarizadas es:

$$E = i E_{01} \text{sen}(\omega t - \beta z) + j E_{02} \text{sen}(\omega t - \beta z + \delta) \quad (5)$$

Evaluando ahora la expresión en función del tiempo en un punto para el cual $Z = 0$ se puede obtener el lugar geométrico del vector campo eléctrico total E resultante.

En general las ecuaciones de E_x y E_y son las ecuaciones paramétricas de una elipse si $Z = 0$, o sea

$$E_x = E_{01} \text{sen}(\omega t) \quad (6)$$

$$E_y = E_{02} \text{sen}(\omega t + \delta) \quad (7)$$

donde ωt es la variable independiente, operando sobre E_y se obtiene

$$E_y = E_{02} (\text{sen}(\omega t) \cos(\delta) + \text{sen}(\delta) \cos(\omega t)) \quad (8)$$

y como $\text{sen}(\omega t) = E_x / E_{01}$ y $\cos(\omega t) = \sqrt{1 - \text{sen}^2 \omega t}$;

$$\Rightarrow \cos(\omega t) = \sqrt{1 - (E_x / E_{01})^2} \quad (9)$$

Reemplazando en la ecuación de E_y resulta

$$E_y / E_{02} = (E_x / E_{01}) \cos \delta + \sqrt{1 - (E_x / E_{01})^2} \text{sen} \delta \quad (10)$$

$$\Rightarrow ((E_y / E_{02}) - (E_x / E_{01}) \cos \delta)^2 = \text{sen}^2 \delta - (E_x / E_{01})^2 \text{sen}^2 \delta \quad (11)$$

$$\Rightarrow (E_x / E_{01})^2 - 2 (E_x E_y / E_{01} E_{02}) \cos \delta + (E_y / E_{02})^2 = \text{sen}^2 \delta \quad (12)$$

Dividiendo por $\text{sen}^2 \delta$ queda:

$$A E_x^2 - B E_x E_y + C E_y^2 = 1 \quad (13)$$

que es la ecuación de una elipse cuyos ejes en general no coinciden ni con el eje X ni con el eje Y donde

$$A = \frac{1}{E_{01}^2 \text{sen}^2 \delta} \quad (14) \quad B = \frac{2 \cos \delta}{E_{01} E_{02} \text{sen}^2 \delta} \quad (15) \quad C = \frac{1}{E_{02}^2 \text{sen}^2 \delta} \quad (16)$$

Si las amplitudes de las ondas son iguales y la fase δ es $\pi/2$ se obtiene un caso particular para el cual la polarización es circular, es decir que el lugar geométrico, que describe el extremo del vector campo eléctrico resultante es una circunferencia.

En el caso de polarización circular

$$E_{01} = E_{02} \quad \delta = \pi/2 \quad (17)$$

Por lo tanto el campo total es

$$E = E_{01} (\text{sen } \omega t + \text{cos } \omega t) \quad (18)$$

En este caso el vector campo eléctrico total rota con una velocidad angular que es igual a la velocidad angular de cada uno de los vectores que lo forman y con un

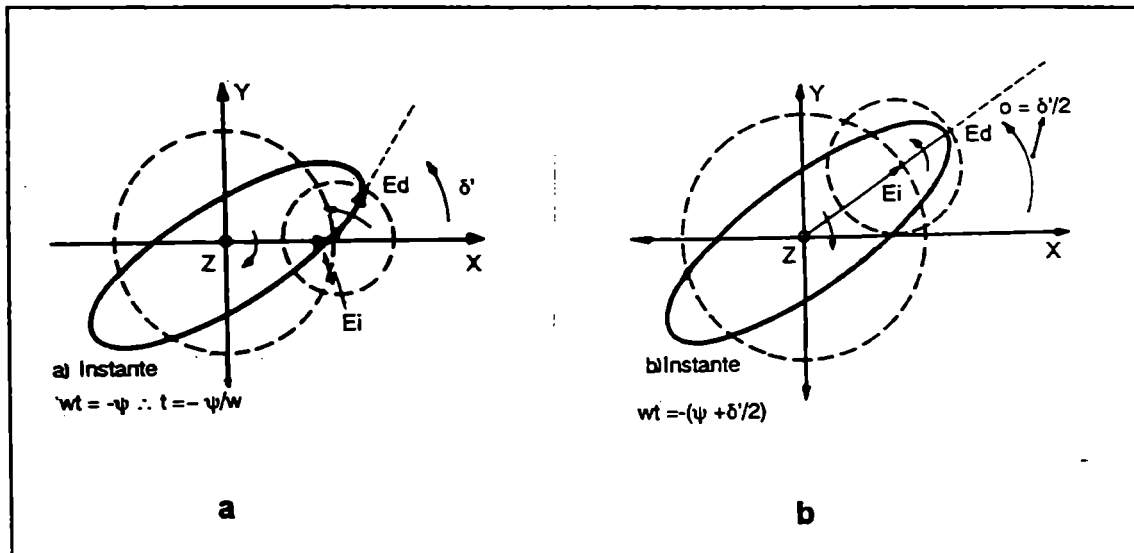


Figura 5. Descomposición de una onda polarizada elípticamente en componentes de polarización circular.

sentido que es contrario a las agujas del reloj. De acuerdo con las normas que ha fijado el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (I.E.E.E.) de los EE.UU., se dice que una onda esta polarizada circularmente en el sentido derecho si el vector campo eléctrico rota con las agujas del reloj para un observador que mira la onda alejarse hacia la dirección de propagación, el otro sentido evidentemente es el que se denomina polarización circular de sentido izquierdo. Estos sentidos de rotación surgen si $\delta = \pi / 2$ o $\delta = -\pi / 2$.

4-4 Componentes de polarización lineal y circular

Se ha visto anteriormente que el vector campo eléctrico \mathbf{E} en un plano transversal a la dirección de propagación se lo puede descomponer en dos componentes que estarán alineadas a lo largo de los ejes X e Y, por lo tanto:

$$\mathbf{E}(t) = i E_x(t) + j E_y(t) \quad (19)$$

y si el campo es el resultado de una sola frecuencia f se lo puede expresar como

$$\mathbf{E}(t) = i E_{01} \cos \omega t + j E_{02} \cos (\omega t + \delta) \quad (20)$$

donde se ha elegido la referencia de tiempo de tal modo que E_x es máximo cuando $t = 0$.

$E_x(t)$ y $E_y(t)$ se denominan componentes de polarización lineal del campo total \mathbf{E} . De esta manera la parte derecha de la ecuación anterior esta formada por dos campos linealmente polarizados y ortogonales que difieren por medio de una fase temporal .

El caso más general es cuando el vector campo eléctrico total describe en el tiempo sobre el plano XY un lugar geométrico elíptico denominado **elipse de polarización**. Esta elipse puede degenerar en una recta obteniéndose una polarización lineal si E_{01} o E_{02} son nulos o cuando el ángulo de fase temporal es nulo o $n\pi$. También la elipse puede degenerar en una circunferencia lo cual ocurre cuando las magnitudes de las componentes E_{01} y E_{02} son iguales y la fase temporal δ es $\pi / 2$ o $-\pi / 2$, obteniéndose de esta manera una polarización circular derecha o polarización circular izquierda.

Analizando la ecuación anterior se puede ver que el ángulo de fase está dado por valores que se ubican entre 0° y 180° , el vector \mathbf{E} total rota en el espacio desde E_y hacia E_x mientras que si δ está entre 180° y 360° o sea entre 0° y -180° , el vector

rota en el espacio desde E_x hacia E_y . Entonces según la norma I.E.E.E. se tiene una onda de polarización elíptica derecha, si $0^\circ \leq \delta \leq -180^\circ$ y de polarización elíptica izquierda, si $0^\circ < \delta < 180^\circ$.

Por lo tanto se tendrá un campo eléctrico de polarización circular derecha si:

$$E = E_{01} (i \cos(\omega t) + j \cos(\omega t - \pi / 2)) \quad (21)$$

$$E = E_{01} (i \cos(\omega t) + j \text{sen}(\omega t)) \quad (22)$$

donde $E_{01} = E_{02} = E_D$

Se denomina a E_D al valor máximo de campo eléctrico de polarización circular derecha, por lo tanto:

$$E = E_D (i \cos(\omega t) + j \text{sen}(\omega t)) \quad (23)$$

E será entonces el campo total de polarización circular derecha que se lo puede denominar $E_D(t)$.

Por otro lado se tendrá un campo eléctrico de polarización circular izquierda si:

$$E = E_{01} (i \cos(\omega t) + j \cos(\omega t + \pi / 2)) \quad (24)$$

$$E = E_{01} (i \cos(\omega t) - j \text{sen}(\omega t)) \quad (25)$$

y como $E_{01} = E_{02} = E_I$

Se denominará entonces E_I valor máximo de campo eléctrico de polarización circular izquierda o sea:

$$E = E_I (i \cos(\omega t) - j \text{sen}(\omega t)) \quad (26)$$

donde E será el campo total de polarización circular izquierda, llamada también $E_I(t)$.

De acuerdo a lo visto anteriormente, una onda plana arbitrariamente polarizada se la puede expresar en términos de las componentes lineales X e Y o sea:

$$E(t) = i E_{01} \cos \omega t + j E_{02} \cos (\omega t + \delta) = E_x(t) + E_y(t) \quad (27)$$

Pero también se puede expresar en términos de las componentes ortogonales de polarización circular, o sea:

$$E(t) = E_I(t) + E_D(t) \quad (28)$$

$$E_I(t) = E_I (i \cos(\omega t) - j \operatorname{sen}(\omega t)) \quad (29)$$

$$E_D(t) = E_D (i \cos(\omega t + \delta) + j \operatorname{sen}(\omega t + \delta)) \quad (30)$$

con lo cual: $E_x(t) + E_y(t) = E_I(t) + E_D(t) \quad (31)$

Se puede ver en la figura 5 como una onda elíptica puede ser descompuesta en sus componentes de polarización lineal o de polarización circular. El sentido de giro del campo eléctrico total está dado, como ya se ha visto, por el valor del ángulo de fase temporal entre las componentes de polarización lineal, pero también este sentido de giro estará dado por el sentido de giro de la componente de polarización circular de mayor amplitud, puesto que esta imprimirá su sentido al campo total. En el caso que las componentes ortogonales de polarización circular sean de igual amplitud, el resultado será una polarización lineal, y por supuesto cuando una de las componentes sea nula se tratará de una polarización circular con el sentido de la componente cuya existencia sea real.

Para que realmente se mantenga una referencia original de tiempo dado por la ecuación (27) se debe introducir un ángulo de fase temporal δ en ambos términos de las componentes ortogonales circulares y la fase temporal δ que aparece en los términos de la componente de polarización circular derecha, tiene en cuenta la diferencia de fase temporal que puede existir entre las componentes de polarización circular derecha y polarización circular izquierda.

Por lo tanto la expresión más correcta para poderla relacionar con la correspondiente a las componentes lineales es:

$$E(t) = E_I (i \cos(\omega t + \psi) - j \operatorname{sen}(\omega t + \psi)) + E_D (i \cos(\omega t + \psi + \delta') + j \operatorname{sen}(\omega t + \psi + \delta')) \quad (32)$$

En la figura 5 se puede ver el efecto del ángulo de la fase temporal y además se puede ver el ángulo de la inclinación de la elipse, respecto del eje horizontal, (eje X) (ángulo τ)

Para un instante de tiempo $t = -\psi / \omega$ la expresión del campo total resulta:

$$E(-\psi / \omega) = E_I (i \cos(0) - j \operatorname{sen}(0)) + E_D (i \cos(\delta') + j \operatorname{sen}(\delta')) \quad (33)$$

Se puede ver que el campo E_i está orientado en la dirección i y el campo E_D está orientado con un ángulo δ' respecto al eje anterior.

En la figura 5 se puede ver claramente que el ángulo de inclinación τ está relacionado con la diferencia de fase δ' entre las dos componentes de polarización circular.

Este ángulo de inclinación de la elipse es de fundamental importancia ya que en la práctica es uno de los parámetros de medición directa. No ocurre lo mismo con el sentido de giro que se deberá determinar mediante mediciones con antenas de referencia de sentido de giro perfectamente determinado.

Si se observan las figuras anteriores se puede ver que el eje mayor de la elipse está formado por la suma de las amplitudes de las componentes de polarización circular, o sea:

$$\text{EJE MAYOR} = 2 (E_i + E_D) \quad (34)$$

Análogamente la longitud del eje menor resulta:

$$\text{EJE MENOR} = 2 (E_i - E_D) \quad (35)$$

Se define la relación axial de la elipse al cociente del eje mayor respecto del eje menor de la elipse de polarización, o sea:

$$r = \frac{E_D + E_i}{E_D - E_i} \quad (36)$$

El signo dado por el denominador determina el sentido de la polarización elíptica; r será positivo para el sentido derecho de la polarización elíptica y negativo para la polarización elíptica izquierda.

Además se puede ver de las figuras anteriores que se obtiene una polarización circular izquierda cuando la relación E_D / E_i tiende a cero, se obtiene una polarización lineal cuando la relación E_D / E_i tiende a uno, y se obtiene una polarización circular derecha cuando la relación E_D / E_i tiende a infinito.

A esta relación se la identifica con el símbolo RPC y se lo designa como relación de polarización circular, o sea:

$$\text{RPC} = E_D / E_i = \text{tg } \gamma \quad (37)$$

Se utiliza normalmente esta última denominación en la práctica en vez de la relación axial, no obstante están relacionadas por medio de las expresiones:

$$\text{RPC} = \frac{r + 1}{r - 1} \quad \text{y} \quad r = \frac{\text{RPC} + 1}{\text{RPC} - 1} \quad (38)$$

También se acostumbra a expresar r y RPC en decibeles:

$$r(\text{dB}) = 20 \log \frac{E_D + E_I}{E_D - E_I} \quad (39)$$

Se emplea el valor absoluto para evitar el logaritmo de un número negativo. El sentido de rotación se deberá indicar en forma separada y el valor de $r(\text{dB})$ variará desde cero para polarizaciones circulares de ambos sentidos hasta infinito para una polarización lineal.

La relación RPC también se puede expresar en decibeles:

$$\text{RPC}(\text{dB}) = 20 \log [E_D / E_I] \quad (40)$$

En este caso el sentido de rotación quedará incluido puesto que $\text{RPC}(\text{dB})$ varía desde menos infinito para polarización circular izquierda, a cero para polarización lineal y a más infinito para polarización circular derecha. El mismo criterio se adopta para determinar la relación de polarización lineal RPL:

$$\text{RPL} = 20 \log [E_y / E_x] \quad (41)$$

4-5 Polarizador

Debido a que una señal emitida por el satélite en algunos casos es circularmente polarizada, una forma de captar toda la energía es transformarla de circular a lineal utilizando el polarizador como se explicará a continuación. Supongamos una onda electromagnética en un plano cualquiera, esta se puede descomponer en dos ondas una en el plano X y otra en el plano Y que están en fase por lo tanto el plano de la onda principal permanecerá invariable.

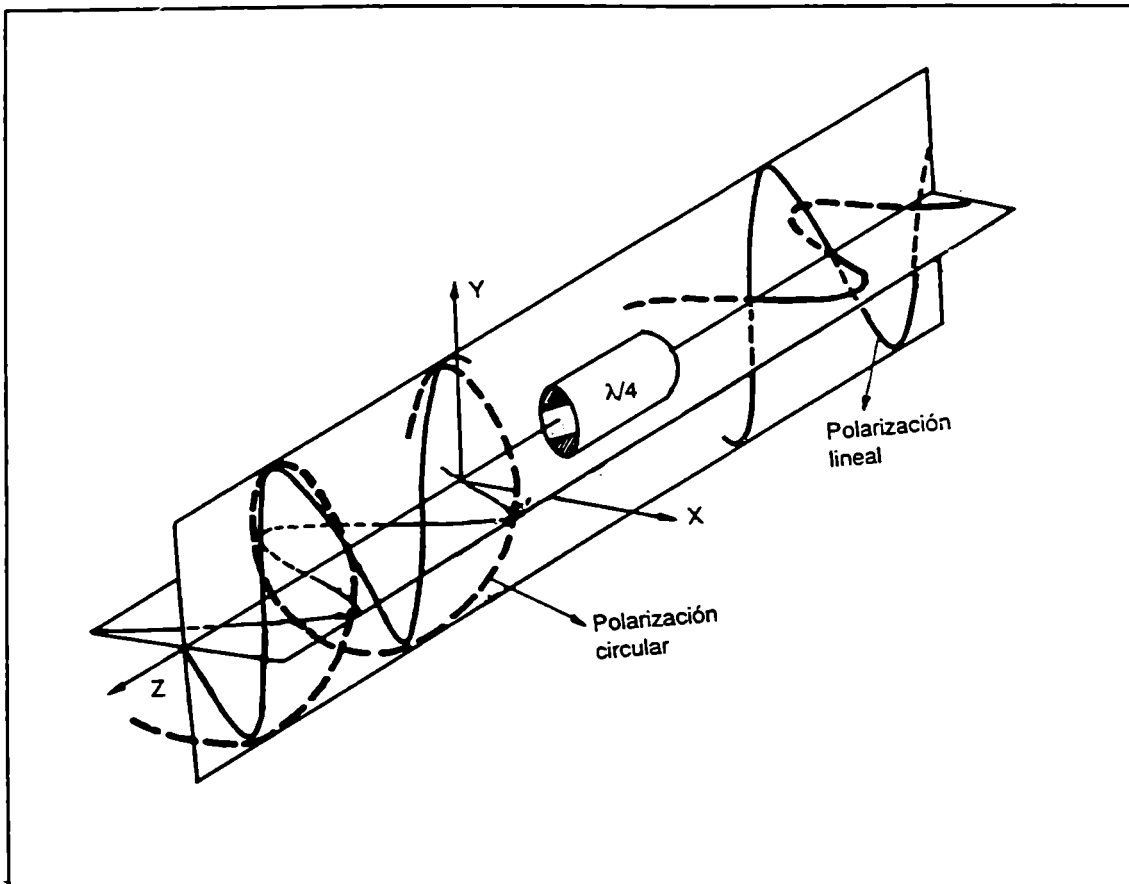


Figura 6. Esquema de un polarizador actuando sobre una onda polarizada circularmente.

Si ahora introduzco un desfase de 90 grados a una de las dos componentes el vector resultante de la onda principal no se mantendría en el mismo plano y comenzara a rotar transformándose en una onda polarizada circularmente.

Por lo tanto la función que cumple un elemento polarizador será introducir un desfase de 90 grados en uno de los planos de una señal polarizada y transformarla, si es circular en lineal y si es lineal en circular. En este caso recibimos una señal polarizada circularmente entonces el objeto es transformarla en lineal. Para desfasar la señal en 90 grados se puede hacer mediante una reactancia capacitiva o inductiva.

La polarización circular generalmente es detectada o generada en guías de ondas simétricas de modo dual, (cuadradas o redondas).

Los tres tipos de desfases de $\lambda/4$ más comunes en una guía de onda circular se muestran a continuación.

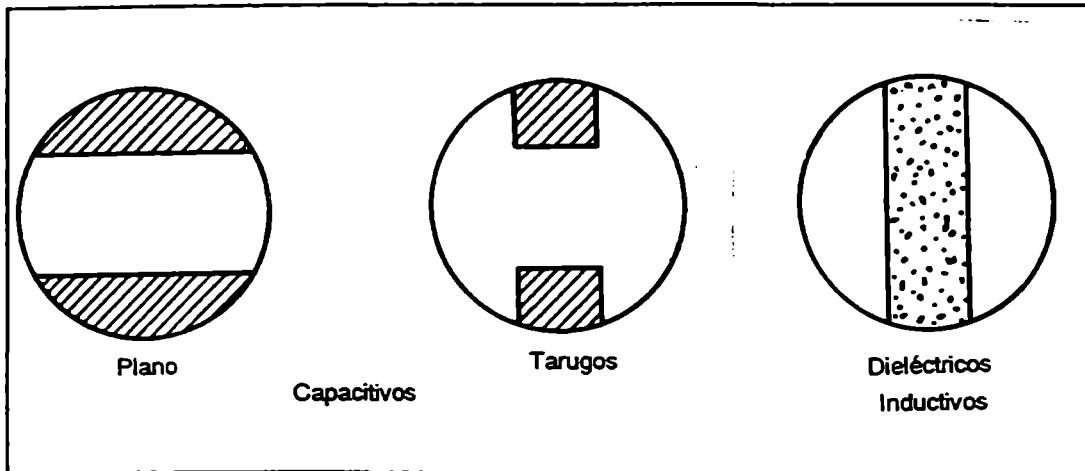


Figura 7. Desfasadores útiles para implementar polarizadores.

4-6 Polarizador capacitivo

Para que el circuito tenga un ancho de banda grande es aconsejable tener capacidad de bajo valor por lo tanto se introduce muchos capacitores de valor pequeño, cuanto mayor es su número mayor será el ancho de banda del polarizador.

La separación entre los capacitores para poder cubrir cualquier valor de reactancia deberá ser $\lambda_g / 4$, para esto se adoptó el mismo criterio que para doble tacos (stub).

El valor que deben tener cada uno se puede aproximar sabiendo que si todos estan igualmente espaciados sus susceptancias deben seguir los valores de los coeficientes binomiales, es decir para cinco elementos será:

$$Wc \quad 4Wc \quad 8Wc \quad 4Wc \quad Wc$$

Por lo tanto los valores de la reactancia normalizadas serán:

$$-1 \quad -0,25 \quad -0,125 \quad -0,25 \quad -1$$

Entonces veremos como encontrar las formas que tendrán estos capacitores. En microondas se pueden construir introduciendo tarugos de forma cilíndricas con un diametro (d) y una profundidad (b). En el siguiente gráfico se puede determinar la reactancia normalizada en función de la relación profundidad de los tarugos/radio de la guía y como parámetro el diámetro de los tarugos en forma aproximada.

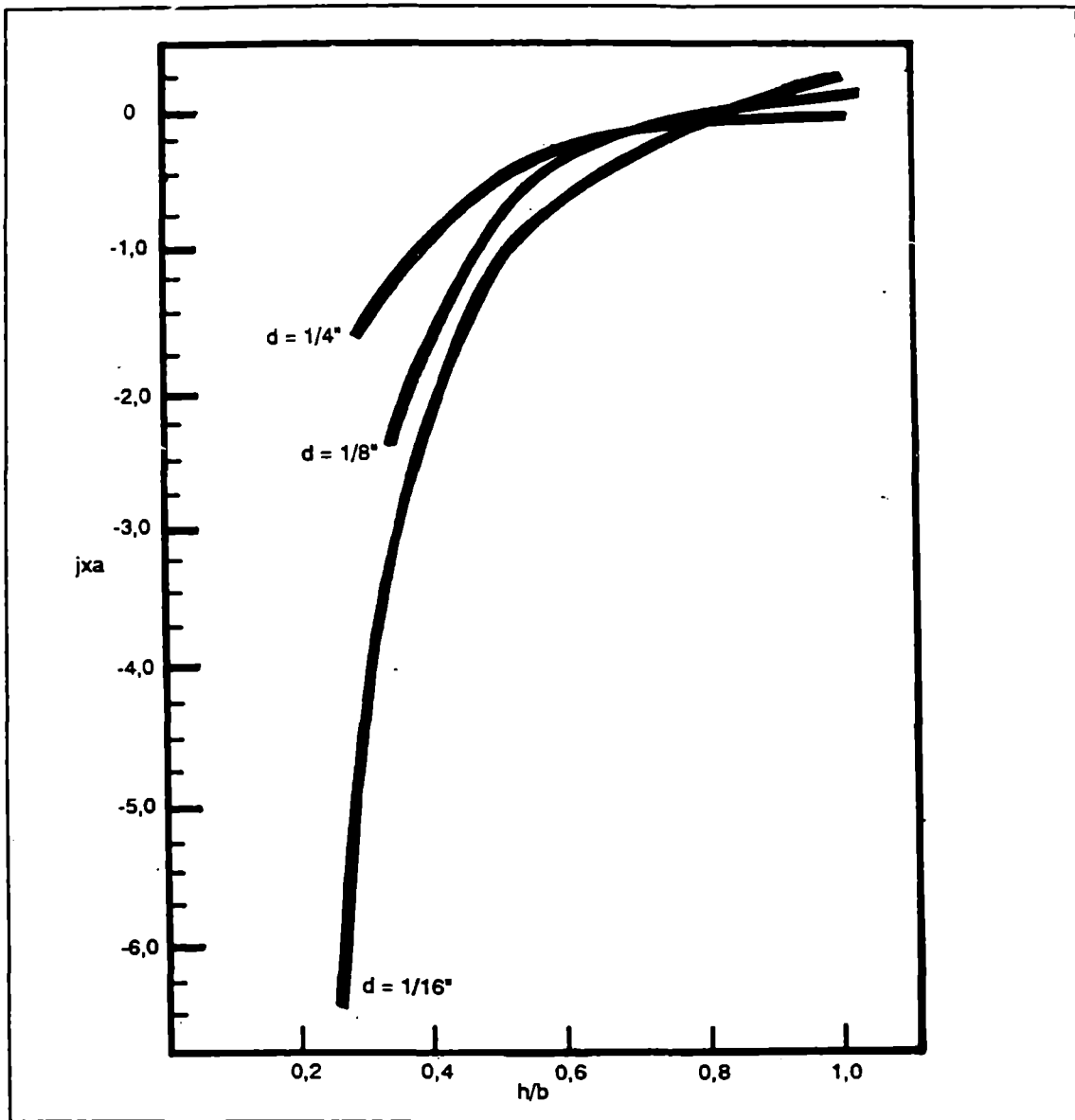


Figura 8. Reactancia vs. Profundidad de los tarugos.

4-7 Sistema ortomodo

Este sistema se utiliza cuando se desea recibir simultáneamente las dos polarizaciones opuestas al mismo tiempo.

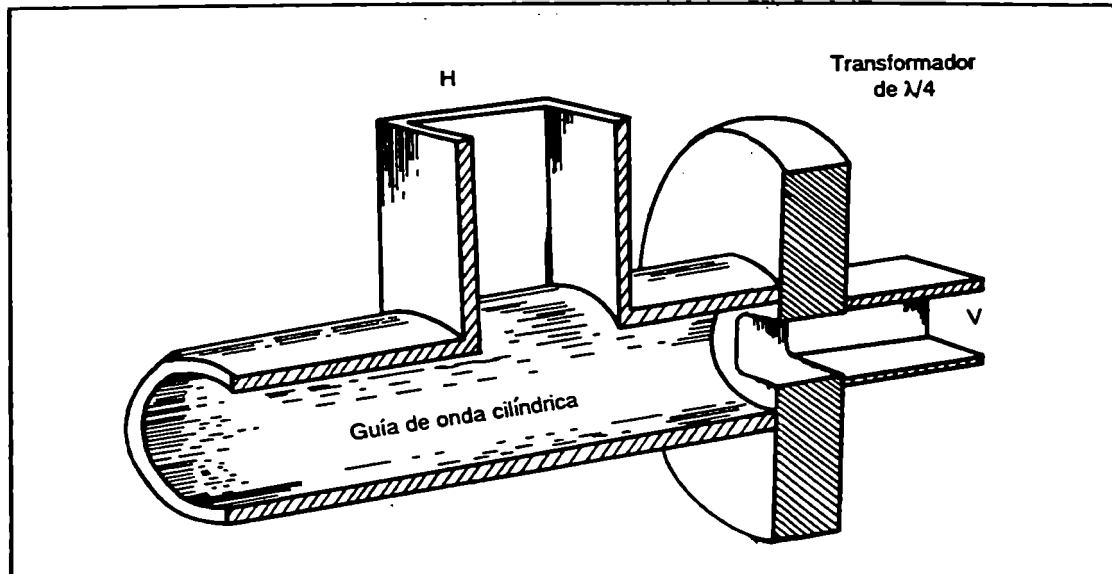


Figura 9. Polarizador ortomodo.

Las dimensiones de las guías, tanto circular como cilíndricas, determinan su impedancia; (capítulo 2).

Al pasar de una guía de onda cilíndrica a una rectangular, como vemos en el modo V, normalmente hay que adaptar la impedancia que en este caso se realiza con un transformador de $\lambda/4$. Para el modo H la apertura del transformador de $\lambda/4$ es tal que funciona como un corto circuito para dicha puerta, la cual se encontrará a una distancia de este corto de aproximadamente $\lambda/4$, por lo tanto la puerta H ve hacia atrás una impedancia tan alta que no carga al sistema.

El cálculo del transformador de $\lambda/4$ se analiza a continuación, dicho adaptador es de uso muy común, como el caso de transiciones de guía de onda cilíndrica a rectangular, detallada en el párrafo siguiente.

4-8 Transición de guía de onda cilíndrica a rectangular

Como los modos primarios TE de una guía rectangular y cilíndrica son similares, éstas pueden ser excitadas directamente.

Pero debido a sus impedancias características, (capítulo 2), las que no son iguales se produce una desadaptación, y en el caso que la rectangular esté terminada abruptamente en la cilíndrica, se produce una relación de onda estacionaria de 2.

Los métodos más utilizados para adaptar son el de transformador de cuarto de longitud de onda y el de transición gradual.

El transformador de $\lambda/4$ surge del análisis de la ecuación de la línea de transmisión deducida en el capítulo 2, donde se había expresado que:

$$Z_{ent} = Z_0 \frac{Z_c \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l}{Z_c \sinh \gamma l + Z_0 \cosh \gamma l} \quad (42)$$

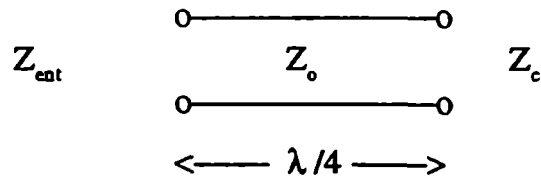
Siendo la constante de propagación $\gamma = \alpha + j \beta$, y suponiendo válido que en longitudes cortas, la atenuación es cero, queda:

$$Z_{ent} = Z_0 \frac{Z_c \cosh j \beta l + Z_0 \sinh j \beta l}{Z_c \sinh j \beta l + Z_0 \cosh j \beta l} \quad (43)$$

Desarrollando los \cosh y \sinh , podemos expresar la ecuación anterior como:

$$Z_{ent} = Z_0 \frac{Z_c \cos \beta l + j Z_0 \sin \beta l}{j Z_c \sin \beta l + Z_0 \cos \beta l} \quad (44)$$

Como el sistema es:



La longitud de $l = \lambda/4$ por lo tanto

$$\beta l = (2 \pi / \lambda) l = (2 \pi / \lambda) (\lambda / 4) = \pi / 2 \quad (45)$$

Luego

$$Z_{ent} = Z_0^2 / Z_c \quad (46)$$

Asimilando $Z_{ent} = Z$ guía de onda rectangular y $Z_c = Z$ guía de onda circular.

$$Z_0 = \sqrt{Z_{rect} Z_{circ}} \quad (47)$$

En este caso Z_0 es la impedancia de la guía de transmisión de $\lambda / 4$ de donde surgen las dimensiones. La figura 10 muestra la transición analizada.

Es importante destacar que como los laterales de la transición son redondos no será fácil calcular las medidas del adaptador. Por lo tanto las medidas finales serán determinadas experimentalmente.

Otro camino para construir una transición es el mostrado en la figura 11.

Si esta transición es construida más larga que una longitud de onda, en general da resultados satisfactorios. Uno se asegura una buena adaptación si la transición se construye lo suficientemente larga, es regla en microondas que los cambios graduales producen poca desadaptación. Para longitudes de ondas de λ y $\lambda / 2$, es de esperar relaciones de ondas estacionarias de 1,1 o menor.

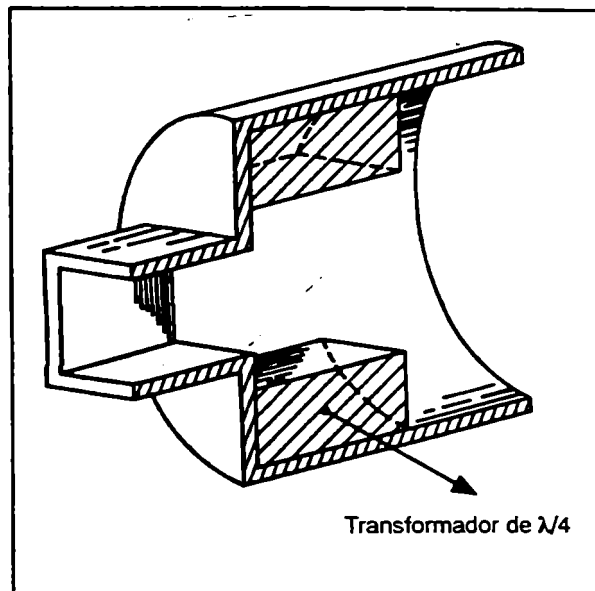


Figura 10. Transición de guía cilíndrica a rectangular.

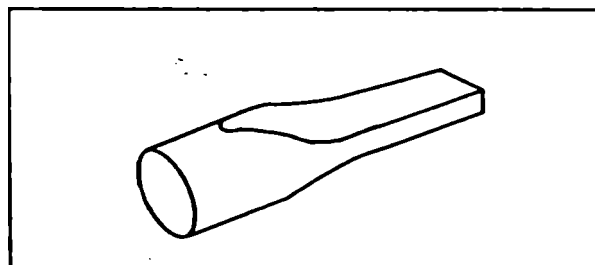


Figura 11. Transición de guía cilíndrica a rectangular.

4-9 Transición de guías de ondas rectangulares a coaxiales

Una línea coaxil puede ser acoplada a una guía de onda por medio de una sonda paralela al campo eléctrico y cerca del lugar donde el campo eléctrico sea máximo o mediante un lazo donde el campo magnético sea máximo.

Una sonda de acople usualmente es la extensión del conductor central de la línea coaxil, localizado en la mitad del ancho de la pared de la guía, esto es, sobre la pared que es normal al campo eléctrico. La figura muestra la distribución de las líneas eléctricas en la transición. Debido a que el campo eléctrico en la vecindad

de la sonda tiene componentes normales al eje de ésta, y que tanto el campo eléctrico como el magnético difieren del modo TE_{10} en esa zona, modos de orden superior son excitados. Si las dimensiones de las guías están correctamente elegidas, los modos de orden superior son fuertemente atenuados, como vimos en párrafos anteriores.

La guía es terminada en corto circuito y la sonda está ubicada a aproximadamente un cuarto de longitud de onda de la terminación, de esta forma la sonda está situada en donde el campo eléctrico es máximo. Para minimizar las reflexiones la sonda debe ser adaptada a la guía. La adaptación consiste en la correcta elección de las siguientes dimensiones:

- a) posición de la sonda con respecto a la guía.
- b) longitud de la sonda.
- c) posición de la sonda con respecto al corto circuito.

Las mejores posiciones suelen encontrarse en forma experimental. Cuando las condiciones de adaptación son muy severas, dos ajustes son provistos, la posición del corto es variable y la profundidad de la sonda también. El rango de frecuencia en adaptación se puede extender redondeando la sonda y envolviéndola en algún dieléctrico para hacer menos abrupta la transición.

Veremos a continuación el cálculo de un tipo de transición cuyo ancho de banda es suficiente para la mayoría de las aplicaciones.

La sonda puede ser pensada como un capacitor que divide la tensión a través de la guía y el conductor central del coaxil puede ser conectado al punto elegido del divisor.

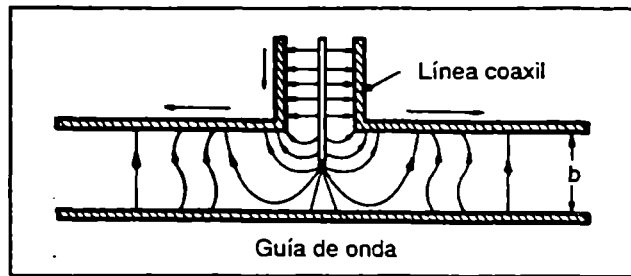


Figura 12. Transición de guía de onda a coaxil.

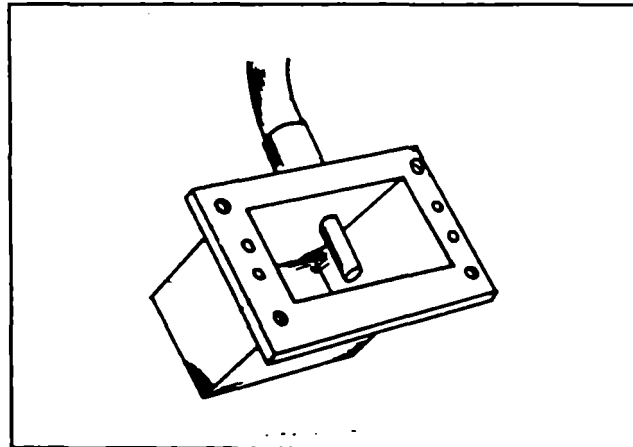


Figura 13. Transición de guía de onda a coaxil.

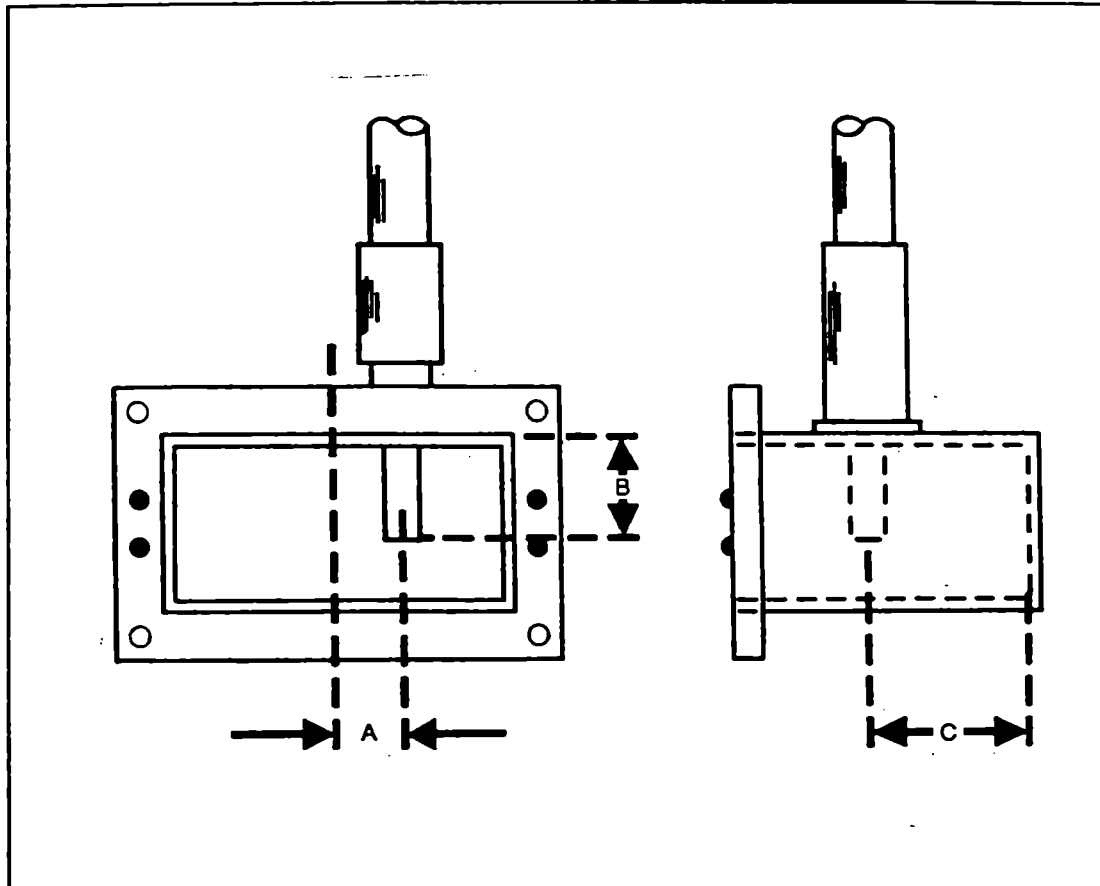


Figura 14. Transición de guía de onda a coaxil.

Si E_m es el máximo de intensidad del campo eléctrico en el centro de la guía y s es la longitud efectiva de la sonda, entonces $b E_m$ es la tensión a la entrada del divisor y $s E_m$ es la tensión aplicada a la línea coaxil. El divisor de tensión puede ser reemplazado por un transformador ideal cuya relación de transformación es s / b .

En la figura 15 mostramos el circuito equivalente eléctrico.

Para explicarlo necesitamos hacer un cambio pues la R_{c_2} que es la resistencia característica de una línea coaxil se refiere a una relación tensión-corriente en cambio la impedancia característica de la guía se refiere a una relación campo eléctrico-campo magnético, por lo tanto R_{c_1} es la resistencia característica que representa la relación tensión-corriente. Esta R_{c_1} no es una propiedad de la guía, sino una particularidad de la guía con este tipo de acople.

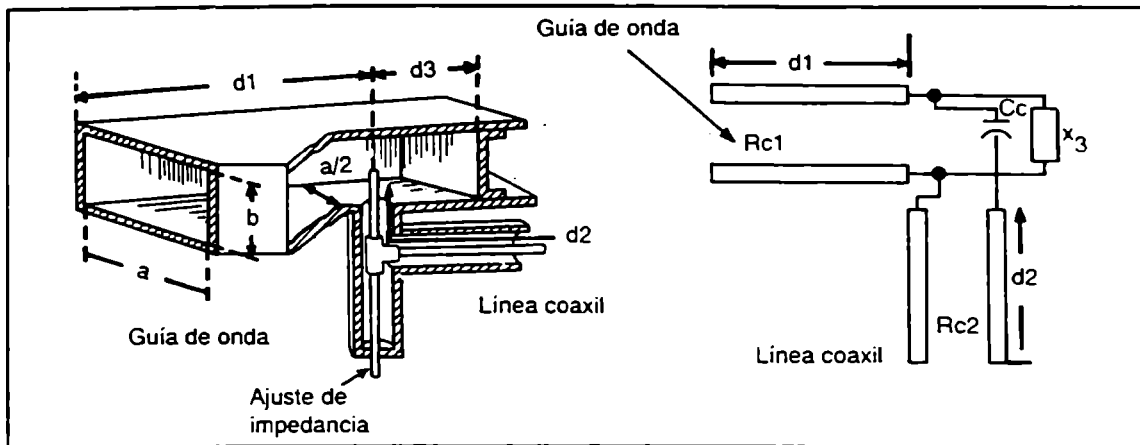


Figura 15. Transición de guía de onda a coaxil y circuito equivalente.

Si consideramos que hay adaptación entre R_{c1} y R_{c2} , toda la potencia sobre la guía será transmitida a la carga. Si la tensión sobre la guía es $b E_m$, la potencia transmitida al coaxil será:

$$\frac{1}{2} \frac{b E_m^2}{R_{c1}}$$

y si la potencia en la guía como ya vimos es:

$$P = \frac{1}{4} \frac{E_m^2}{Z_i} \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2} a b$$

Entonces como dijimos que hay adaptación:

$$\frac{1}{4} \frac{E_m^2}{Z_i} \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2} a b = \frac{1}{2} \frac{b^2 E_m^2}{R_{c1}}$$

$$R_{c1} = 2 \frac{b}{a} \frac{Z_i}{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2}} ; \text{ si } Z_c = \frac{Z_i}{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2}}$$

$$R_{c1} = 2 \frac{b}{a} Z_c$$

La capacidad serie es C_c , la reactancia de la sección de la guía de longitud d_3 es mostrada como X_3 y el valor indicado como R_{c_1} , es obtenido multiplicando el valor $2 (b / a) Z_c$ por la relación de transformación $(s / b)^2$.

$$R_{c_1} = 2 \frac{b}{a} Z_c \left(\frac{s}{b} \right)^2 = 2 \frac{s^2}{ab} Z_c$$

Una adaptación de impedancia es obtenida en esta transición si la profundidad de la sonda es ajustada para hacer $1 / R_{c_1}$ igual a la conductancia de la admitancia R_{c_2} y C_c en serie y si la distancia d_3 es ajustada para compensar la componente de la susceptancia.

Para demostrar que necesitamos adaptar proponemos calcular el valor de R_{c_1} de acuerdo a:

$$R_{c_1} = 2 (b / a) Z_c$$

Para la frecuencia de 4 Ghz las dimensiones de la guía son $a = 5,8166$ cm, por lo tanto para el modo TE_{10} el $\lambda_c = 2 a = 2 \cdot 5,8166 = 11,63$; entonces:

$$R_{c_1} = 2 (1 / 2) (377 / \sqrt{1 - (7,5 / 11,63)^2}) = 493,17 \text{ ohms}$$

y la línea coaxil tiene $R_{c_2} = 50$ ohms. Por lo tanto sino tomamos en cuenta la influencia de C_c en la conductancia tendremos:

$$R_{c_1} = 493,17 (s / b)^2 = 493,17 (s / 2,9)^2 = 50 \text{ ohms}$$

Luego $s = 0,92$ cm que sera la longitud de la sonda necesaria para la adaptación.

4-10 Amplificadores de RF

Durante los últimos años la investigación y desarrollo de los amplificadores, a partir de los transistores de efecto de campo de arseniuro de galio (FET As Ga), se ha centrado fundamentalmente en tres ramas, a saber, bajo ruido/alta ganancia; potencias medias y dispositivos de potencia. Además se podrían mencionar ramas marginales como el desarrollo de osciladores, mezcladores, dispositivos lógicos, etc. Dentro de estas ramas existen aplicaciones, tales los casos de comunicaciones, radioastronomía, etc., donde la sensibilidad de los sistemas depende fundamentalmente de la temperatura de ruido total de los mismos. Dado que la temperatura de

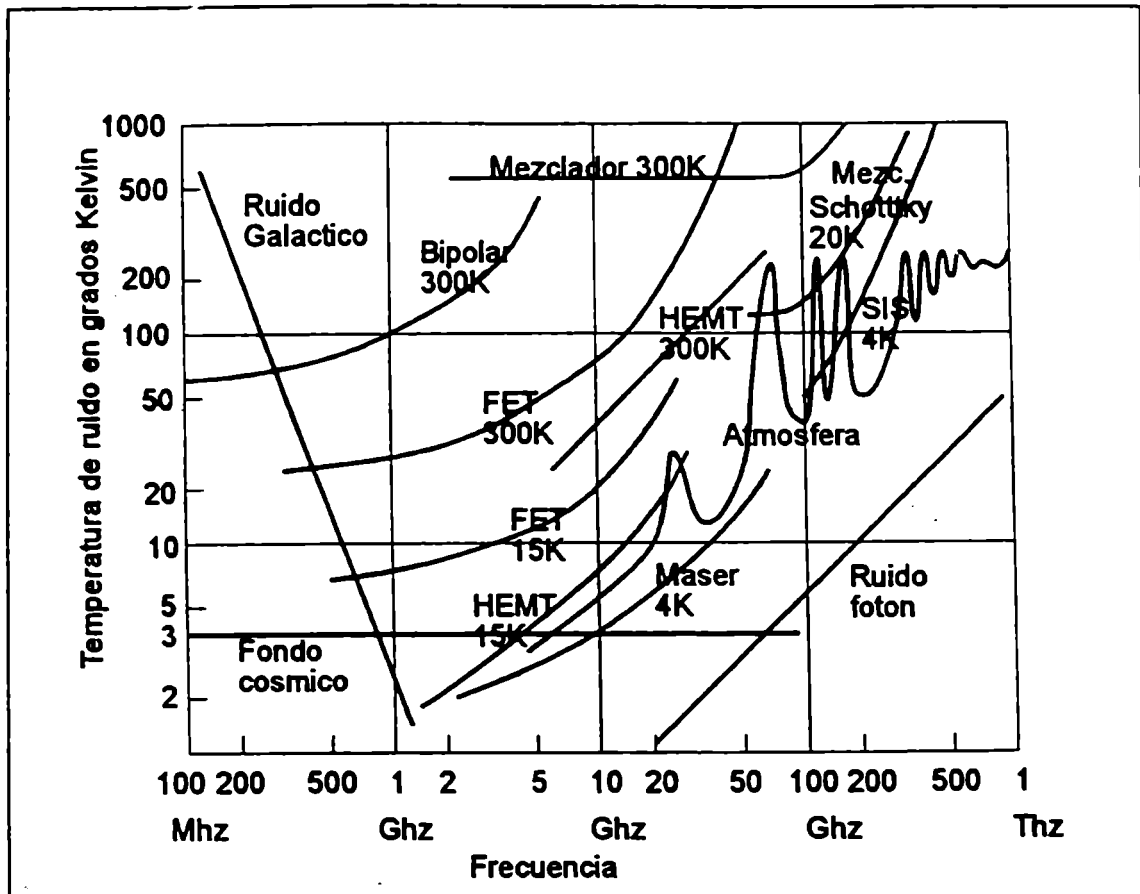


Figura 16. Temperatura de ruido vs. frecuencia de elementos activos y de límites naturales.

ruido del sistema se relaciona directamente con la que posee el primer amplificador, sería recomendable que éste poseyera la menor temperatura que técnicamente se pudiera lograr.

4-11 Técnicas de diseño con parámetros S

Habiendo definido las propiedades de las líneas de transmisión, (capítulo 2), se inserta un cuadripolo en una línea de transmisión, en este caso se generan ondas reflejadas e incidentes en la entrada y salida del cuadripolo (figura 17).

En el diseño de amplificadores en muy alta frecuencia, los parámetros utilizados son los denominados S (Scattering Parameters), que poseen como ventaja principal su fácil determinación y medida. Estos parámetros describen la interrelación de las

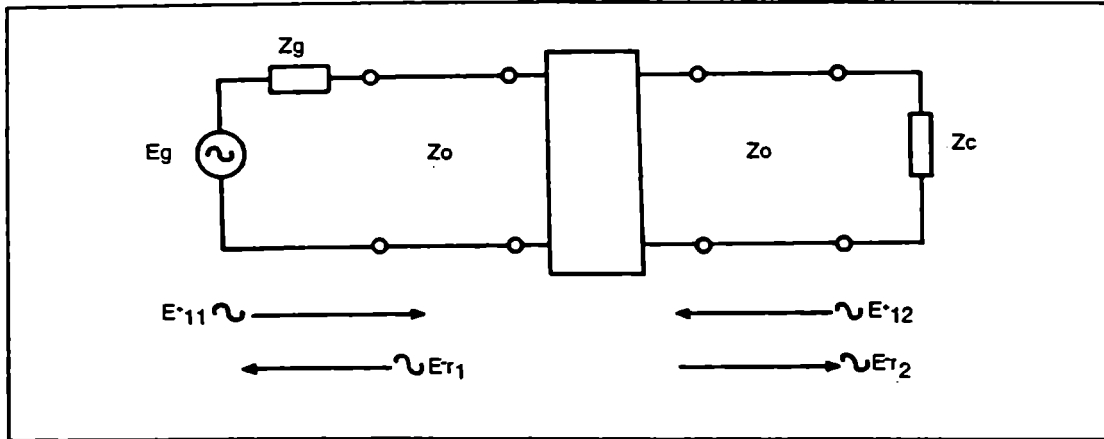


Figura 17. Cuadripolo cargado adecuadamente con representación de las ondas reflejada e incidente de entrada y salida.

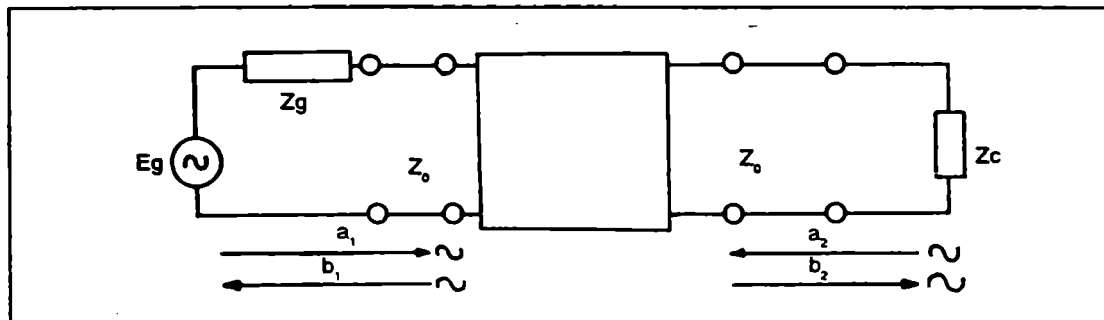


Figura 18. Cuadripolo cargado adecuadamente con representación de las ondas reflejada e incidente normalizadas de entrada y salida.

ondas incidentes y reflejadas normalizadas de entrada y salida, referidas a 50 ohm. En la figura 18 se expresa como viene definida la matriz S para un dispositivo de dos puertas.

$$a_1 = E_{i1}^+ / \sqrt{Z_0} \quad (48)$$

$$a_2 = E_{i2}^+ / \sqrt{Z_0} \quad (49)$$

$$b_1 = E_{r1}^- / \sqrt{Z_0} \quad (50)$$

$$b_2 = E_{r2}^- / \sqrt{Z_0} \quad (51)$$

(Ondas incidentes y reflejadas normalizadas)

donde: E_i = onda incidente.

E_r = onda reflejada.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (52)$$

De lo expresado se puede demostrar fácilmente que las potencias incidentes y reflejadas en cada puerta están dadas por:

$$P^+ = |a|^2 \quad \text{y} \quad P^- = |b|^2 \quad (53)$$

La expresión matricial de los parámetros S se pueden expresar también como:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (54)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (55)$$

De donde podemos deducir la dependencia de cada parámetro en el caso particular de un cuadripolo.

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad \text{coeficiente de reflexión a la entrada con la salida adaptada.}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad \text{coeficiente de reflexión a la salida con la entrada adaptada.}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad \text{coeficiente de transmisión directo con la salida adaptada.}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad \text{coeficiente de transmisión inverso con la entrada adaptada.}$$

Estas expresiones demuestran la facilidad de determinación de estos parámetros en rangos de microondas, frente a las serias limitaciones que poseen en sus medidas otros parámetros en estas frecuencias.

En el caso de diseño de amplificadores, el cuadripolo está representando al elemento activo (transistor bipolar, FET, HEMT, etc), el cual se especifica con su matriz de parámetros S. Pero este elemento activo debe ser adaptado convenientemente al generador y su carga, para su funcionamiento correcto como amplificador, cuyo diagrama esquemático es de la siguiente forma:

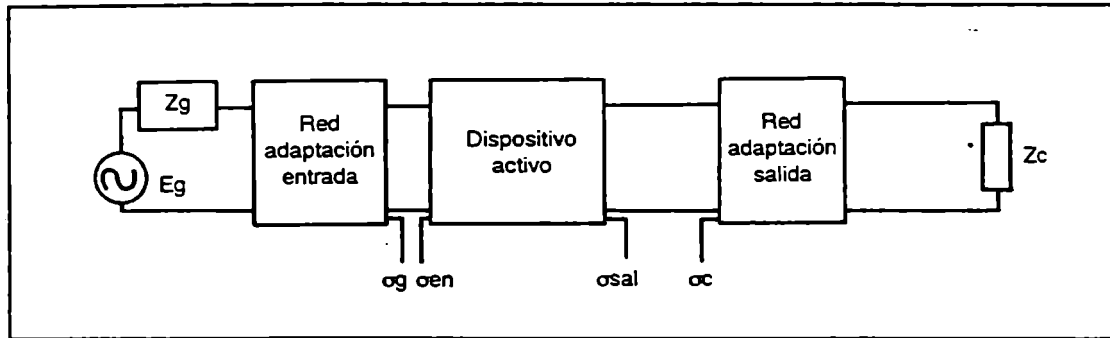


Figura 19. Cuadripolo con red de adaptación de entrada y salida.

La condición requerida para máxima transferencia de potencia es dada por:

$$\sigma_{en} = \sigma_g^* \quad \text{y} \quad \sigma_{sal} = \sigma_c^* \quad (56)$$

Distintas redes de adaptación se pueden implementar para cumplir esta condición. Pero debe tenerse en cuenta, que la impedancia de entrada puede ser adaptada solamente para una condición dada de salida, y viceversa. En base a esta consideración se puede deducir, en el caso unilateral ($S_{12} = 0$), los coeficientes de reflexión como:

$$\sigma_g^* = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \sigma_c}{1 - \sigma_c S_{22}} \quad (57)$$

y

$$\sigma_c^* = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \sigma_g}{1 - \sigma_g S_{11}} \quad (58)$$

Para lograr adaptación simultánea en la entrada y salida, estas ecuaciones deben satisfacerse al mismo tiempo. Esto produce que los coeficientes de reflexión de generador y carga resulten:

$$\sigma_{gm} = \frac{C_1 * \sqrt{B_1 \pm (B_1^2 - 4 |C_1|^2)}}{2 |C_1|^2} \quad (59)$$

$$\sigma_{cm} = \frac{C_2 * \sqrt{B_2 \pm (B_2^2 - 4 |C_2|^2)}}{2 |C_2|^2} \quad (60)$$

donde

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (61)$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (62)$$

$$C_1 = (S_{11} - \Delta S_{22}) \quad (63)$$

$$C_2 = (S_{22} - \Delta S_{11}) \quad (64)$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (65)$$

El signo menos se usa cuando B_1 o B_2 son mayores que 0 y el signo más en el caso contrario.

La adaptación simultánea de la red de dos puertas es posible si es incondicionalmente estable, pero no a la inversa.

Esto se logra asegurándose que la parte real de la impedancia de generador y carga sean siempre positivos, en este caso $|\sigma_{mg}| < 1$ y $|\sigma_{mc}| < 1$. Luego a partir de las expresiones de los coeficientes de reflexión se obtiene la condición necesaria y suficiente para la estabilidad incondicional dada por:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12} S_{21}|} \quad (66)$$

$$y \quad |\Delta| = |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}| < 1 \quad (67)$$

El factor K de esta expresión se conoce con el nombre de Factor de Estabilidad de Rollet.

Uno de los factores más importantes en el diseño de amplificadores es la determinación de su estabilidad. Existen dos expresiones tradicionales cuando se habla

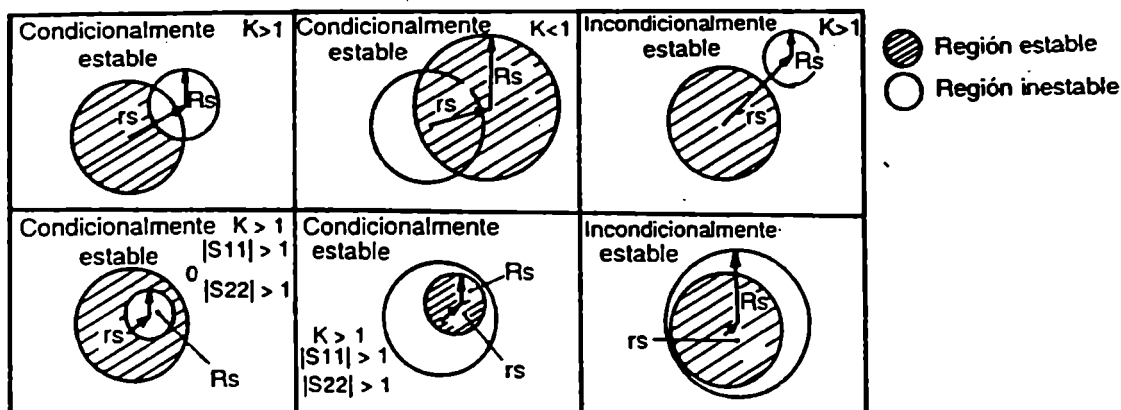


Figura 20. Círculos para el análisis de estabilidad.

de estabilidad: condicional e incondicional. Un circuito es incondicionalmente estable cuando S_{11} y S_{22} son menores que la unidad y el factor de estabilidad K mayor que la unidad. Por otro lado, un circuito será condicionalmente estable cuando algunas de las condiciones anteriores no se cumplen.

Haciendo uso de la carta de Smith se pueden trazar los círculos de estabilidad para un transistor dado (figura 20). Estos trazados se pueden obtener para la entrada y salida separadamente, indicando los valores de carga o impedancia de generador respectivamente que hacen estable o inestable el sistema.

$$r_s = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \tag{68}$$

$$R_s = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \tag{69}$$

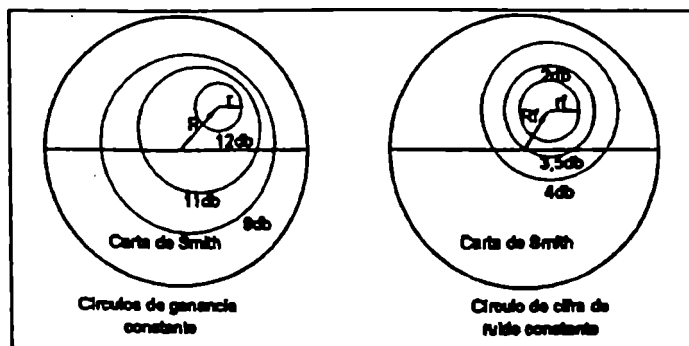


Figura 21. Círculos de ganancia constante y círculos de cifra de ruido constante.

Asimismo sobre la carta de Smith se pueden trazar círculos de ganancia y cifra de ruido constante (figura 21). Estos nuevos gráficos permitirán determinar cual será el circuito de adaptación necesario para obtener una ganancia elegida o mínima cifra de ruido, según sea el objetivo perseguido en el diseño.

$$r = \frac{G}{1 + D2 G} C_2 \quad (70)$$

$$R = \frac{(1 - 2 k |S_{12} S_{21}| G + |S_{12} S_{21}|^2 G^2)^{1/2}}{1 + D2 G} \quad (71)$$

donde:

$$D2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (72)$$

$$G = (\text{GANANCIA DESEADA}) / |S_{11}|^2 \quad (73)$$

$$r_F = \frac{\sigma_{opt}}{1 + N} \quad (74)$$

$$R_F = \frac{1}{1 + N} \sqrt{N^2 + N(1 - \sigma_{opt}^2)} \quad (75)$$

donde:

$$N = \frac{F - F_{min}}{4 m} |1 + \sigma_{opt}|^2 \quad (76)$$

$$m = \frac{F_{\sigma=0} - F_{min}}{4 |\sigma_{opt}|} |1 + \sigma_{opt}|^2 \quad (77)$$

4-12 Método de diseño

Existen tres diseños básicos de amplificadores y son:

- a) Bajo ruido.
- b) Máxima ganancia.
- c) Alta potencia.

En nuestro análisis de receptores el interés se centra en los dos primeros. El diseño de bajo ruido permitirá obtener primeras etapas que introduzcan poco ruido al sistema. Las segundas etapas, diseño de máxima ganancia, permitirán darle nivel a la señal recibida y desafectan al sistema del ruido que pueden introducir las etapas siguientes.

En párrafos anteriores hemos visto que el coeficiente de reflexión de entrada para mínimo ruido σ_{opt} difiere de los de máxima ganancia. Este valor generalmente se obtiene realizando medidas o en muchos casos lo suministran las características dadas por el fabricante.

Una vez conocido el coeficiente de reflexión de entrada para obtener mínimo ruido, con la expresión (58) determinamos el coeficiente de reflexión de carga para esta condición de entrada. Las impedancias correspondientes a estos coeficientes de reflexión pueden deducirse de la expresión dada en el capítulo 2 donde:

$$\sigma_{opt} = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad \text{y} \quad \sigma_c = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (78)$$

La ganancia de potencia que se obtendrá en este caso está expresada por:

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\sigma_c|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |\sigma_c|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(C_2 \sigma_c)} \quad (79)$$

En el caso de diseño de máxima ganancia los coeficientes de reflexión están dados por las expresiones (59) y (60), las que determinan esta condición. Luego de la misma forma que en el caso anterior se pueden determinar las impedancias.

$$\sigma_{mg} = (Z_{mg} - Z_0) / (Z_{mg} + Z_0) \quad \text{y} \quad \sigma_{mc} = (Z_{mc} - Z_0) / (Z_{mc} + Z_0) \quad (80)$$

La ganancia en este caso es:

$$G_{max} = |S_{21} / S_{12}| (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (81)$$

Para $K > 1$ y $K \rightarrow 1$

$$G_{\max} \rightarrow |S_{21} / S_{12}| \quad (82)$$

Esta cantidad se llama Máxima Ganancia Estable (MSG). Luego:

$$MSG = |S_{21} / S_{12}| \quad (83)$$

Debemos señalar que por motivos de elección de las redes adaptadoras se puede seleccionar otros coeficientes de reflexión que no respondan a ninguno de los diseños anteriores. El proceso será de forma similar pudiendo con los círculos de ganancia y ruido cte, determinar los valores que correspondan a los coeficientes de reflexión elegidos. El ancho de banda del amplificador dependerá de las redes de adaptación que se utilicen. Los amplificadores de ancho de banda grande poseen laboriosos métodos de diseño de sus redes adaptadoras, ya que las variaciones de los parámetros S con la frecuencia los dificultan.

4-13 El concepto de cifra de ruido

En los receptores donde la señal detectada es débil, uno de los parámetros más importantes que caracteriza al sistema es la cifra de ruido (Noise Figure).

H. Friis definió la cifra de ruido F de un circuito como la relación entre, la relación señal a ruido a la entrada y la relación señal a ruido a la salida. Entonces la F de un circuito es la degradación en la relación señal a ruido cuando una señal pasa por un circuito. Un amplificador perfecto amplifica tanto la señal como el ruido de entrada, pero un amplificador real, agrega ruido y degrada la relación señal ruido.

Entonces:

$$F = \frac{S_e/N_e}{S_s/N_s} = \frac{S_e/N_e}{G_a S_e / (N_a + G_a N_e)} = \frac{N_a + G_a N_e}{G_a N_e} \quad (84)$$

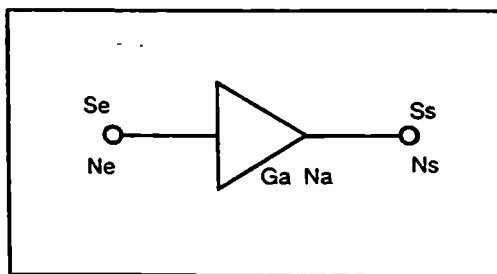


Figura 22. Ruidos intervinientes en un amplificador.

donde S_e y N_e representan los niveles de la señal y ruido a la entrada del circuito, S_s y N_s los correspondientes pero a la salida, N_a es el ruido agregado por el circuito y G_a es su ganancia. (fig 22).

El nivel de ruido de entrada es usualmente ruido térmico y lo podemos escribir como $k T B$, donde k es la constante de Boltzman, T es la temperatura absoluta y B es el ancho de banda. La unidad de $k T B$ es el watt.

Friis sugirió como referencia una temperatura $T_0 = 290K$, que es equivalente a $16,8^\circ C$ y es una temperatura muy cercana a la que ve una antena receptora direccionada, a través de la atmósfera, hacia una antena transmisora. El IRE, luego IEEE, adoptó $290K$ como la temperatura para determinar la F .

Entonces la (84) queda:

$$F = \frac{N_a + k T_0 B G_a}{k T_0 B G_a} \quad (85)$$

que es la definición adoptada por el IRE y que expresa que F es la relación entre la potencia total de ruido de salida con respecto a la porción de potencia de ruido de salida debida al ruido de entrada cuando la temperatura de la fuente de entrada es $290K$.

Conviene aclarar que la relación numérica que da F se llama factor de ruido y cuando la expresamos en dB la llamamos cifra de ruido. Pero a menudo se usa cifra de ruido para ambas expresiones.

4-14 Temperatura efectiva

Debido al desarrollo tecnológico se obtienen en la actualidad valores de N_a que son menores del 25% de $k T_0 G_a B$, correspondiendo una F menor que 1 dB. Entonces para algunas aplicaciones se usa otra figura de mérito, T_e , la temperatura efectiva de ruido de entrada.

Consideramos que el circuito en cuestión está completamente libre de ruido, entonces decimos que T_e es la temperatura de la fuente cuya potencia multiplicada por el producto ganancia-ancho de banda, es igual al ruido agregado N_a .

Es decir que:

$$T_e = \frac{N_a}{k G_a B} \quad (86)$$

y la relación entre F y Te es:

$$N_a = k T_e G_a B \quad (87)$$

si
$$F = \frac{N_a + k T_0 G_a B}{k T_0 G_a B} \quad (88)$$

Luego:

$$F = \frac{k T_e G_a B + k T_0 G_a B}{k T_0 G_a B} \quad (89)$$

$$F = \frac{T_e + T_0}{T_0} \quad (90)$$

$$T_e = T_0 (F - 1) \quad (91)$$

En la figura 23 mostramos la generación de ruido de un circuito de 2 puertas en términos del ruido equivalente agregado al ruido de entrada de la fuente.

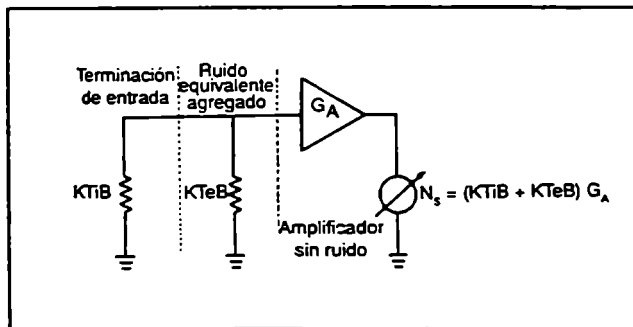


Figura 23. Generación de ruidos en un circuito de dos puertas.

4-15 Temperatura del sistema

La temperatura equivalente de ruido del sistema es una figura de mérito de un sistema receptor, y representa la salida total del sistema como proviniendo de un resistor a temperatura T_{sis} colocado en la entrada de un receptor ideal. La T_{sis} está compuesta por la temperatura de la antena T_a, con la corrección por pérdidas en la línea de transmisión desde el alimentador hasta la entrada del receptor, y la temperatura equivalente de ruido del receptor T_r. Todas las temperaturas están referidas a la entrada del receptor.

La temperatura de antena es la temperatura equivalente de la resistencia de radiación del alimentador. Está compuesta por las siguientes contribuciones:

- T_s : la temperatura de antena causada por la fuente observada.
- T_f : la temperatura de antena causada por la radiación de fondo de la zona donde la fuente es observada.
- T_{lob} : la temperatura de antena causada por señales que llegan directamente al foco de la antena sin pertenecer al haz enfocado por el receptor. Se incluyen las radiaciones del cielo y la tierra.
- T_{atm} : la temperatura de antena causada por la radiación producida por la atmósfera.

Como se trata de ruido estadísticamente independientes se adicionan sus potencias.

$$T_a = T_s + T_f + T_{lob} + T_{atm} \quad (92)$$

Es necesario corregir T_a por las pérdidas en la línea de transmisión entre el alimentador y la entrada del receptor como se demostrará a continuación.

La potencia de entrada del receptor según la fig. 24 es la siguiente:

$$P_{ar} = k T_a B / L + m k T_l B \quad (93)$$

L es la atenuación introducida por el atenuador, T_l es la temperatura del atenuador. En el caso que $T_a = T_l$ entonces $m = 1 - 1/L$, por lo tanto:

$$P_{ar} = k T_a B / L + (1 - 1/L) k T_l B \quad (94)$$

En términos de temperaturas equivalentes de ruido y si $T_l = T_0$ tenemos:

$$T_{ar} = T_a / L + (1 - 1/L) T_0 \quad (95)$$

Esta última expresión muestra la temperatura de la antena a la entrada del receptor y si encontramos que T_r es la temperatura equivalente del receptor tendremos que la T_{sis} dada por:

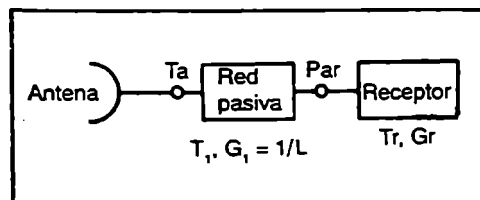


Figura 24. Red pasiva entre alimentador y entrada del receptor.

$$T_{sis} = T_a / L + (1 - 1 / L) T_o + T_r \quad (96)$$

De la ecuación (95) podemos deducir que la temperatura equivalente de un atenuador referida a su entrada, cuando $T_L = T_o$ será:

$$T_{eq_{atenuador}} = (L - 1) T_o \quad (97)$$

Expresándolo como cifra de ruido aplicado a la ecuación (90) nos queda:

$$F_{atenuador} = L \quad (98)$$

Esto nos indica que la cifra de ruido de un atenuador es igual a su valor de atenuación.

Por último deduciremos la temperatura de ruido total del receptor T_r . Un modelo para calcular la temperatura de ruido de varias etapas de cascada, es el indicado en la figura 25:

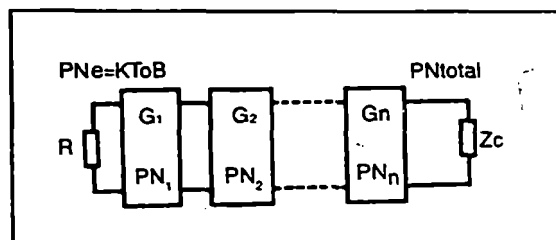


Figura 25. Receptor representado por n bloques en cascada.

Luego la potencia de ruido total PN_{total} a la salida será:

$$PN_{total} = PN_e G_1 G_2 \dots G_n + PN_1 G_1 G_2 \dots G_n + PN_2 G_2 \dots G_n + \dots + PN_n G_n \quad (99)$$

La potencia de ruido a la salida será

$$PN_{total} = K T_{total} B G_{total} \quad (100)$$

siendo $G_T = G_1 G_2 \dots G_n$ y $T_{total} = T_o + T_r$

siendo T_o la temperatura de la resistencia y T_r la temperatura de ruido equivalente generada por las etapas en cascada. Además el ruido en cada etapa puede expresarse como:

$$PN_n = K Teq_n B \quad (101)$$

Siendo Teq_n la temperatura de ruido equivalente de la etapa n. Luego reemplazándola en la ecuación (99) nos queda:

$$K(T_o + T_r) B G_{total} = K T_o B G_{total} + K Teq_1 B G_{total} + K Teq_2 G_2 \dots G_n + \dots + K Teq_n G_n \quad (102)$$

Simplificando queda:

$$G_{\text{total}} T_R = T_{eq_1} G_{\text{total}} + K T_{eq_2} G_2 \dots G_n + \dots + K T_{eq_n} G_n \quad (103)$$

Si dividimos ambos miembros por G_{total} referimos la temperatura a la entrada quedando:

$$T_R = T_{eq_1} + (T_{eq_2} / G_1) + (T_{eq_3} / G_1 G_2) + \dots + (T_{eq_n} / G_1 G_2 \dots G_n) \quad (104)$$

Esta es la ecuación general de la temperatura de ruido total de n etapas en cascada. En nuestro caso donde los receptores están conformados de acuerdo a la figura 26, tendremos:

Tendremos:

$$T_R = T_{LNA} + (T_{mezcl} / G_{LNA}) + (T_{FI} / G_{LNA} G_{mezcl}) \quad (105)$$

Si el LNA posee baja temperatura y alta ganancia, prácticamente la temperatura del receptor es la temperatura equivalente de la primera etapa.

4-16 Rango dinámico

La característica de transferencia de potencia de un amplificador típico es como se ilustra en la figura 26.

De la figura 27 surge el concepto de rango dinámico, zona en la cual el amplificador se comporta en forma lineal con algunas tolerancias. Con ciertos niveles de potencia de entrada el amplificador comienza a comprimir su salida produciendo distorsión que se refleja como producto de intermodulación. El límite de este proceso es el punto de compresión de 1 db por debajo del cual el amplificador funciona correctamente.

El límite inferior del amplificador está determinado por el ruido propio del mismo, por debajo del cual, este no puede discernir entre señal útil y ruido.

Estos conceptos son de vital importancia en el diseño del cabezal de un receptor y deben ser estudiados.

Comenzaremos definiendo la sensibilidad de un receptor. En la siguiente expresión aparecen los factores que determinan la sensibilidad S:

$$S = -174 \text{ dB m} + F + 10 \log B + S/N \quad (106)$$

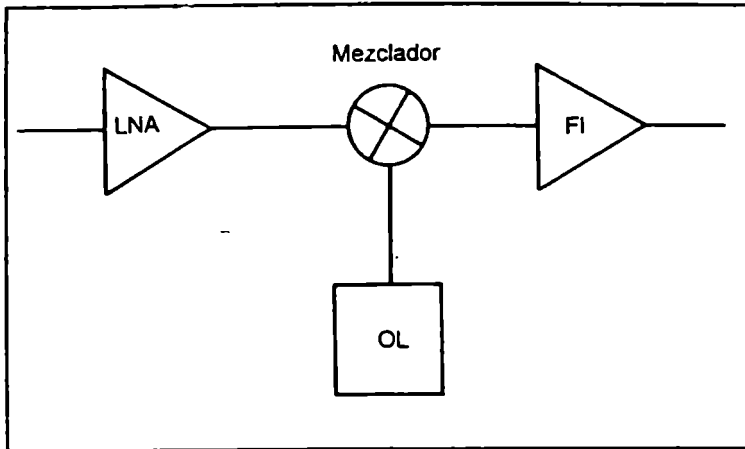


Figura 26. Primeras etapas de un receptor.

El primer término surge de la expresión de potencia de ruido para un sistema donde hay adaptación:

$$P = K T B \text{ Watt} \quad (107)$$

Para un ancho de banda de 1 Hertz y una temperatura de 290K:

$$P = 1,38 \times 10^{-23} 290 = 4 \times 10^{-21} \text{ Watt} = -174 \text{ dB m}$$

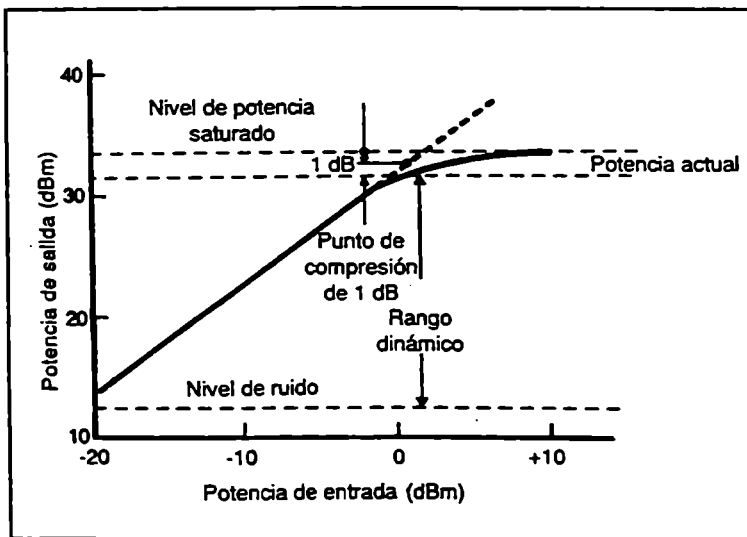


Figura 27. Transferencia de potencia de un amplificador típico.

Este sería el mejor valor de S que se podría obtener en un sistema a temperatura ambiente.

El segundo término ya fue definido como cifra de ruido F y recordamos que se puede obtener conociendo la temperatura equivalente de ruido Te:

$$F(\text{dB}) = 10 \log (1 + T_e / T_0) \quad (108)$$

donde $T_0 = 290\text{K}$. F degrada la sensibilidad por el agregado del ruido del receptor.

El término $10 \log B$ representa el cambio en la potencia de ruido debido al ancho de banda considerado, que al aumentar, incrementa la potencia de ruido. B está expresado en Hertz; S/N expresa la relación señal a ruido deseada en dB. Esta relación puede representar un nivel de señal mínima detectable o bien, un nivel tal que permita que la señal modulante sea reproducida con un determinado nivel de fidelidad. A menudo el valor 0 dB es usado, significando de esta manera que los niveles de potencia de señal y de ruido a la salida son iguales.

Suponiendo:

$$T_e = 50 \text{ K}$$

$$B = 30 \text{ Mhz}$$

$$S/N = 0 \text{ dB}$$

$$F = 10 \log(1 + 50 / 290) = 0,7 \text{ dB}$$

$$10 \log 30 \times 10^6 = 74,7 \text{ dB}$$

$$S = -174 + 0,7 + 74,7 + 0 = -98,6 \text{ dB m}$$

Otro importante parámetro de un receptor es el punto de intersección de tercer orden, mostrado en la figura 28. La curva I representa la ganancia lineal del receptor y su apartamiento en el punto de compresión de 1 dB. La curva II representa el producto de intermodulación de tercer orden generado por el receptor. El producto de intermodulación es el resultado de la mezcla de dos o más señales de entrada de diferentes frecuencias. La mezcla es consecuencia de la alinealidad de la ganancia del receptor como una función de la potencia de entrada. El nivel de armónicos considerados es el tercero por la siguiente razón. Supongamos aplicar a un amplificador no lineal dos señales sinusoidales de igual nivel y de frecuencias f_1 y f_2 . La

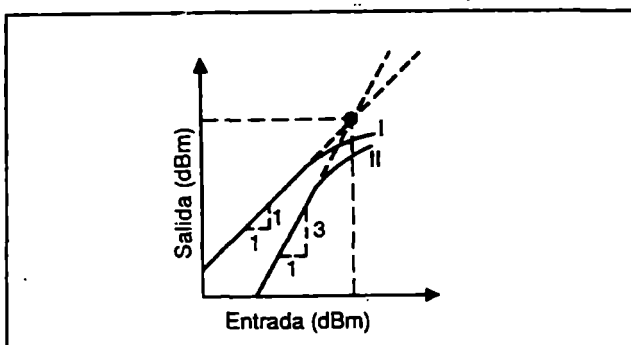


Figura 28. Transferencia lineal (curva I) y transferencia del producto de intermodulación de tercer orden (curva II) generado por un receptor.

señal de salida contendrá las siguientes componentes: c.c., f_1 , f_2 , $2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$, $f_1 \pm f_2$, $2f_1 \pm f_2$, y $2f_2 \pm f_1$. Las frecuencias $2f_1$ y $2f_2$ son armónicas de segundo orden, $3f_1$ y $3f_2$ son de tercer orden, $f_1 \pm f_2$ son productos de intermodulación de segundo orden, $2f_1 \pm f_2$ y $2f_2 \pm f_1$ son productos de intermodulación de tercer orden. Si calculamos los valores de estas frecuencias nos encontramos con que las frecuencias correspondientes a los productos de intermodulación de tercer orden son las más cercanas a las frecuencias f_1 y f_2 y son los que de esta forma producen distorsión en la salida. También se puede demostrar que la potencia del producto de intermodulación de tercer orden está aproximadamente 10 dB por encima del punto de compresión de 1 dB.

Volviendo a la figura 28, el nivel de salida correspondiente a la intersección de la extensión lineal de las curvas I y II es el punto de intersección de tercer orden, nivel inaccesible y sólo tomado como figura de mérito. Si en el ejemplo anterior agregamos que el nivel del punto de intersección de tercer orden es de +5 dBm y asumiendo que todos los preamplificadores tienen un valor lo suficientemente grande del punto de intersección de tercer orden para que no sean un factor limitativo en la determinación del rango dinámico del sistema.

La regla para determinar el rango dinámico es tomar las dos terceras partes de la diferencia entre el punto de intersección de tercer orden y el valor que llamamos sensibilidad, para el caso considerado tenemos:

$$\text{Rango dinámico (dB)} = 2/3 (+5 \text{ dB m} - (-98,6) \text{ dB m}) = 69 \text{ dB}$$

Las ecuaciones muestran que para aumentar la sensibilidad se deben agregar preamplificadores de menor F y de mayor ganancia. Pero recordemos que un preamplificador colocado a la entrada de un receptor disminuye el nivel del punto de intersección de tercer orden proporcionalmente a su ganancia.

4-17 Análisis de señales interferentes en el cabezal de un receptor

Fenómenos de distintas naturaleza producen señales o ruidos que van a enmascarar la información produciendo error en su detección.

El ruido térmico analizado anteriormente es un fenómeno que está asociado al movimiento browniano de electrones en un conductor y se producirá por las primeras etapas del receptor, que se sumará al ruido recibido por la antena. Si en un ejemplo tenemos dos señales S_1 y S_2 a la entrada de un receptor, a su salida se verán sumergidas en el ruido por las distintas etapas como se ve en la figura 29.

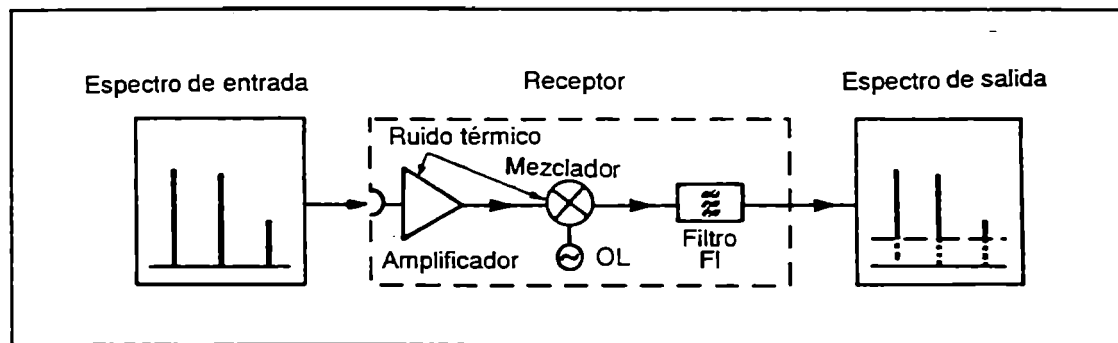


Figura 29. Ruido térmico.

Las señales espurias discretas son otras de las interferencias que pueden aparecer en el camino de la señal. Estas señales pueden afectar tanto en RF como FI y se pueden reflejar a la salida como frecuencias discretas o como aumento en el nivel del ruido.

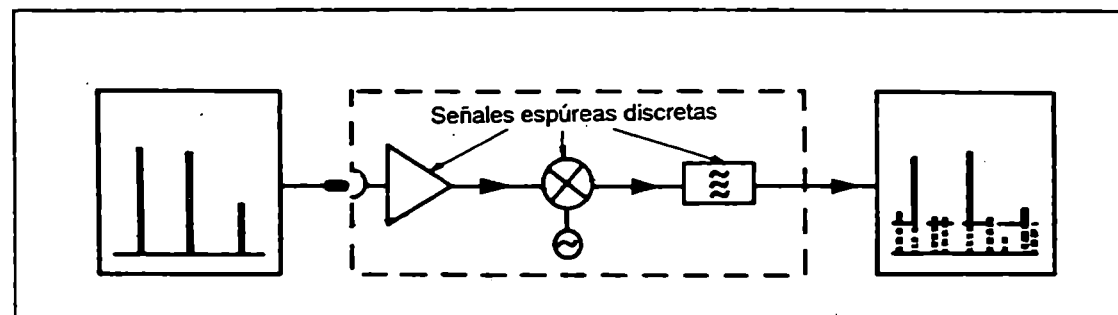


Figura 30. Señales espurias discretas.

Las secciones amplificadoras y mezcladoras no son perfectamente lineales, a pesar de un cuidadoso diseño. Cuando son excitadas por una señal a la entrada, producen debido a este fenómeno, armónicos y productos de intermodulación.

Estas señales interferentes mencionadas aquí, se presentan en muchos casos como un deterioro de la cifra de ruido y en ciertas condiciones hasta pueden llegar a superar el rango dinámico del cabezal del receptor

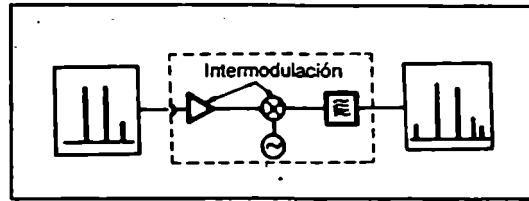


Figura 31. Productos de intermodulación.

4-18 Frecuencia imagen

Es indudable que la señal en el caso de un sistema de modulación de FM está contenida en un cierto ancho de banda, como se observa en la figura 32.

Si no colocamos el filtro de RF, la señal de la banda imagen, que sólo contribuirá con ruido, se plegará sobre la banda de interés y pasará a conformar la banda pasante centrada en la frecuencia intermedia FI.

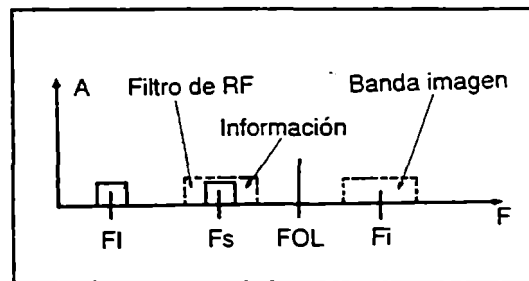


Figura 32. Espectro de conversión de un receptor.

Por lo tanto nuestra información centrada en la frecuencia de señal Fs cuando se bate con la frecuencia de oscilador local FOL, pasa a generar la FI; por consiguiente:

$$FI = FOL - F_{\text{señal}} \quad (109)$$

Luego:

$$FOL = FI + F_{\text{señal}} \quad (110)$$

Como a su vez la imagen en su batido originaria:

$$Fi = FOL + FI \quad (111)$$

reemplazando FOL nos queda:

$$Fi = F_{\text{señal}} + 2 FI \quad (112)$$

Esta última expresión indicara la ventaja de realizar más de una conversión, ya que esto permitiría elegir frecuencias de FI altas, con lo cual la Fi estaría muy alejada de nuestra señal, siendo más fácil filtrarla.

Otra de las ventajas que ofrecen las múltiples conversiones son la separación del FOL con respecto a la banda de información, ya que esta frecuencia puede provocar por radiación serios inconvenientes.

4-19 Filtros pasabanda

El filtro pasabanda en microondas es diseñado para dejar pasar una cierta banda de frecuencias y rechazar el resto. En la figura 33 mostramos la respuesta de un filtro pasabanda.

Los términos específicos que definen este tipo de filtros son:

a) *Pérdida de inserción*: Esta pérdida es la atenuación producida por el filtro en la banda de paso. Ningún circuito tiene pérdidas de inserción nulas si bien pueden ser pequeñas. Las pérdidas de inserción se incrementan con el ancho de banda y con el número de polos. El número de polos actúa para formar la banda de paso pero agregando mayor número de elementos, los que aumentan las pérdidas.

b) *Zumbido (Ripple)*: Nosotros mencionamos como los polos individualmente interactúan para formar la curva de respuesta. Si todos interactúan perfectamente tendremos una respuesta plana, pero al no hacerlo, aparecen variaciones en amplitud. Estas variaciones las denominamos zumbido. Valores de 0,1 dB son considerados muy buenos.

c) *Pasabanda*: Es la banda de frecuencia que sólo es afectada por las pérdidas de inserción del filtro. Pasabanda es diferente a lo que normalmente se denomina ancho de banda, esta última se considera para una atenuación de 3 dB. En este tipo de filtros su ancho de banda es el que está asociado con las pérdidas de inserción y puede ser a 1 dB, 2 dB, etc.

d) *Rechazo*: Este término indica cuánto son atenuadas las frecuencias no deseadas.

Uno de los filtros pasa banda más usados, en longitudes de ondas de microondas, por sus excelentes características eléctricas, es el filtro interdigital. Básicamente este filtro está compuesto de una serie de resonadores que se encuentran entre dos planos de tierra paralelos, funcionando en el modo TEM.

El filtro interdigital pasa banda tiene una serie de ventajas que lo distinguen. Son compactos, fácil de construir, si las tolerancias no son muy estrictas, buen rechazo de frecuencia fuera de banda y bajas pérdidas de inserción. Dentro de los inconvenientes podemos mencionar la dificultad de su diseño y especialmente cuando se desea optimizar alguna de sus características.

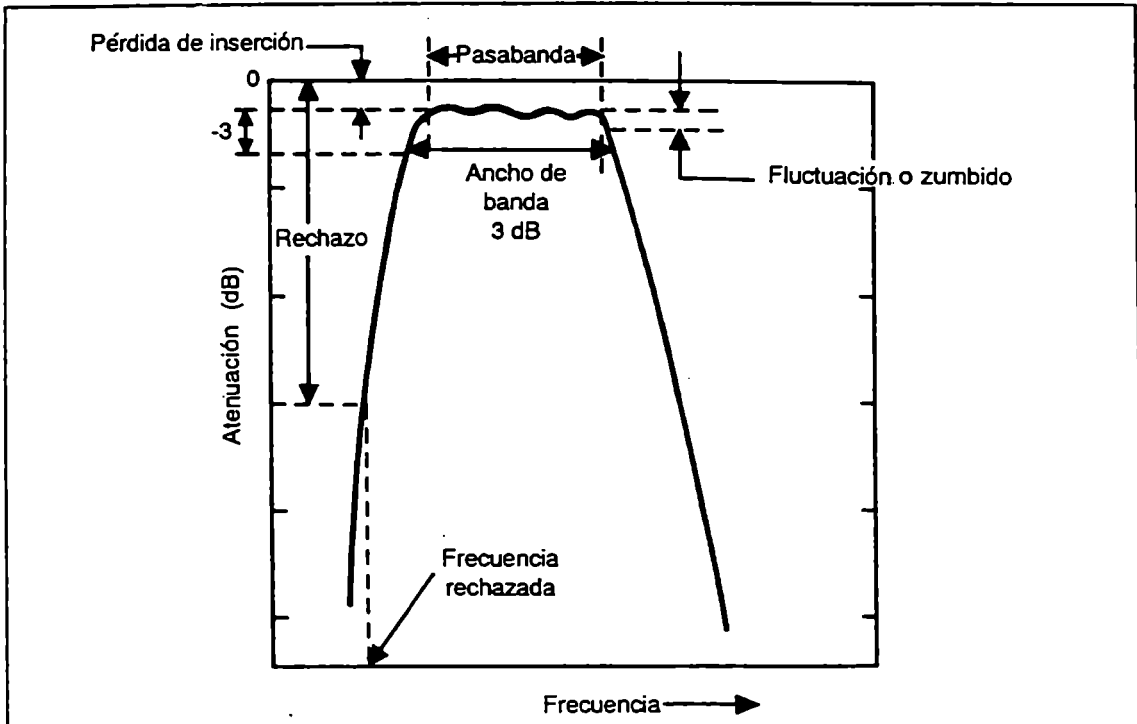


Figura 33. Características principales de un filtro pasa banda.

Sus aspectos más importantes son: las bajas pérdidas de inserción, evitando así desmejorar la temperatura de ruido de los receptores, y las características de rechazo de frecuencia fuera de la banda de paso, esto hace que se atenúen interferencias.

La estructura de estos filtros consiste en resonadores de un cuarto de longitud de onda de la frecuencia central, con un extremo en corto circuito y el otro en circuito abierto. El acoplamiento se produce por medio del campo eléctrico que se induce entre los resonadores, (figura 34).

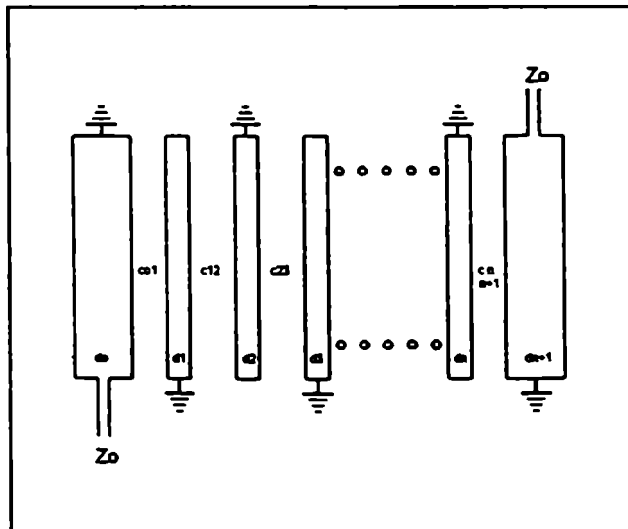


Figura 34. Esquema de un filtro interdigital pasa banda.

Los elementos de los extremos operan como transformadores de impedancia y no son resonadores

(d_0, d_{n+1}). Por lo tanto los elementos que resuenan son los intermedios (d_1, d_n).

Otra forma de generar un filtro es utilizar la equivalencia entre un circuito sintonizado paralelo y una línea abierta de $\lambda / 2$

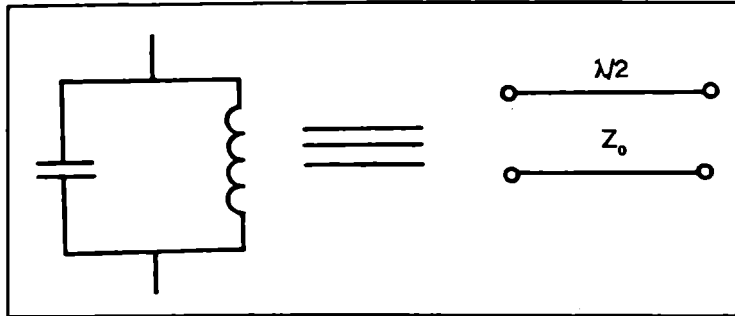


Figura 35. Circuito equivalente de un sintonizado paralelo.

La figura 36 muestra el diagrama de un filtro de líneas acopladas que equivalen a tres circuitos sintonizados pasabanda.

Las líneas de $\lambda / 4$ acopladas a los circuitos que resuenan son un simple inversor de impedancia (transformador) permitiendo convertir los circuitos sintonizados series en circuitos sintonizados paralelos.

Estos filtros se deben diseñar utilizando prototipos de elementos concentrados y las dimensiones de las líneas y acoplamiento surgen de la combinación del cálculo y la medida.

Con buenos resultados se utilizan técnicas de microtiras para la construcción de estos filtros, con lo que se reduce su tamaño y costo.

4-20 Mezcladores

Se entiende por mezclador a un elemento de tres puertas que permite combinar dos señales.

La salida de un mezclador ideal es el producto de las dos entradas. Si las entradas son:

$$V_1(t) = V_1 \text{ sen } (\omega_1 t) \quad (113)$$

$$V_2(t) = V_2 \text{ sen } (\omega_2 t) \quad (114)$$

Entonces:

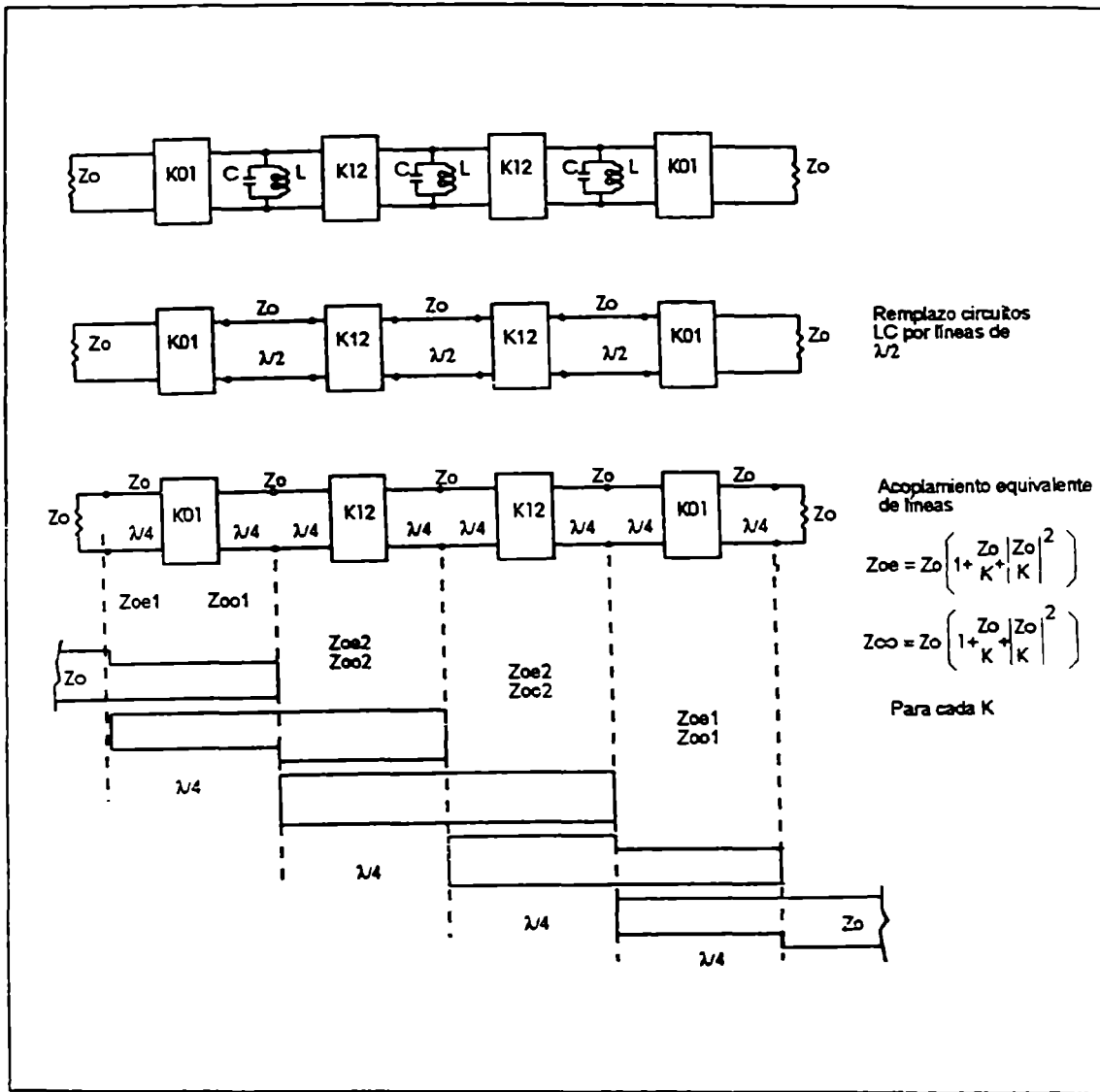


Figura 36. Circuitos equivalente y esquemático de un filtro interdigital de tres circuitos sintonizados.

$$V_s(t) = K V_1 V_2 \text{sen}(\omega_1 t) \text{sen}(\omega_2 t) \quad (115)$$

donde K es una constante de proporcionalidad. Las componentes de $V_s(t)$ surgen utilizando la relación trigonométrica:

$$\text{sen}(A) \text{sen}(B) = \frac{1}{2} (\cos(A - B) - \cos(A + B)) \quad (116)$$

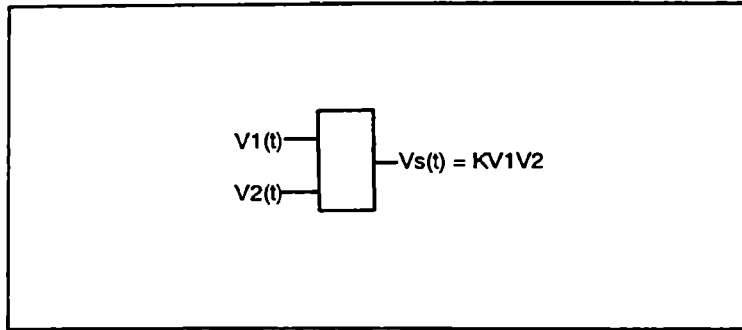


Figura 37. Diagrama en bloques de un mezclador.

Luego:

$$V_s(t) = (K V_1 V_2 / Z) (\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t) \quad (117)$$

La frecuencia de salida es la suma y la diferencia de las dos frecuencias de entrada. Esto indica que filtrando convenientemente y siendo las entradas la señal (RF) y un oscilador local (OL), el mezclador permite trasladar la señal a una frecuencia intermedia (FI) más baja,. Esto facilita el transporte de la señal por medio del cable coaxial al receptor y permite su detección.

Los parámetros más generales que caracterizan a un mezclador son los siguientes:

Pérdida de conversión: es el cociente entre la potencia de FI y la potencia de RF expresadas en dB, cuando el mezclador está operando con una potencia conveniente de OL.

Ancho de banda de FI: está dada por la frecuencia superior e inferior en donde la respuesta de FI es máxima por arriba de los 3 dB.

Aislación OL/RF o OL/FI: es el acoplamiento expresado en dB en las puertas del mezclador.

ROE (ρ): especifica el grado de desadaptación de las puertas del mezclador.

Cifra de ruido: este término expresa la disminución de la relación señal a ruido.

Nivel de excitación del oscilador: es la potencia necesaria para que el mezclador trabaje en su óptima condición.

Los mezcladores no sólo son usados como conversores en receptores sino que tienen varios usos (moduladores PSK, moduladores de simple banda lateral, detectores de fase, etc.).

Un típico mezclador simple consiste en un diodo, generalmente del tipo de barrera Schottky, al final de una línea de transmisión. La señal de RF y OL son acopladas a dicha línea por filtros o híbridos.

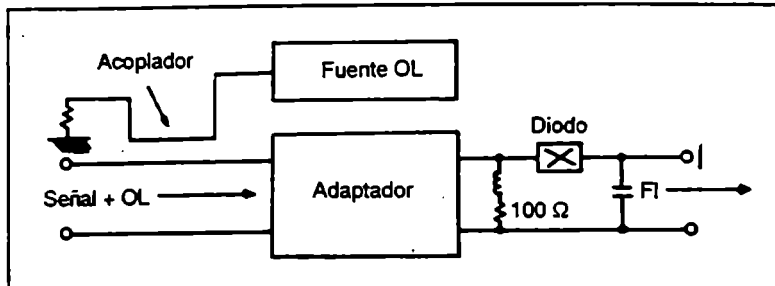


Figura 38. Mezclador.

La combinación de las señales de RF y OL en un componente de características alineal como es el diodo, genera a su salida un espectro que incluye:

- * Señales originales de entrada de RF y OL.
- * Armónicos de alto orden en mLO y nRF (donde m y n son enteros).
- * Las dos bandas laterales primarias $OL \pm RF$ ($m, n = 1$).
- * Todos los productos de alto orden $mOL \pm nRF$.
- * Nivel de salida de continua.

La deseada frecuencia de salida FI puede ser determinada con la banda lateral inferior o la superior y filtrando convenientemente la salida del mezclador.

El mezclador simple poseen algunas desventajas que lo limitan en su uso.

Debido a que el OL y RF deben acoplarse a una línea como se explicó anteriormente, se requiere un acoplador que a su vez incrementa la pérdida de conversión, además posee una pobre aislación entre puertas.

Estos problemas pueden mejorarse con los moduladores balanceados.

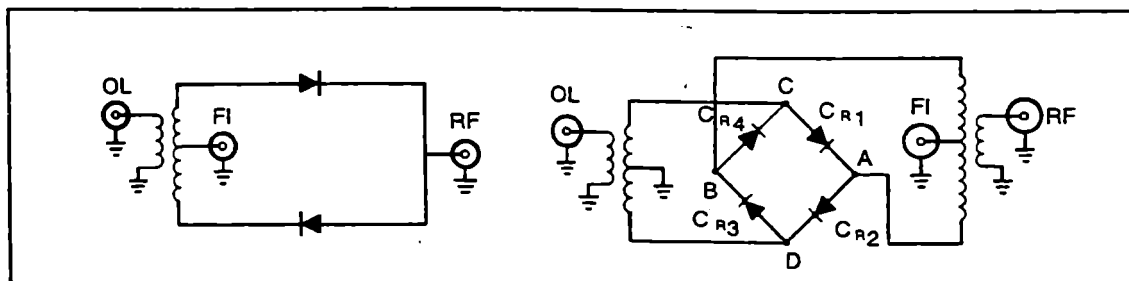


Figura 39. Mezclador simple balanceado y doble balanceado.

Estos sistemas utilizan dos diodos o un puente de diodos, mezcladores balanceados y doble balanceados respectivamente, permitiendo mejorar la aislación entre puertas y disminuir las pérdidas de conversión.

El mezclador balanceado consiste en dos diodos excitados en oposición de fase, como se muestra en la figura 40.

En este caso la potencia de OL excita de tal forma a las puertas de FI y RF que permiten mejorar las características de aislación.

En el rango de microondas debemos utilizar componentes que permitan implementar los acopladores en esas frecuencias.

Analicemos la implementación de los bloques que permiten acoplar la señal de RF y OL a los diodos.

Un acoplador direccional en el rango de microondas puede ser construido aproximando una línea de transmisión a una línea secundaria. El resultado de esta proximidad produce que un porcentaje de la señal sea acoplado a una línea secundaria.

El modo de acoplamiento se explica en el gráfico de la figura 44.

El generador excita a la puerta 1 fluyendo una corriente hacia la puerta 4, una corriente acoplada inductivamente (ley de Lenz) hace circular una corriente en oposición i_L . Estas corrientes acopladas generan potenciales en la carga de las puertas 2 y 3.

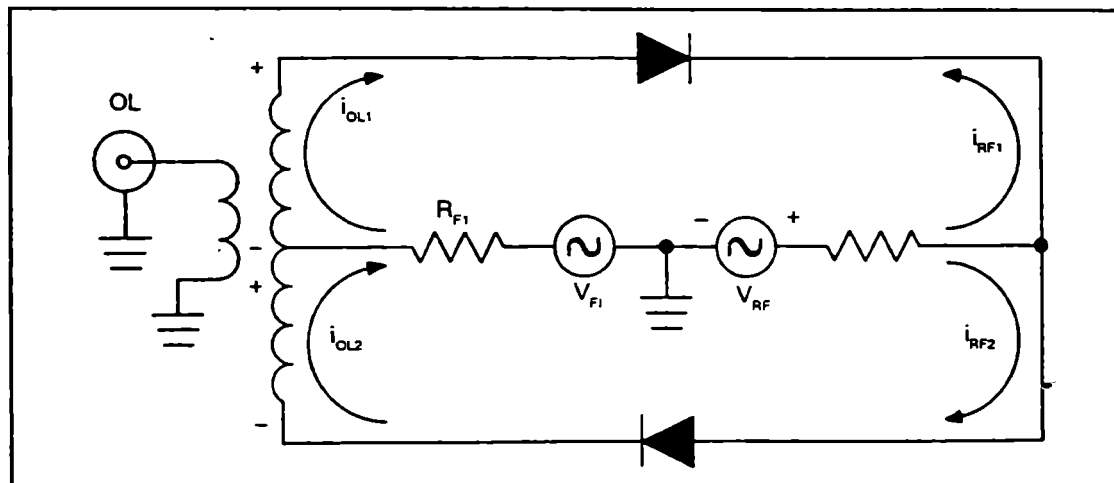


Figura 40. Distribución de corrientes en un mezclador simple balanceado.

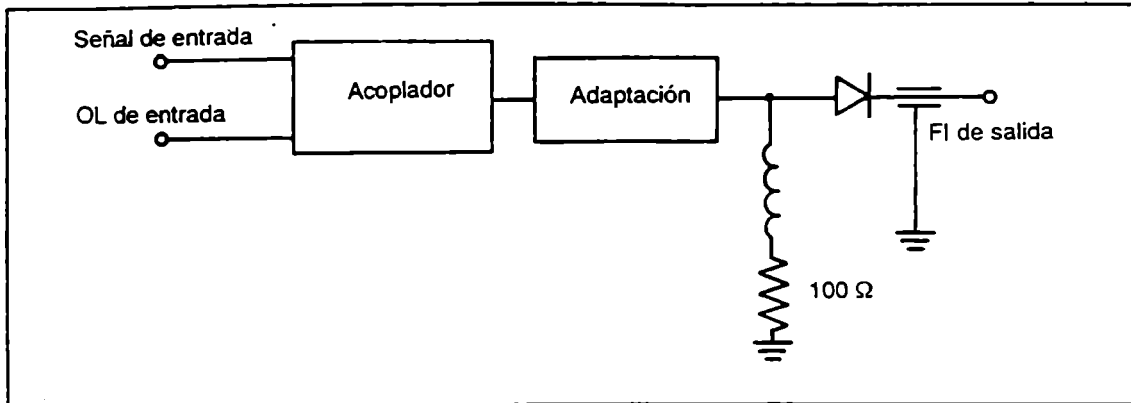


Figura 41. Implementación de mezclador en microondas.

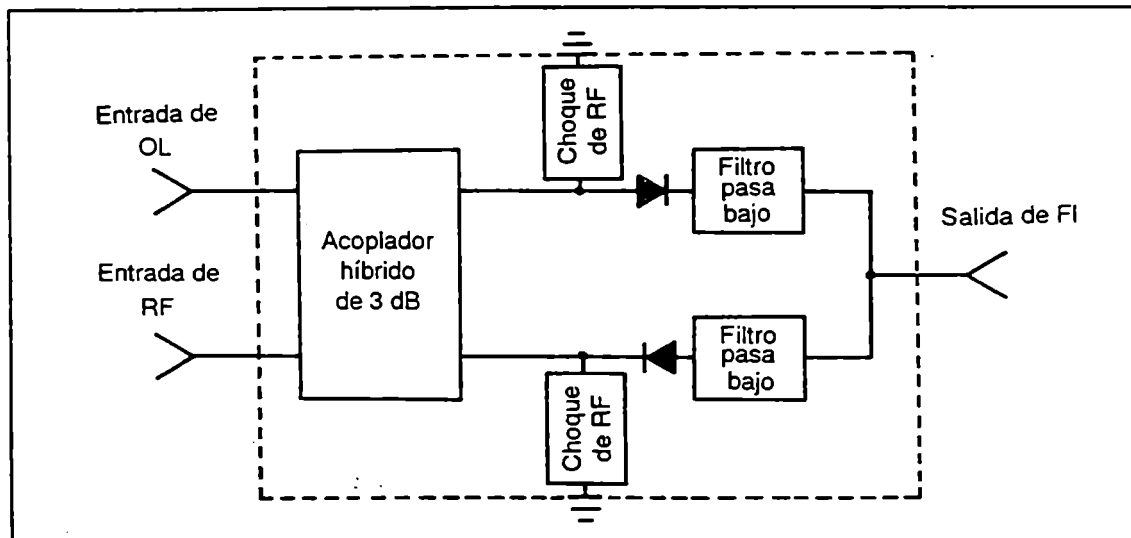


Figura 42. Implementación de mezclador simple balanceado en microondas.

Además excita un acoplamiento capacitivo entre las líneas que generan una corriente i_c hacia las puertas 2 y 3, creando un potencial en las terminación de igual polaridad. Esta corriente es de igual magnitud que la corriente inducida i_L , produce que los potenciales en la puerta 2 se cancelen mientras que en la 3 se sumen.

Debido a las corrientes que se inducen se pueden definir dos modos de distribución del campo eléctrico y magnético como se expresa en la figura 45.

Esto origina una impedancia de modo par (Z_{op}) estando las microtiras a igual potencial y conduciendo la misma corriente y una impedancia de modo impar (Z_{oi})

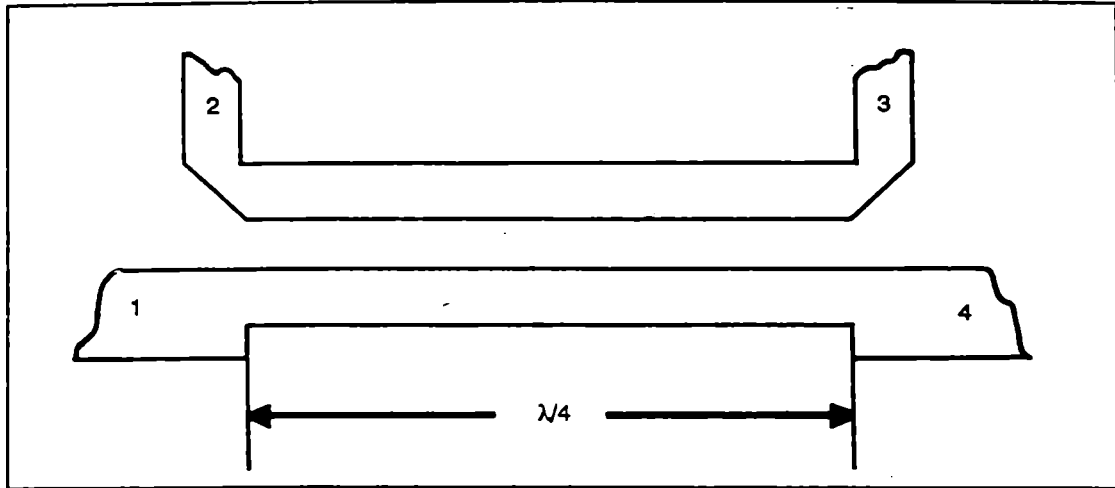


Figura 43. Acoplador direccional.

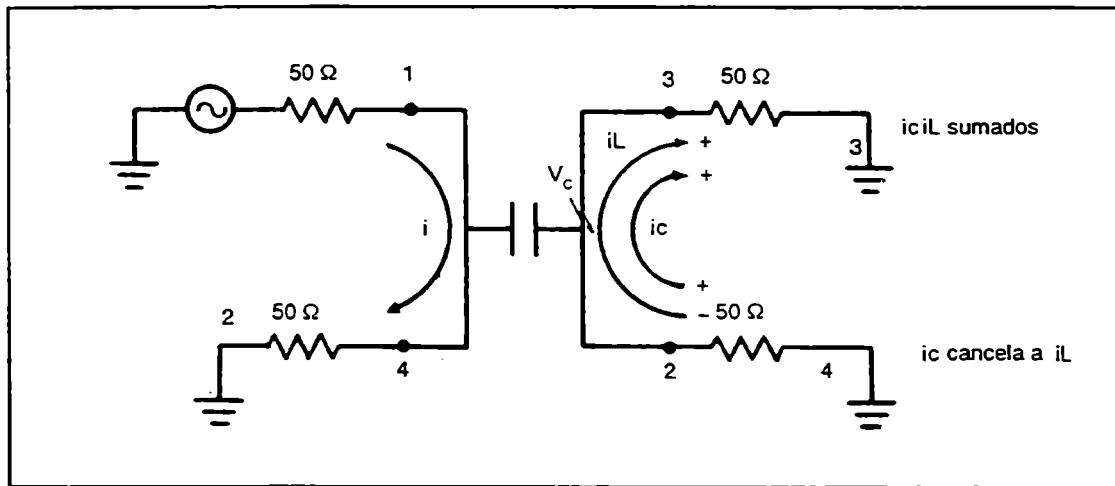


Figura 44. Esquema explicativo de acoplamiento direccional.

debido a que las microtiras están a igual pero opuesto potencial y conducen corrientes en oposición. Estas impedancias están definidas como:

$$Z_{op} = Z_0 \frac{1 + 10^{C/20}}{1 - 10^{C/20}} \quad (118)$$

$$Z_{oi} = Z_0 \frac{1 - 10^{C/20}}{1 + 10^{C/20}} \quad (119)$$

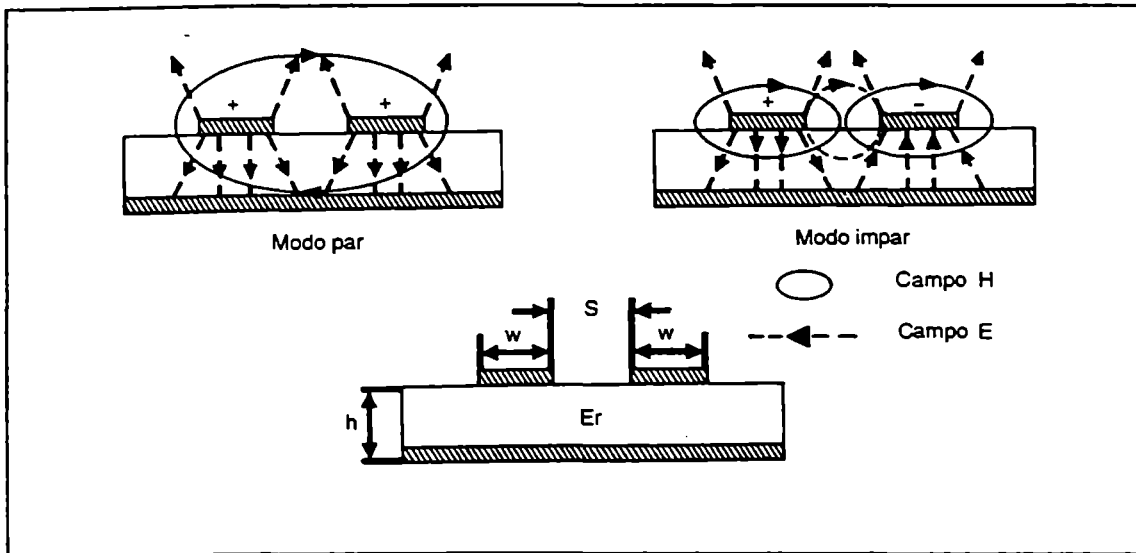


Figura 45. Gráficos de cálculo de acoplamiento para líneas de microtiras.

Siendo C el factor de acoplamiento el que está definido por:

$$C = 20 \log \frac{Z_{op} - Z_{oi}}{Z_{op} + Z_{oi}} \quad (120)$$

Para una sección de $\lambda/4$ en condición de adaptación debe cumplirse que:

$$Z_o^2 = Z_{op} Z_{oi} \quad (121)$$

Para el diseño de estos acopladores direccionales se utilizan los gráficos de Bryant y Weiss. El siguiente gráfico permite con Z_{op} y Z_{oi} determinar interceptando el mismo valor de s/h (siendo s separación entre microtiras) el w/h .

Luego, en el gráfico de la figura 47 con w/h y s/h determinamos Z_{o1p} y Z_{o1i} .

Esto permite calcular las longitudes de onda del modo par (λ_{op}) e impar (λ_{oi}) siendo:

$$\lambda_{op} = 300 Z_{op} / F(\text{GHz}) Z_{o1p} \quad (122)$$

$$\lambda_{oi} = 300 Z_{oi} / F(\text{GHz}) Z_{o1i} \quad (123)$$

Las longitudes adoptadas serán luego un promedio de ambos dividido 4.

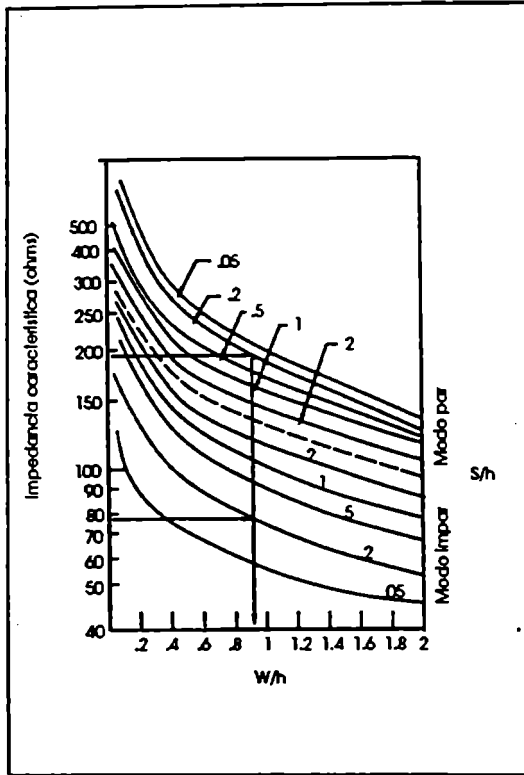


Figura 46. Gráficos de cálculo de acoplamiento para líneas de microtiras.

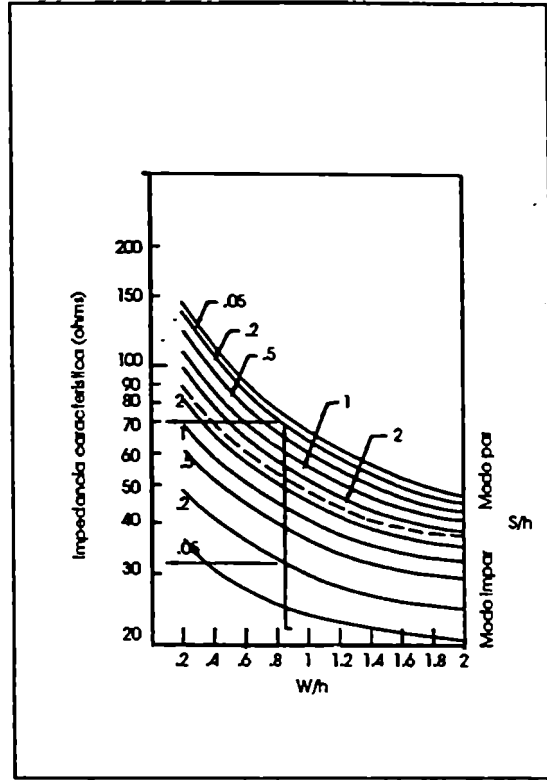


Figura 47. Gráficos de cálculo de acoplamiento para líneas de microtiras.

Luego un mezclador simple puede generarse con un acoplador direccional (típico de 10 dB) quedando la configuración indicada en la figura 48.

El acoplamiento de frecuencias de microondas también puede producirse con la junta T mágica. En esta se puede definir dos planos: el H y el E del Te.

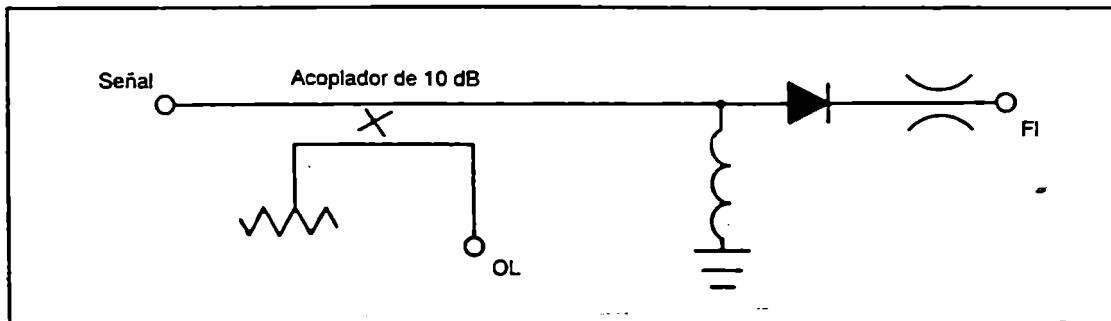


Figura 48. Implementación de mezclador para microondas.

Esta juntura divide las potencias por igual pero difieren en su fase. En el plano Te - H las salidas están en fase mientras que en el plano Te - E sus salidas están en contrafase.

La combinación de estas dos T producen un acoplamiento híbrido, en el cual sus salidas son las sumas y diferencias de las dos señales entrantes.

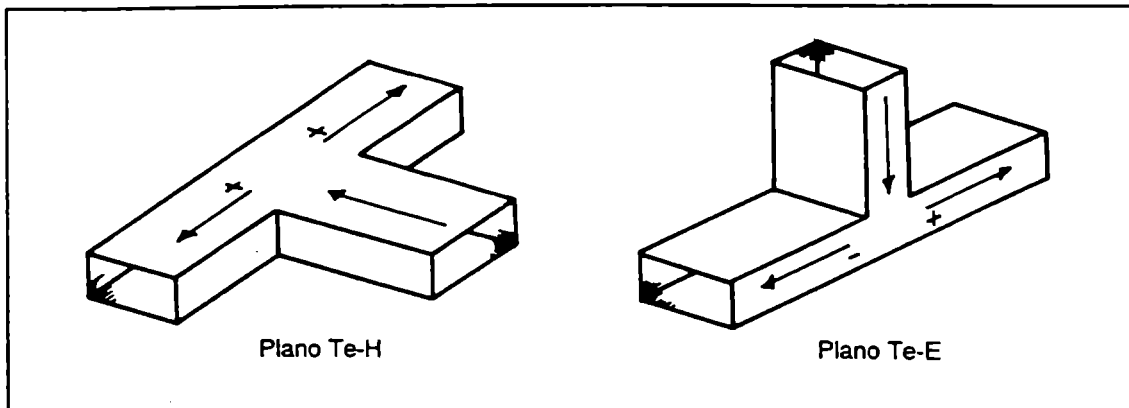


Figura 49. Juntura T mágica.

Similares estructuras de T mágicas para realizar mezcladores balanceados son implementados con líneas de microtiras y coaxiales o componentes concentrados.

Uno de ellos es el anillo híbrido como se muestra en la figura 51.

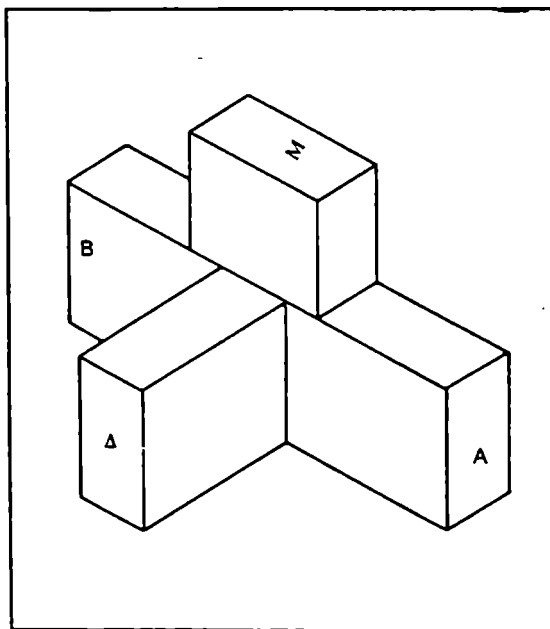


Figura 50. Acoplador híbrido.

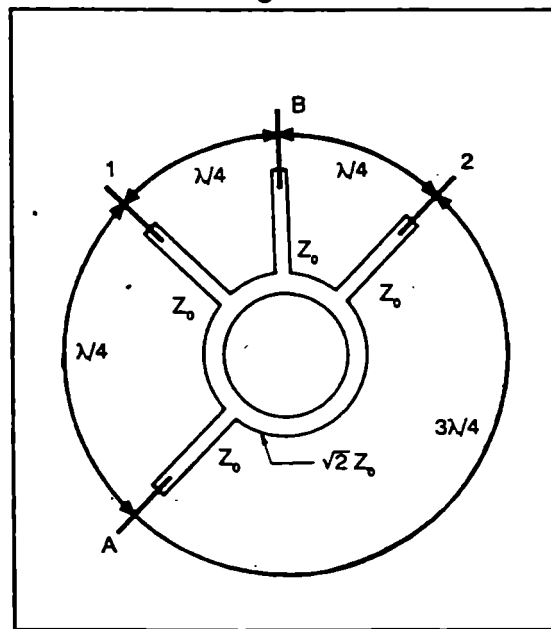


Figura 51. Anillo híbrido.

La impedancia del anillo es de $\sqrt{2} Z_0$; como normalmente los sistemas son de 50 ohms la impedancia por lo tanto es de 70,7 ohms.

Del análisis del esquema de la figura 51, en la puerta 1 vemos que A y B llegan con el mismo desfase, por lo tanto obtenemos la suma, en cambio en la salida 2 hay un desfase de $\lambda / 2$ entre A y B, implica que se obtiene la diferencia.

También debemos remarcar que entre las puertas de A y de B hay aislación ya que por ejemplo la entrada de A llega por los dos caminos del anillo a B con una diferencia de $\lambda / 2$, implica que se cancelaran, lo mismo puede hacerse entrando por B. En la utilización como mezcladores balanceados se pueden lograr aislaciones del orden de 20 dB.

Una simple versión de estos acopladores y una de las más utilizadas en mezcladores balanceados implementado con líneas de microtiras es el híbrido de la figura 52.

El factor de acoplamiento está determinado por los valores de Z_{serie} y $Z_{paralelo}$, las que pueden ajustarse para mantener la adaptación en ciertos ancho de banda.

Los valores de las impedancias pueden determinarse con el siguiente gráfico para acoplamientos entre 3 y 9 dB. Con este híbrido se tienen aislaciones del orden de 20 dB.

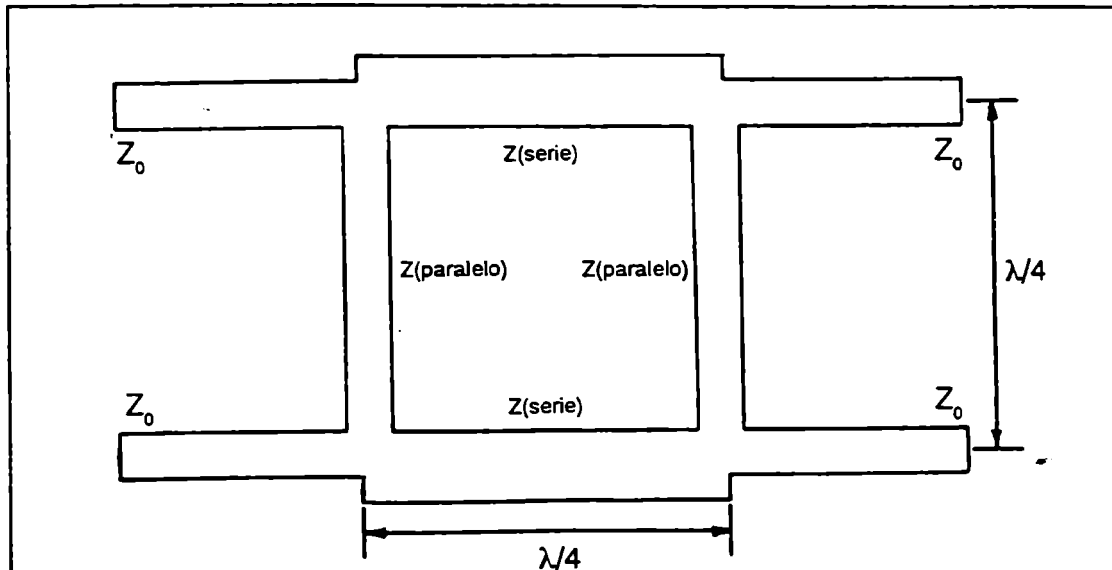


Figura 52. Acoplador híbrido.

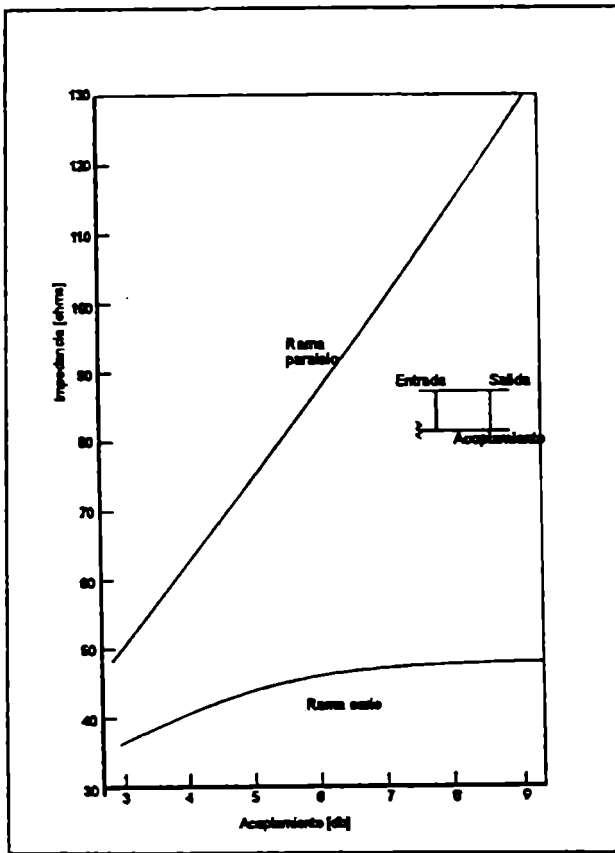


Figura 53. Gráfico para cálculos de acopladores híbridos entre 3 y 9 dB.

Este acoplador está limitado en ancho de banda y puede mejorarse utilizando tres ramas configuradas como en la figura 54.

La implementación del mezclador balanceado es ilustrada en la figura 55.

Los diodos están en oposición de fase. La frecuencia intermedia deseada, componentes de cada diodo está en fase, mientras que las salidas de continua son positivas y negativas, respectivamente.

Las salidas de los dos diodos son sumadas, por lo tanto los términos de continua se cancelan quedando solamente la deseada componentes de FI.

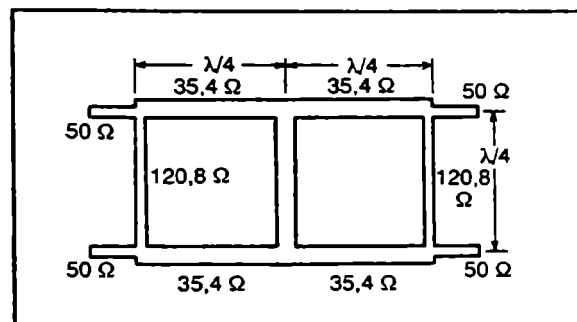


Figura 54. Acoplador híbrido con tres ramas configuradas.

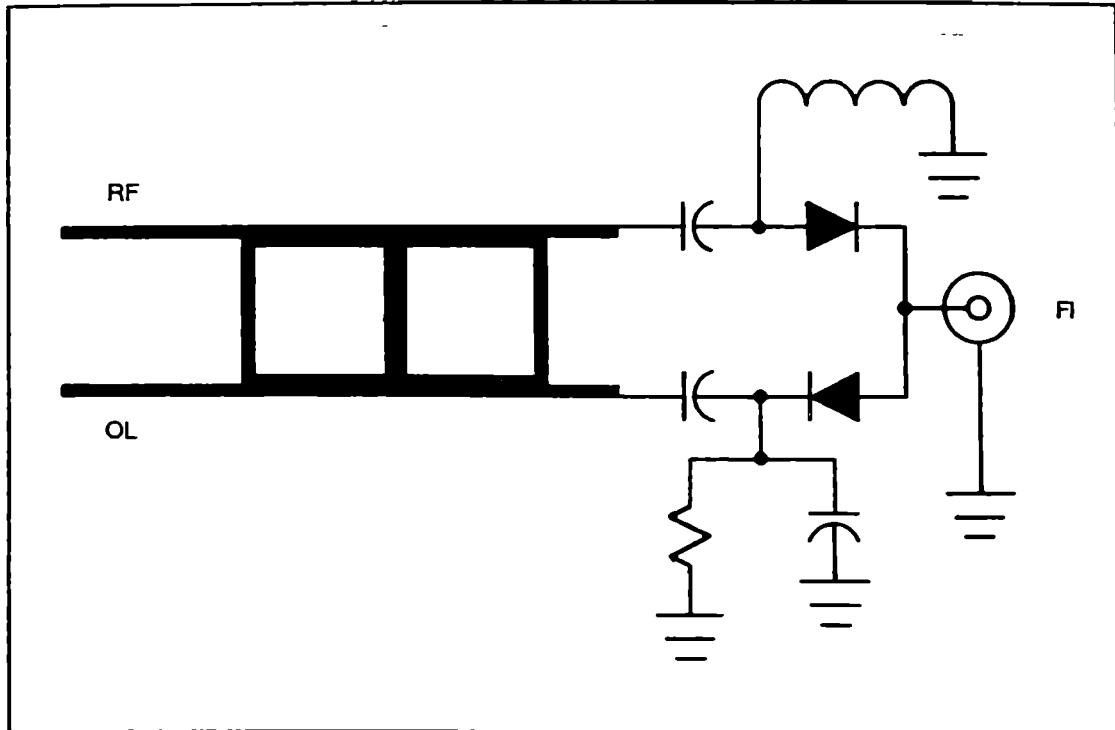


Figura 55. Implementación de mezclador balanceado con acoplador híbrido.

4-21 Osciladores

En rangos de frecuencia bajas, los osciladores son implementados, realimentando con elementos concentrados un componente activo, las configuraciones más utilizadas son: Colpits, Hartley y Clapp.

En todas frecuencias de microondas las capacidades parásitas del propio elemento activo proveen algunas o todas las realimentaciones necesarias para la generación de un oscilador.

En este rango de frecuencia es usado el diseño de resistencia negativa, proveyendo los parámetros S la información necesaria para dicho diseño. El procedimiento de diseño de resistencia negativa consiste en seleccionar el transistor que cumple con los requerimientos de potencia deseados. Este transistor en la configuración seleccionada (puerta común o fuente común en el caso de un FET) debe ser potencialmente inestable a la frecuencia deseada de oscilación. Luego las redes de adaptación de entrada y salida (figura 56) deben ser diseñadas para proveer las condiciones de resonancia como se explicará a continuación.

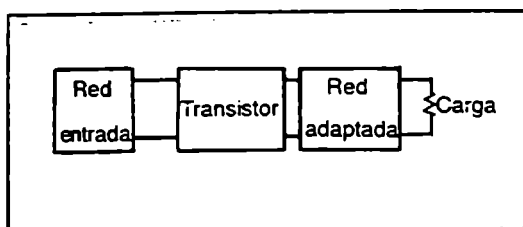


Figura 56. Esquema en bloques de un oscilador.

La teoría dada anteriormente para amplificadores puede aplicarse a osciladores.

Habíamos visto que con los parámetros S del transistor, el factor de estabilidad puede determinarse como:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{21} S_{12}|} \quad (124)$$

donde:

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (125)$$

Notamos que los parámetros S cambian con la frecuencia, por lo tanto K también varía con la frecuencia.

En el caso de amplificadores, un transistor era condicionalmente estable a una frecuencia cuando $K > 1$. Esta condición garantiza que a la frecuencia especificada el transistor no oscilaba para una terminación de sus puertos que tenían resistencia positiva (impedancias que están dentro de la carta de Smith).

La condición de estabilidad se completaba con la condición de $|\Delta| < 1$.

Estas consideraciones en el diseño de osciladores son de real importancia. Si nosotros diseñamos un amplificador en el cual $K < 1$ y σ_g o σ_c están en la zona inestable de los círculos de estabilidad, nosotros realmente hemos diseñado un oscilador.

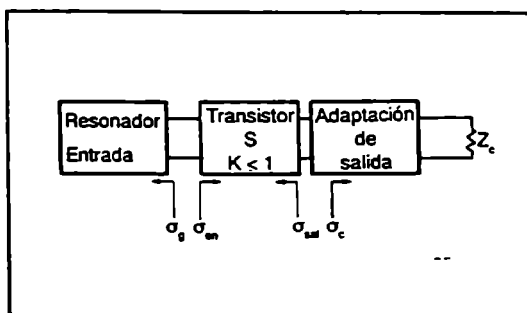


Figura 57. Esquema en bloques de un oscilador.

La condición necesaria para establecer la oscilación está dada por:

$$K < 1 \quad (126)$$

$$\sigma_g \sigma_{ent} = 1 \quad y \quad \sigma_c \sigma_{sal} = 1 \quad (127)$$

Si el elemento activo seleccionado tiene un factor de estabilidad mayor que la unidad a la frecuencia deseada de oscilación, la condición (126) puede lograrse cambiando la configuración del transistor o sumando una realimentación (por ejemplo inductancia en la puerta común)

La condición (127) confirma que la oscilación se produce en ambas puertas, y si se cumple una de las ecuaciones, automáticamente se satisface la otra. Una vez que se logra que el factor de estabilidad sea menor que la unidad, la condición (127) es la relación necesaria para lograr la oscilación.

Procedimiento del diseño

Una vez seleccionado el transistor, debemos proceder a calcular el factor de estabilidad como se mencionó anteriormente a la frecuencia de oscilación deseada. Si se cumple que $K > 1$ debe cambiarse de configuración o sumar una realimentación hasta que K sea menor que la unidad (figura 58).

Con $K < 1$ debemos colocar una red a la entrada con un σ_g que produzca un $\sigma_{sal} > 1$. Esta condición genera una resistencia negativa a la salida del circuito.

Hay muchas técnicas para lograr a la entrada del transistor estos circuitos o resonadores. Uno de los métodos posibles es mediante programas de cómputo que permitan optimizar la condición tal que la puerta de entrada del transistor en cascada con el resonador (σ_{sal}) sea más grande que uno.

Los resonadores más utilizados para osciladores son:

- a) Cavidades.
- b) YIG (Yttrium Iron Garnet).
- c) Varactores.
- d) Líneas de transmisión o elementos concentrados.
- e) Resonadores dieléctricos.

Con la entrada del circuito establecido, el circuito de carga es diseñado para satisfacer:

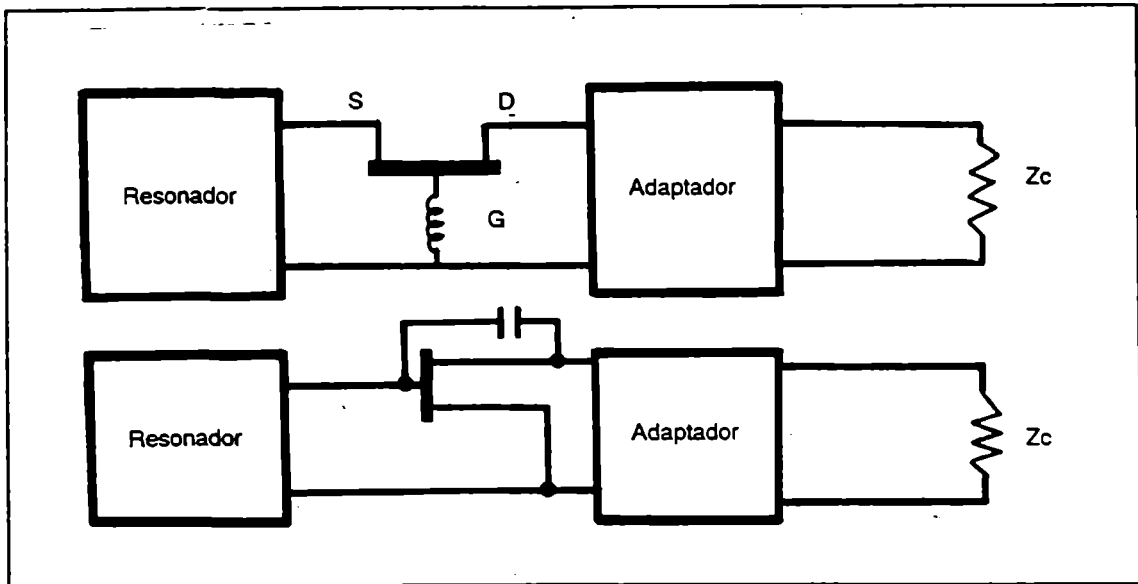


Figura 58. Distintas disposiciones de un FET para implementación en osciladores.

$$\sigma_c = 1 / \sigma_{sal} \quad (128)$$

Condición que surge de (127). Esta ecuación garantiza que $|\sigma_c| > 1$ o sea que la carga sea positiva.

Este método produce información para predecir la frecuencia de oscilación, pero no dice nada acerca de la potencia de salida, armónicas, etc. En general la potencia de salida es aproximadamente la del punto de 1dB de compresión si la polarización es la adecuada. Los demás parámetros se los recomienda medir al terminar el oscilador.

4-22 Receptores de TV

Los satélites en banda C poseen un ancho de banda de 500 Mhz en general, divididos en transpondedores los que se utilizan para servicios de transmisión de TV, datos y telefonía.

La señal en este tipo de servicios es transmitida en modo FDMA/FM, lo que indica que es un sistema de multiplex con acceso por división de frecuencia y que la información está modulada en FM, como se verá en el siguiente capítulo.

El espectro de frecuencia de un enlace satelital se representa en la figura 59.

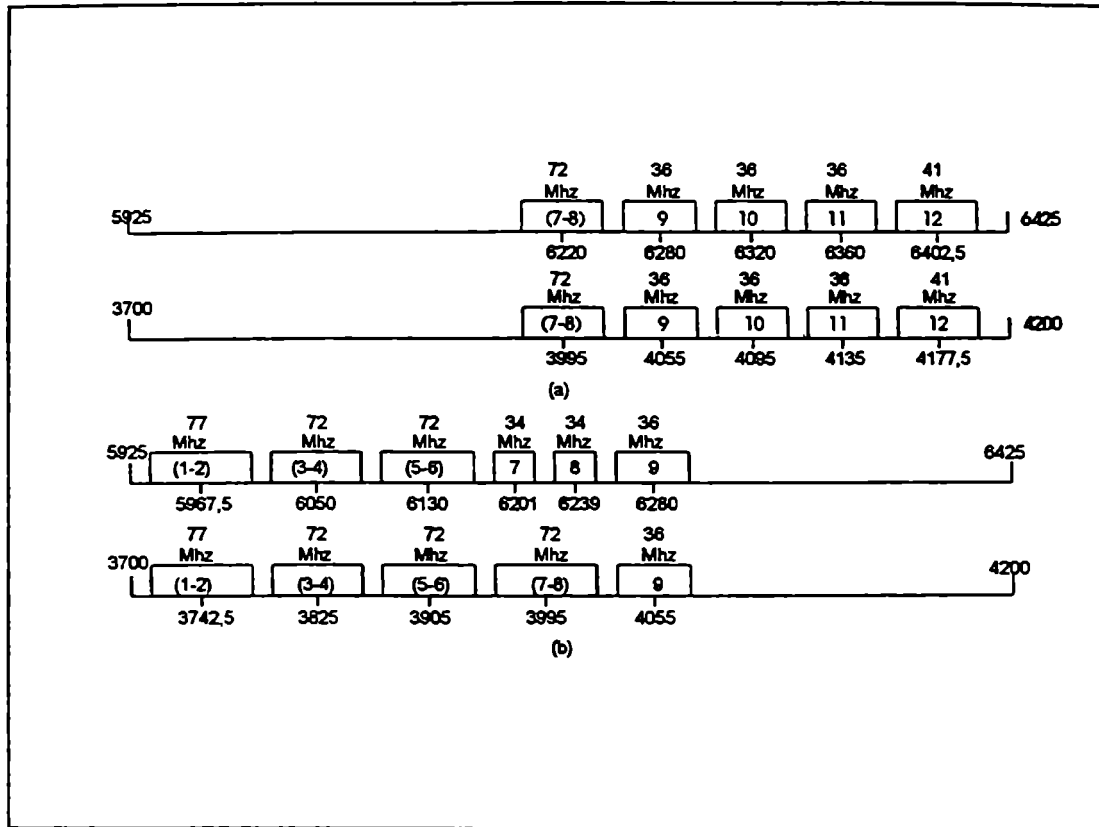


Figura 59. Plan de frecuencias para un enlace satelital. a) haz global. b) haz hemisférico.

Cada transpondedor, que en el caso expuesto en la figura son de 34, 36, 41, 72, o 77 Mhz, contienen una información, pudiendo ser uno o dos canales de TV, varios canales telefónicos o de datos. El receptor deberá ser el encargado de seleccionar uno de ellos, del cual se quiere rescatar la información y realizar las conversiones convenientes para poder detectar la señal.

Una alternativa para procesar la señal en el receptor es realizar una simple conversión directamente a la frecuencia intermedia de modulación, como se muestra en la figura 60.

En este caso particular, el cabezal del receptor consiste en un LNA solamente. Este tipo de receptor, debido a su simple conversión, tendrá los problemas de rechazo de frecuencia imagen anteriormente mencionados. Además dependiendo de la FI, este sistema puede tener inconvenientes de radiación de OL.

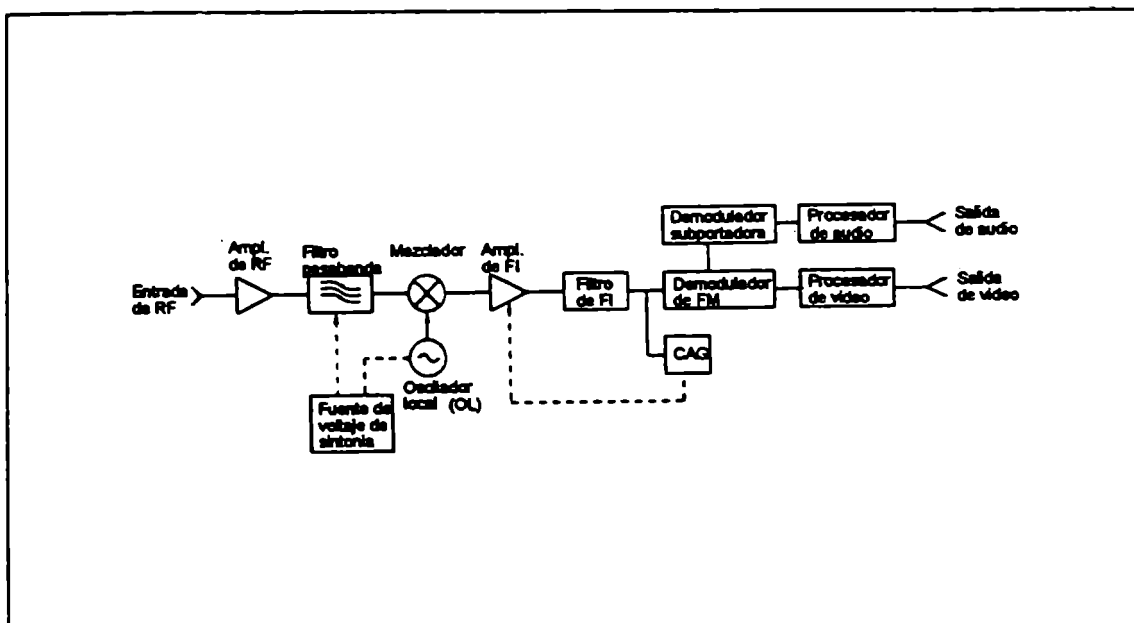


Figura 60. Receptor satelital con simple conversión para detección de video.

El filtro pasabanda de la entrada, funciona como filtro imagen y como seleccionador del transpondedor, por lo tanto puede originar serios inconvenientes en su construcción.

Un equipo profesional posee tres conversiones, una de ellas se produce en el cabezal del receptor como se trató en párrafos anteriores.

Al realizar una primera conversión, en el cabezal se logran las siguientes ventajas. La bajada de la señal se realiza en una frecuencia intermedia más baja que la señal original, por lo que se puede transportar por un cable coaxil común y obteniéndose bajas pérdidas.

Otra de las ventajas es que para bajar con un cierto nivel es necesario tener por lo menos 50 dB de ganancia. En el caso de un cabezal, con una sola conversión la ganancia no necesariamente debe ser totalmente de RF, sino que puede ser compartida con RF y FI. Por supuesto se tendrán las ventajas de rechazo de frecuencia imagen analizadas anteriormente.

Un diagrama en bloques de equipos receptores con tres conversores, se observan en la figura 61.

En este caso la primera FI cubre todo el ancho de banda del satélite (500 MHz), por lo tanto el transpondedor se selecciona con un filtro variable antes de la segun-

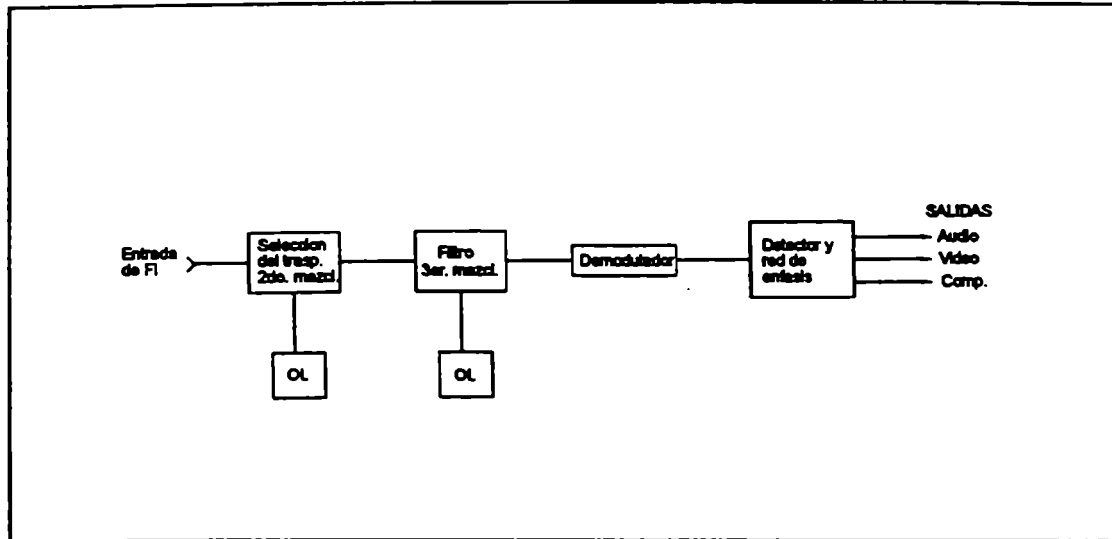


Figura 61. Receptor satelital con doble conversión para detección de video.

da mezcla . En la segunda mezcla se filtra la señal para recuperar el ancho de banda de interés, usando en muchos casos filtros SAW.

Por último una tercera mezcla permite llevar la señal a una FI conveniente para atacar al demodulador de FM (limitador, discriminador y red de énfasis).

Debemos señalar que como el filtro de RF permite rechazar la frecuencia imagen, el filtrado de FI permitirá rechazar los canales adyacentes. Por lo tanto un filtrado conveniente de FI permitirá detectar la señal sin interferencia de los canales adyacentes y mucho más en los sistemas que se están tratando FDMA/FM, en donde los canales están uno a continuación del otro sobre los 500 Mhz de ancho de banda total.

Una vez que la señal se detecta y se recupera para trasladarla a un banda base, que en el caso de la señal de TV, tendríamos señal de audio y video como se observaron en los diagramas de bloque, se pueden realizar combinaciones que permiten seleccionar varios transpondedores al mismo tiempo.

Los equipos pueden ensamblarse para recibir la señal de un solo transpondedor como se observa en la figura 62a. Otra alternativa es observar más de un transpondedor con la misma antena, colocando varios receptores y utilizando la misma antena (figura 62b).

En el caso de TV la salida del combinador y procesador de audio y video se puede preparar convenientemente para su retransmisión a receptores domiciliarios (TV por cables, enlaces, etc.) de una amplia zona.

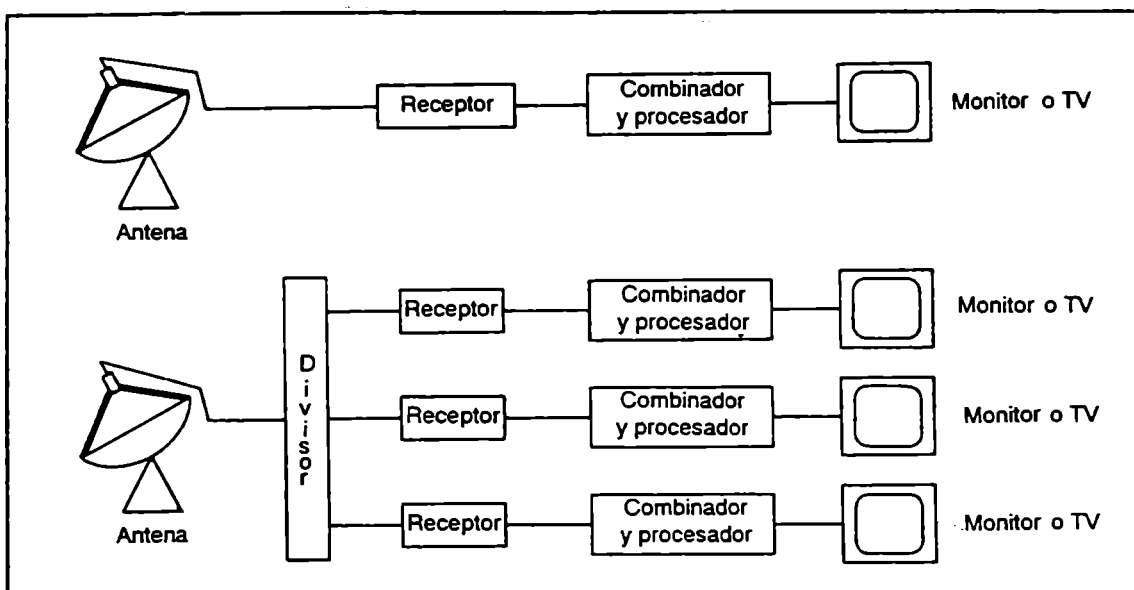
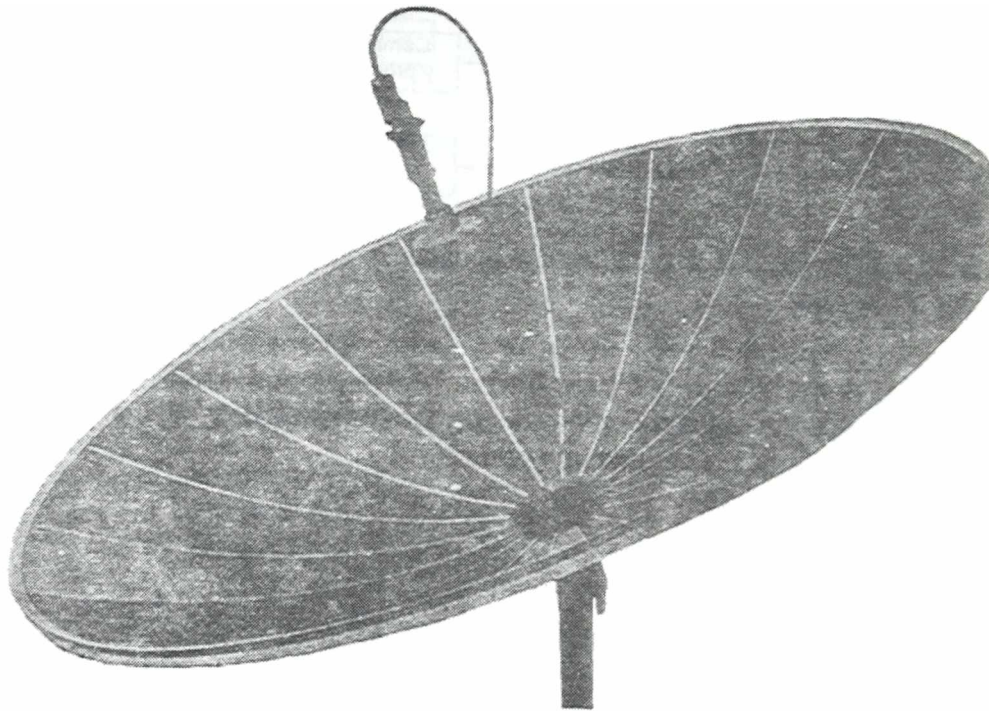


Figura 62 a. Sistema de recepción de un trasponder. **b.** Sistema de recepción simultáneo de varios trasponder.

Debemos señalar que este análisis se ha hecho en el caso particular de recepción satelital doméstica de TV, pero los conceptos generales aquí expuestos son válidos para otros tipos de recepción, (datos, telefonía, etc.), y además en disciplinas de enlaces de estas longitudes de ondas.



Cabezal de receptor para recepción satelital montado sobre una antena de 3 metros mallada.

5-1 Historia del desarrollo del satélite

Las comunicaciones constituyen un aspecto indispensable en las necesidades de un país, y particularmente en los países con extensos territorios.

En esta disciplina fue siempre una inquietud lograr comunicarse detrás del radio horizonte. Esto se realizaba utilizando métodos como el de las comunicaciones ionosféricas y el de dispersión ionosférica o troposférica.

El escritor británico de ciencia ficción Arthur C. Clarke, en 1945 sugirió la original idea de que un satélite en órbita circular ecuatorial con un radio de 42242 Km tendría una velocidad angular adaptada a la de la tierra.

En 1950 se propuso realizar este tipo de comunicación colocando un vehículo espacial en órbita. La primera versión apareció en 1956 con el satélite «Echo», que consistía en un balón metálico en órbita que permitió la reflexión de la señal y la comunicación de los EE.UU. a través del Océano Atlántico.

En 1965, la Intelsat (International Telecommunication Satellite Organization) lanzó el Intelsat I, conocido como el pájaro madrugador (Early Bird) en órbita sobre el Océano Atlántico. Intelsat I brindó la posibilidad de realizar el primer enlace satelital continuo transatlántico. Podía transmitir simultáneamente 240 circuitos de voz, o una señal de TV. Este satélite geoestacionario primitivo portaba una antena omnidireccional que irradiaba señales desde el satélite en un arco de 360°. Gran parte de la señal irradiada era inútil. La pequeña porción de energía que llegaba a la Tierra, estaba concentrada sobre el hemisferio norte, a los fines de interconectar los sistemas de comunicaciones entre el oeste europeo y Norteamérica.

Para mantener la antena del satélite correctamente orientada en dirección a la Tierra, el cuerpo cilíndrico del Intelsat I giraba alrededor de su eje a una velocidad

determinada. Numerosos satélites posteriores utilizaron la técnica de estabilización spin.

En 1966 y 1967, Intelsat lanzó la segunda generación de satélites geoestacionarios. Estos Intelsat II, también utilizan antenas omnidireccionales, pero cada satélite concentra su energía en un haz global, de forma tal de extender sus servicios de telecomunicaciones al sur del Ecuador.

En 1966, la Unión Soviética fue el primer paso en el mundo en operar una red doméstica de comunicaciones por satélites. El primer satélite Molniya (iluminación en Ruso) emitió señales de TV y radio desde Moscú a través de toda la Unión Soviética. En lugar de usar el arco geoestacionario, los rusos decidieron enviar al espacio 4 satélites Molniya a intervalos iguales a todo lo largo de la órbita elíptica más alta. Cada satélite provee hasta 6 horas de cobertura sobre la Unión Soviética antes que se reencamine más allá del rango de seguimiento de las estaciones terrenas rusas.

El satélite Molniya unía programación de TV y radio a comunidades aisladas, localizadas sobre el Círculo Ártico, más allá del alcance de los satélites geoestacionarios del mundo.

En 1969, Intelsat ha lanzado 3 satélites Intelsat III en órbita asignada sobre las regiones del Océano Atlántico, Pacífico e Índico. Estos ofrecían la posibilidad de transportar 1500 circuitos de voz simultáneos y una señal de TV.

Para cumplir con un incremento de demanda, Intelsat comenzó a lanzar la serie de satélites Intelsat IV en enero de 1971. Cada uno de ellos permitía el uso de 12 transpondedores para 3750 circuitos telefónicos simultáneos y dos señales de TV. Los satélites Intelsat IV no sólo iluminaban con haces globales, sino que transportaban dos potentes antenas con haces spots, con posibilidad de ser direccionadas sobre diferentes áreas de la superficie terrestre.

En los primeros años de 1970, Canadá y los EE.UU. iniciaron programas propios para lanzamientos de satélites domésticos. El primer satélite canadiense Anik y el norteamericano Westar, transportaban una docena de transpondedores, mejorando la limitada capacidad de canales de los primeros Intelsat y Molniya.

En Europa un consorcio franco-alemán lanzó satélites experimentales, Symphonie en 1974 y 1975.

Los Symphonie I y II fueron usados por muchos países y organizaciones del mundo, incluyendo a Irán, países de Latinoamérica y las Naciones Unidas.

En 1975, la RCA desarrolló su serie Satcom de satélites estabilizados por tres ejes. Estos fueron los primeros satélites que emitían en polarización lineal doble (vertical y horizontal), pudiéndose utilizar 24 transpondedores (12 en cada polarización) distribuidos en los 500 MHz de ancho de banda.

En los últimos años de la década del '70, ingenieros de todo el mundo se sintieron «desafiados» a desarrollar el hardware para la banda KU en el rango de frecuencia entre 11 y 12 GHz.

En 1980 Intelsat comenzó a implementar satélites de la serie Intelsat V en doble banda (4/11 GHz) con haces sobre estratégicos lugares de los Océanos Atlántico e Indico.

Estas y otras frecuencias más altas sirven ahora para el establecimiento de nuevos y únicos servicios de comunicaciones imposibles de realizar en la banda baja de 4 GHz.

5-2 El satélite

El satélite se comporta como un repetidor cuya función es recibir, amplificar y trasladar en frecuencia señales para enviarlas en dirección a las estaciones de destino. Estos sistemas permiten establecer caminos simultáneos entre estaciones terrenas o móviles a través de uno o dos satélites como se muestra en la figura 1.

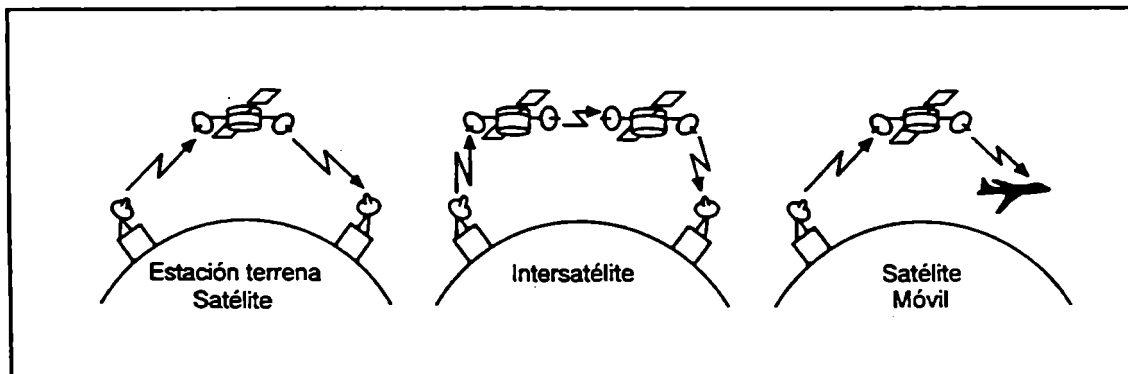


Figura 1. Modos de transmisión satelital.

Un diagrama simplificado de un satélite activo puede verse en la figura 2.

Para realizar la condición de bajada, el oscilador local asignado al satélite es de 2225 MHz, en el caso de banda C.

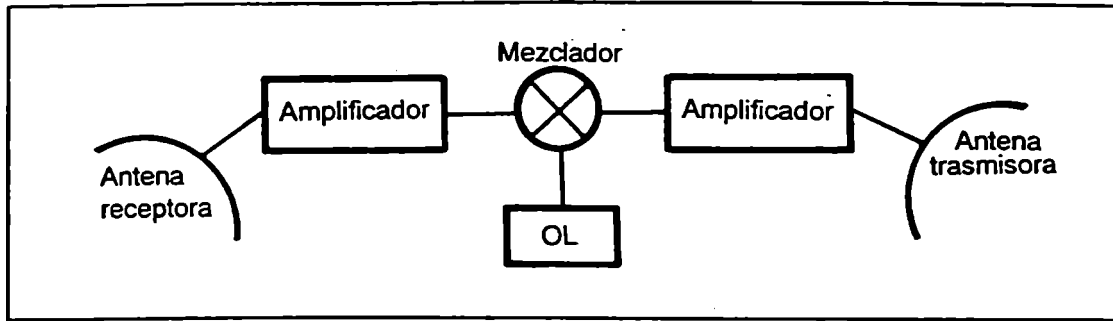


Figura 2. Diagrama en bloques de un satélite.

Estas son las siguientes frecuencias de enlace entre el satélite y estaciones terrenas.

3700 - 4200 MHz del satélite a la estación terrena.

5925 - 6425 MHz de la estación terrena al satélite.

Por supuesto, los satélites poseen una complejidad mayor que la mostrada en la figura. Dentro de los bloques que se agregan al satélite son los de corrección de posición, aunque en órbita geoestacionaria, las fuerzas gravitatorias y centrífugas están en equilibrio, resulta necesario corregir la posición del satélite que se desvía debido a los efectos de variación de campos magnéticos y colisiones con partículas cósmicas. Las correcciones se realizan con datos transmitidos desde tierra por estaciones de telemetría, que en el satélite producen la activación de motores de combustible sólido que lo estabilizan orbitalmente.

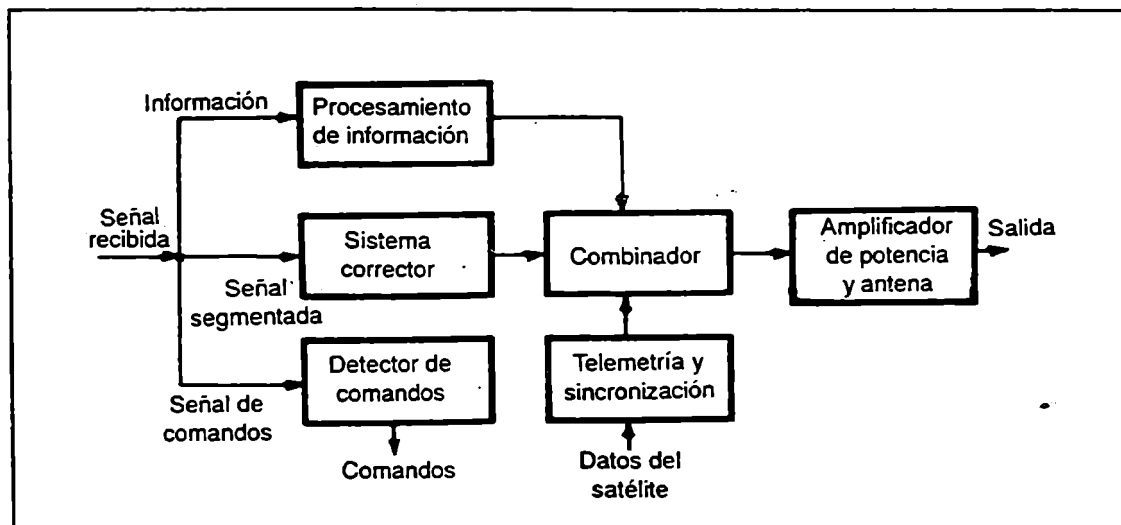


Figura 3. Diagrama en bloques del sistema de control de un satélite.

El punto vital de los satélites son los paneles solares que dan alimentación a todo el equipo y generalmente son varias veces más grandes que el resto del satélite, (alrededor de 15 metros). Los paneles son de tal importancia que el deterioro de estos debido a la colisión con partículas dan el tiempo de vida útil del satélite.

Hay que tener en cuenta que a mayor potencia de transmisión se debe generar más potencia de alimentación, que no es tarea fácil, ya que los paneles solares no tienen buen rendimiento.

Uno de los requerimientos de un satélite es la estabilización de la altitud, la cual además se puede corregir como se mencionó anteriormente.

Hay dos formas de ejecutar su estabilidad, la más simple es que el satélite ejecute una rotación sobre si mismo (spin) para mantenerlo fijo en órbita. Este sistema tiene un inconveniente que es la orientación de las antenas y de los paneles solares, es por eso que algunos satélites tienen el equipo electrónico en una plataforma de giro opuesto al spin de su nave.

Otro método es colocar internamente giróscopos que se encuentran orientados en tres ejes diferentes, esto permite una estabilización de menor complejidad mecánica que la anterior.

Es importante destacar que los satélites deben iluminar, con la mayor eficiencia posible, los sectores de la tierra de interés.

Es por eso que sus antenas tienen cuatro tipos de haces de irradiación según su uso.

- a- Haz global.
- b- Haz hemisférico.
- c- Haz regional
- d- Haz spot.

El haz global permite al satélite iluminar una tercera parte del globo terráqueo, lo que significa que con tres satélites queda comunicada toda la tierra, de la forma en que se ve en la figura 4a.

El haz hemisférico concentra su potencia sobre una amplia región intentando cubrir por ejemplo toda América o África, tal como se observa en la figura 4b.

A medida que la potencia del satélite se distribuye sobre zonas menores, se van conformando los haces regionales y spots. (Figura 4c).

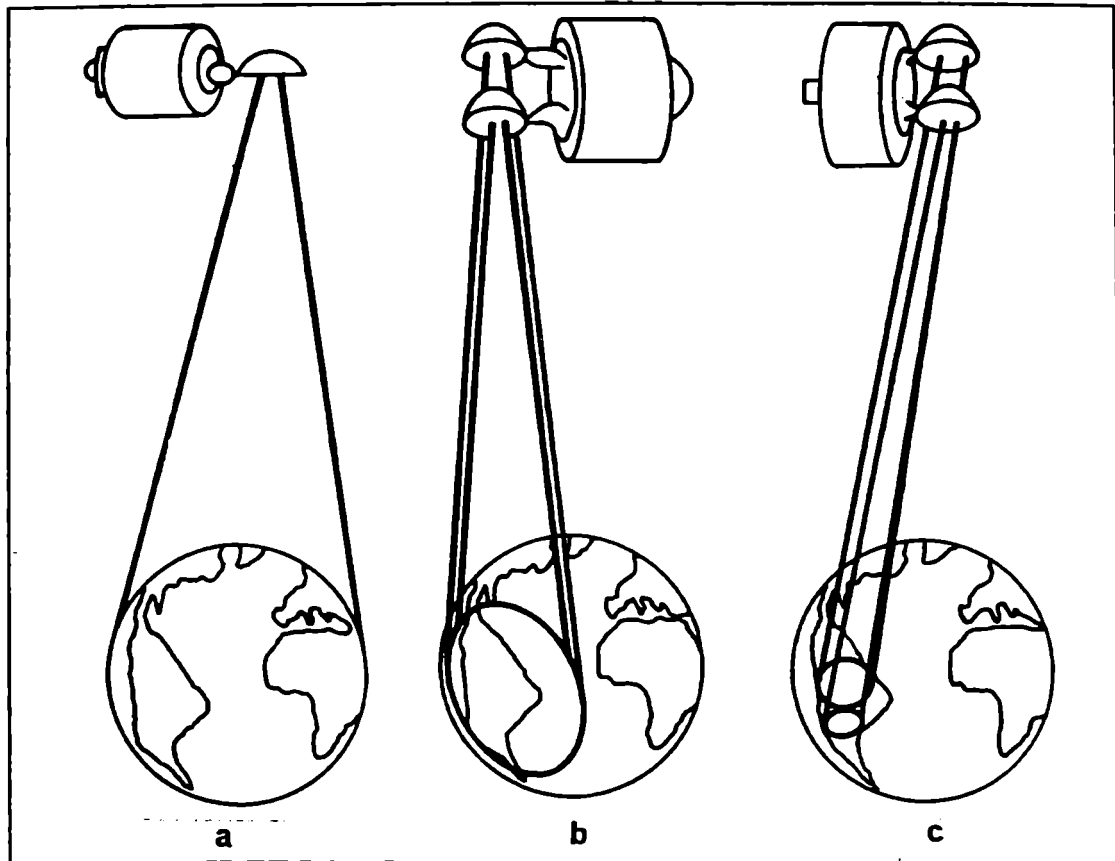


Figura 4. Haces de irradiación de los satélites.

Estos últimos permiten la concentración de altas potencias sobre pequeñas zonas, o países determinados.

De esta forma se brinda la posibilidad de dimensionar pequeñas estaciones de características económicas, abaratando así el segmento terrestre.

Los satélites de comunicaciones utilizan en general los siguientes tipos de polarización para la recepción/trasmisión de las ondas electromagnéticas.

- Circular: izquierda / derecha.
- Lineal: vertical / horizontal.

Analizando los satélites comerciales existentes en función del tipo del haz utilizado, polarización y frecuencia, podemos establecer una clara separación entre los de uso internacional y aquellos que brindan un servicio exclusivamente doméstico.

1) Satélites internacionales: por ejemplo los de la serie Intelsat.

a) *Haces*: hasta los primeros satélites de la serie Intelsat V, los satélites contaban con haces globales y hemisféricos, para cubrir las comunicaciones de todo el mundo, adicionando los haces regionales y spots sobre específicas y muy delimitadas zonas de alto interés.

Con el Intelsat VA se adicionaron haces spots concentrados y sus potencias sobre zona norte y sur de América del Sur posibilitando el uso de económicos sistemas de recepción satelital a países en desarrollo.

De esta forma se logran altos valores de PIRE (mayores de 36 dB W en transpondedor completo) donde antes se lograban potencias entre 23,5 y 26 dB W de acuerdo a la zona de la Argentina que se trataba.

b) *Frecuencias*: en la figura 5 se observa el plan de frecuencia de los satélites de la serie Intelsat. Como se puede apreciar, existen transpondedores de diferentes anchos de banda con posibilidades de uso en telefonía, TV o datos.

Las frecuencias centrales de los transpondedores que se utilizan para retransmisión de señales de TV, se ubican de acuerdo a si se emite en transpondedor completo o en 1/2, teniendo en cuenta las necesidades del cliente y las posibilidades que brinda Intelsat.

Es posible, además el reuso de frecuencias mediante la utilización de transmisión en diferentes polarizaciones (circular derecha e izquierda).

Ante la emisión de dos señales de TV, en el mismo haz, con polarizaciones contrarias, las estaciones receptoras deberán contar con una antena con característica de alto rechazo de polarización cruzada, (> 25 dB) para no desmejorar su calidad de recepción.

c) *Polarización*: la mayoría de los satélites Intelsat, utilizados hasta la fecha, reciben señales en polarización izquierda y transmiten en derecha.

Recién en las últimas series de satélites se instrumentó la posibilidad de Tx y Rx en cualquiera de las dos polarizaciones.

El plan de frecuencia de la figura 5 muestra las polarizaciones de cada haz siendo:

Pol A: Global y hemisférico

Pol B: Regional y spot

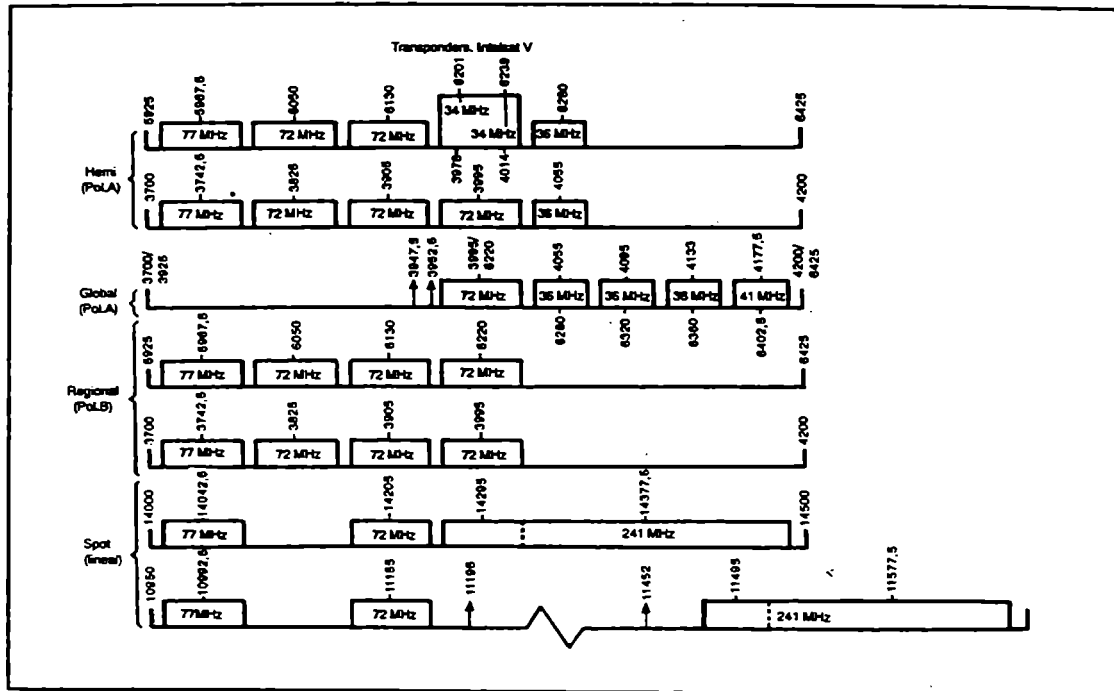


Figura 5. Traspondedores del INTELSAT V.

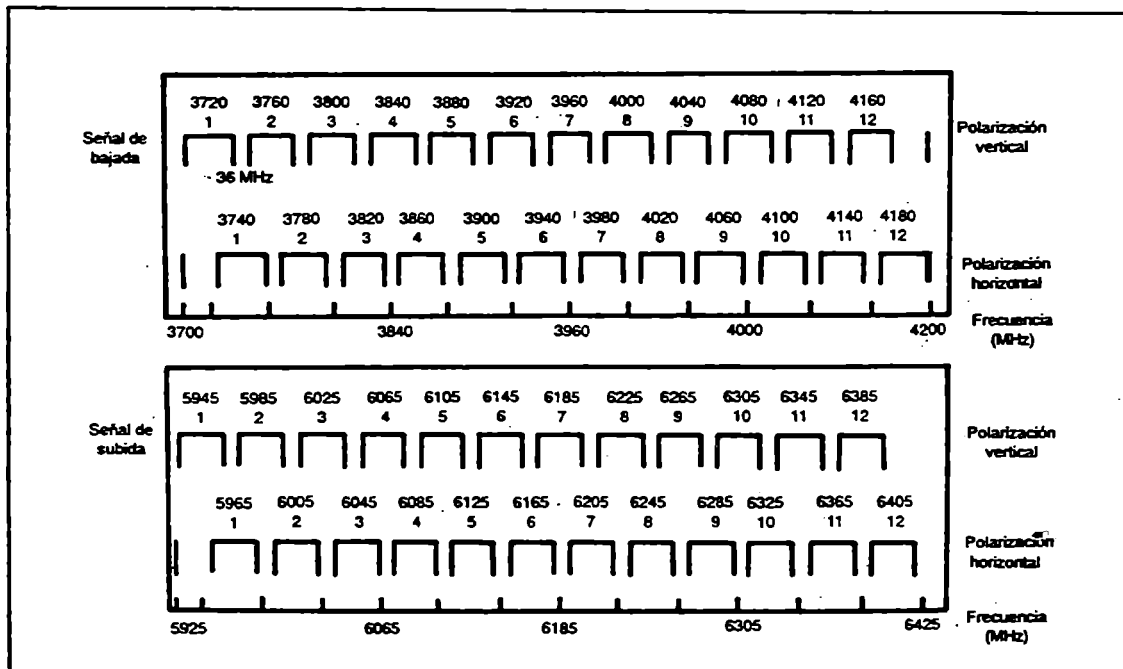


Figura 6. Distribución típica de frecuencias y transpondedores.

2) Satélites domésticos: (Brasilsat, Palcipa (Indonesia), Galaxy, Satcon (USA).

a) *Haces*: por ser de uso doméstico, el haz que emite la antena del satélite normalmente poseen un «footprint», de acuerdo con la forma del país, tratando de cubrir el mismo con la mayor potencia posible.

En casos de países demasiados grandes, es posible cubrirlos totalmente con dos o tres haces, ofreciendo mayor PIRE a mayor cantidad de zonas, que se intentará cubrir todo con un solo haz.

b) *Frecuencias*: se observa en la figura 6 una típica distribución de frecuencias y transpondedores.

La frecuencia central de cada una de las 24 están separadas 20 MHz de las aledañas.

c) *Polarización*: A diferencia de los satélites internacionales, los domésticos utilizan polarización lineal, izquierda o derecha, repartidas entre pares e impares.

5-3 Geometría del satélite

Las distintas órbitas que puede lograr un satélite son indicadas en la figura 7. Dichas órbitas pueden ser circulares o elípticas. Es de nuestro interés analizar los satélites de órbitas circulares y ecuatoriales, los que generalmente se utilizan para servicios de comunicaciones telefónicas y de TV.

La altitud a la cual ocurre esta órbita se determina partiendo de considerar el tiempo de una revolución del satélite coincidente con el tiempo de un día sidéreo ($t_s = 23\text{hs. } 56\text{ min. } 4\text{ seg}$). Aplicando las ecuaciones físicas de atracción entre dos cuerpos, figura 8, en la condición de equilibrio podemos deducir :

$$F = (m_s m_t) / d^2 \quad (1)$$

y la fuerza centrífuga será:

$$P = (m_s v^2) / d \quad (2)$$

Luego para que el satélite este en órbita debe producirse el equilibrio:

$$(m_s m_t) / d^2 = (m_s v^2) / d \quad (3)$$

siendo $d = h + R$.

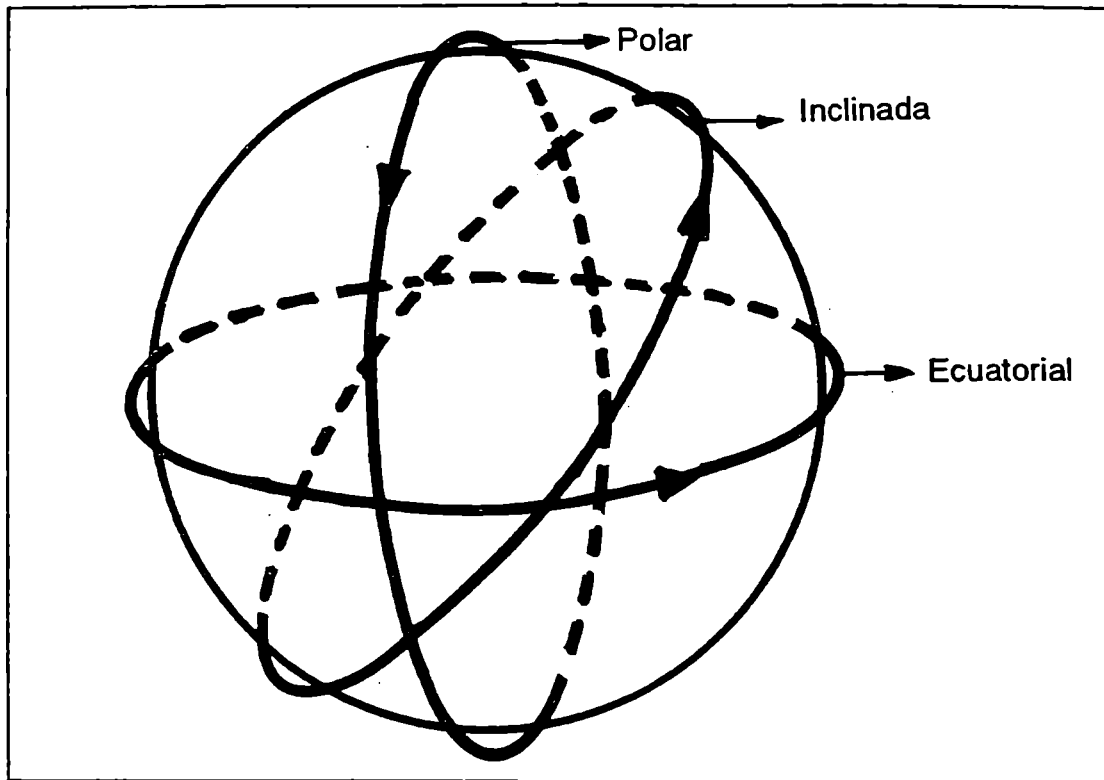


Figura 7. Órbitas satelitales.

Por lo tanto:

$$v^2 = m_t / (R + h) \quad (4)$$

Como la circunferencia de la órbita es:

$$l = 2 \pi (R + h) \quad (5)$$

y la $v = \text{distancia} / \text{tiempo} = 2 \pi (R + h) / t_s$

Por lo tanto nos queda:

$$h = \sqrt[3]{\frac{m_t (t_s)^2}{(2 \pi)^2}} - R \quad (6)$$

Donde h = altura del satélite con respecto a la corteza terrestre, R = radio de la tierra (6375 Km), m_t = masa gravitacional de la tierra ($398600 \text{ Km}^3 / \text{seg}^2$) y t_s = tiempo de un día sidéreo anteriormente mencionado. El valor calculado será:

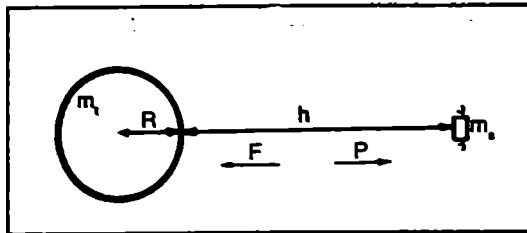


Figura 8. Geometría orbital de un satélite.

$$h = (398600 \cdot (86164)^2 / (2 \pi)^2)^{1/3} - 6375 = 35789 \text{ Km} \quad (7)$$

La altitud de 35789 Km produce la órbita geoestacionaria, y el satélite aparece como un punto fijo en el cielo para un observador ubicado en cualquier lugar de la corteza terrestre.

Para recibir la señal se debe orientar la antena hacia la zona del cielo donde se encuentra el satélite.

Uno de los puntos de importancia es también el posicionamiento y la rigidez del sistema, el cual pueden producir errores que desmejoraran la calidad de la recepción.

El montaje de estas antenas es AZ-EL (azimut elevación) y la ubicación del satélite se realiza conociendo la posición de elevación (EL) y azimut (AZ) como se observa en la figura 9.

Los ángulos por lo tanto quedan definidos entre el plano del horizonte local y el rayo directo al satélite.

Una vez captado en el receptor se pueden hacer ajustes finos para mejorar la señal.

Para calcular el ángulo de orientación horizontal o azimut, el de elevación y de la distancia al satélite se deben seguir estos pasos:

- 1) Cálculo del ángulo de azimut de la antena terrestre T.

$$AZ = \arctg \left(\frac{\text{tg} (\text{long T} - \text{long S})}{\text{sen} (\text{lat T})} \right) \quad (8)$$

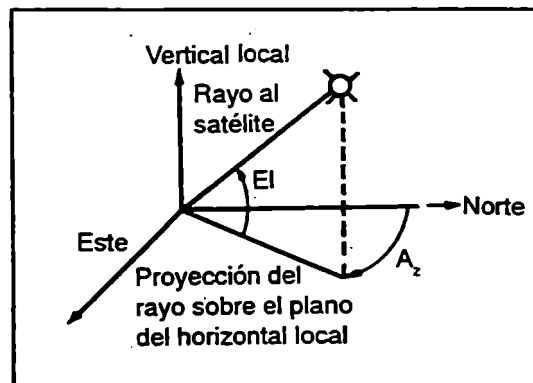


Figura 9. Azimut y elevación.

2) Cálculo de la distancia entre el satélite y la estación terrestre.

$$d = (18185590000 - 536950000 \sqrt{\cos(\text{long T} - \text{long S}) \cos(\text{lat T})}) \text{ (Km)} \quad (9)$$

3) Angulo de elevación.

$$EL = -90^\circ + \arccos \left(\frac{d^2 - 1,73746 \times 10^9}{12734 d} \right) \quad (10)$$

donde long T y lat T son longitud y latitud de la estación terrena y long S la longitud del satélite.

En la figura 10 se muestra el apuntamiento de la antena con este tipo de montaje y esquemáticamente su montaje mecánico.

Una interesante posibilidad, usada en sistemas de observación astronómicos (radiotelescopio o telescopio), es el montaje polar o ecuatorial. En él, se ajusta en

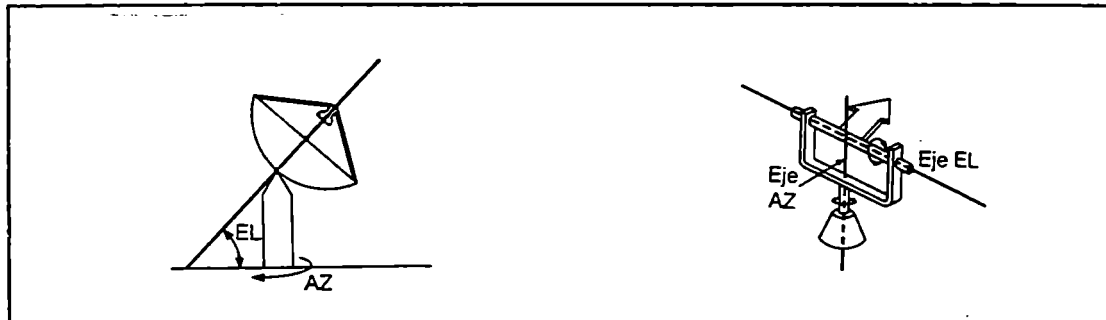


Figura 10. Montaje azimutal de una antena.

un eje el ángulo horario y en el otro la declinación como se esquematiza en la figura 11.

Este sistema es fácil aplicarlo en sistemas de seguimiento satelital, permitiendo una vez ajustado el sistema orientar la antena a cualquier satélite geostacionario realizando solamente el movimiento de ángulo horario.

El diagrama de la figura 12 muestra un soporte polar. El desplazamiento de la declinación permite que cuando la antena se mueva en án-

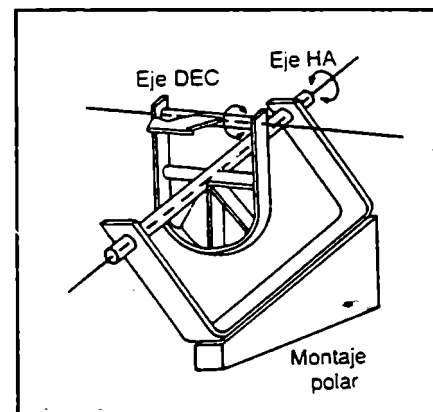


Figura 11. Montaje polar.

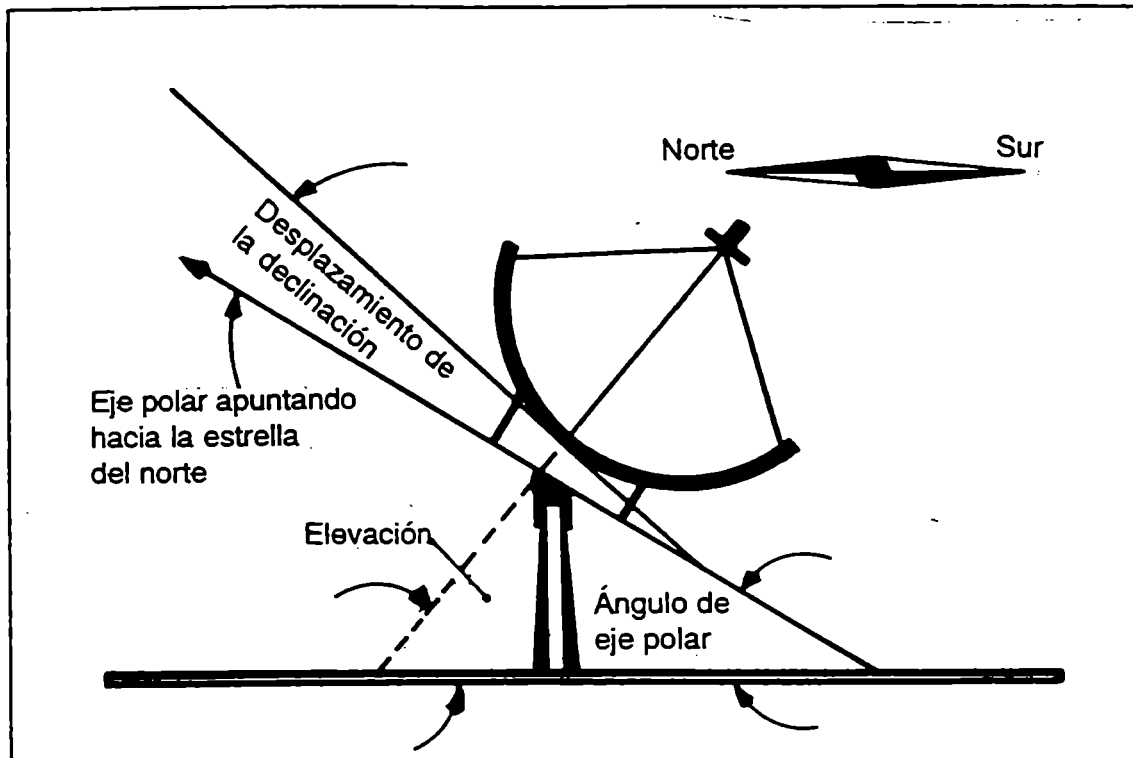


Figura 12. Montaje polar de una antena.

gulo horario, o sea en dirección este-oeste, el diagrama de la antena siga la línea del Ecuador.

5-4 Métodos de acceso

Las comunicaciones satelitales han ido evolucionado en forma general similar a las técnicas de enlaces terrestres. En consecuencia se han ido aplicando una serie de métodos de acceso tratando de lograr el mejor y mayor aprovechamiento de la potencia y el ancho de banda del satélite.

Desde el punto de vista de utilización, los accesos múltiples pueden clasificarse en: Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA), Acceso Múltiple por División de Tiempo (TDMA) y Acceso Múltiple por División de Código (CDMA).

En el método de FDMA, las estaciones tienen asignado un ancho de banda y una frecuencia central en todo el ancho de banda que puede manejar el satélite, dicho de otro modo es un método de acceso en el dominio de la frecuencia. La figura 13 nos ejemplifica el método de FDMA.

Cada paquete en el espectro de frecuencia es llamado transpondedor. A su vez cada transpondedor puede contener uno o dos canales de TV o una serie de canales telefónicos (cantidad que estará limitada por el ancho de banda del transpondedor o potencia), los cuales están a su vez multiplexados en frecuencia (FDM). La modulación de portadora utilizada en estos casos es FM por lo tanto este sistema esta nombrado como FDM / FM / FDMA.

Un sistema particular del FDMA es el de único canal por portadora (SCPC) en el cual cada portadora es modulada con un único canal. Estos sistemas son eficientes cuando el tráfico entre estaciones es bajo. Un diagrama espectral del SCPC de un transpondedor con canales telefónicos es el que se muestra a continuación.

En el caso de TDMA, las estaciones utilizan la misma portadora estando asignado a cada estación el tiempo de transmisión, por lo tanto el sistema opera en el dominio del tiempo.

Los paquetes emitidos o recibidos por las estaciones son llamados ráfagas, las que además de contener la información que se desea debe tener información de sincronismo, identificación de canal etc., para su correcta detección.

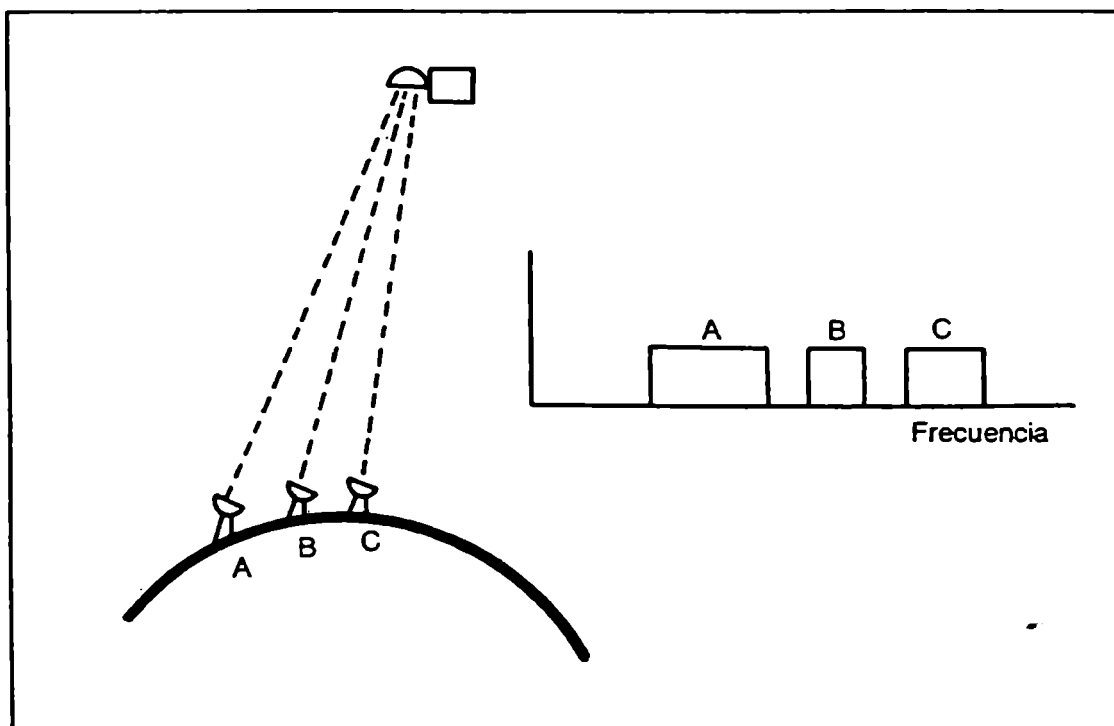


Figura 13. Acceso múltiple por división de frecuencia.

Este método de acceso utiliza, generalmente, para acomodar los canales de información dentro de la ráfaga, un multiplexado en el tiempo (TDM) y la modulación de la portadora se realiza empleando técnicas de modulación de fase (PSK), por lo tanto este sistema puede ser nombrado como TDM/PSK/TDMA.

La información puede contener datos digitales, facsímil, voz sintetizada en (PCM o A) o video digitalizado.

De la comparación de estos métodos surge que el FDMA posee como ventajas, su fácil implementación y que no requiere circuitos de tiempo, su desventaja mayor es la operación ineficiente del satélite. Mientras que el TDMA tiene como ventajas mejor aprovechamiento del satélite y su desventaja es el requerimiento de sincronización de tiempo con la implicancia de circuitos complicados.

En el sistema satelital CDMA la estación terrena es identificada por códigos de direccionamientos actuando sobre la portadora. Aunque este no requiera separación de frecuencia o tiempo, opera en ambos dominios pudiendo utilizar todo el ancho de banda del satélite. Este sistema permite un buen enmascaramiento de la señal, encontrando aplicación en usos militares.

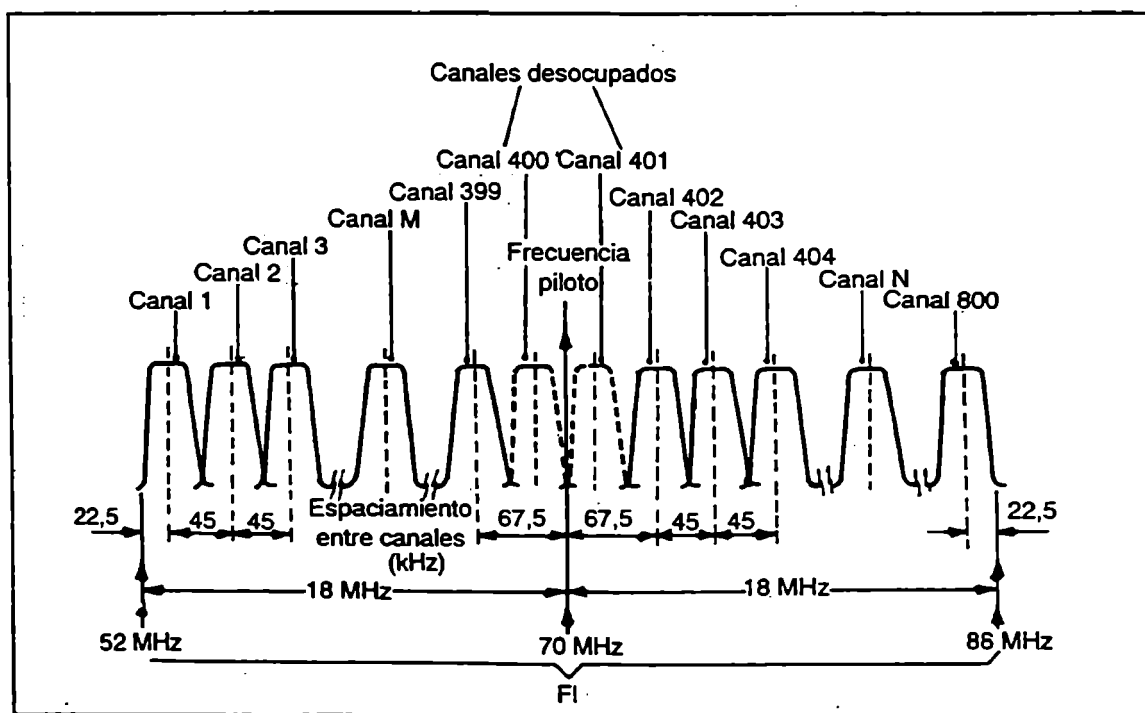


Figura 14. Sistema FDMA con SCPC.

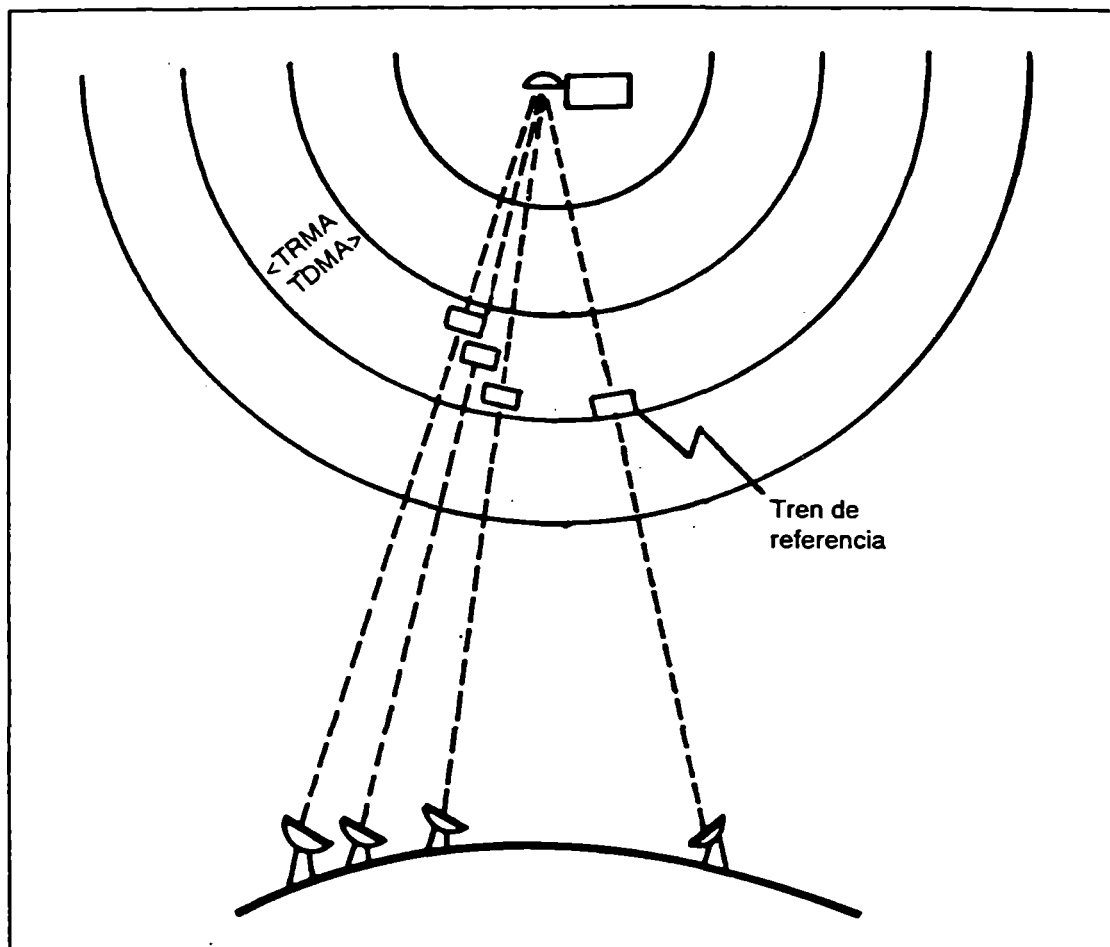


Figura 15. Acceso múltiple por división de espacio

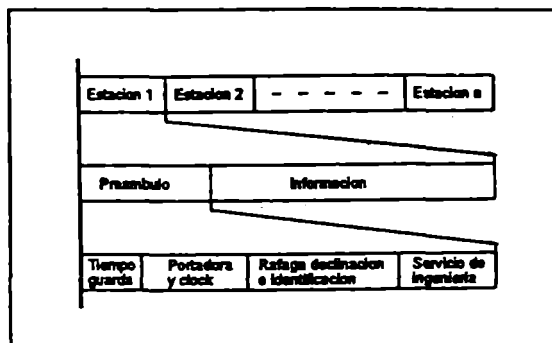


Figura 16. Ráfaga de un sistema de TDMA.

Existen otros métodos de acceso que no detallaremos ya que surgen de la base de los mencionados anteriormente.

5-5 Enlace

La atmósfera de la tierra está formada por una serie de gases, átomos, vapor de agua, que son capturadas por el campo gravitacional de la Tierra. La concentración de partículas, es menor a medida que nos alejamos de la Tierra. Las partículas en la parte superior de la atmósfera (ionósfera) absorben la energía solar ionizando los átomos, produciendo bandas de electrones libres que rodean la Tierra los cuales forman barreras prohibitivas para que algunas longitudes de ondas las atraviesen, tema de interés para las comunicaciones satelitales.

En el gráfico de la figura 17 se muestra la pérdida promedio en dB que produce la atmósfera para el espectro electromagnético.

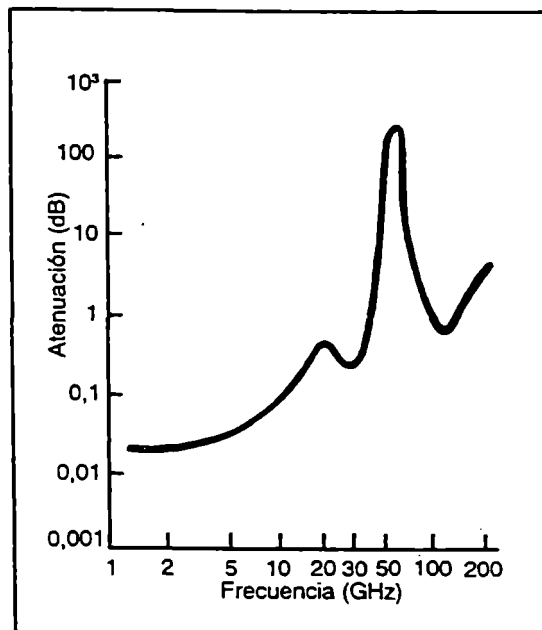


Figura 17. Absorción atmosférica.

Las comunicaciones satelitales, además de poseer las atenuaciones producidas por lluvia, nieve, etc., (conocidas en los cálculos de los enlaces punto a punto) debe superar la barrera de la atmósfera.

5-6 Cálculo de enlace

Un satélite que irradia una potencia con un radiador isotrópico, genera a una distancia «d» una densidad de potencia dada por :

$$S_d = P_t / (4 \pi d^2) \text{ (Watt / m}^2\text{) densidad de potencia} \quad (11)$$

donde P_t es la potencia promedio de salida del satélite.

En esta expresión se puede ver que el frente de onda esférico generado por un radiador isotrópico se dispersa en el espacio en función inversa a la distancia al cuadrado.

Si la antena del satélite posee una ganancia G_t referida al radiador isotrópico, la densidad de potencia a una distancia « d » será

$$S_d = P_t G_t / (4 \pi d^2) \text{ (watt / m)} \quad (12)$$

El campo eléctrico transmitido está caracterizado por la potencia radiada efectiva isotrópica (PIRE) definida por

$$\text{PIRE} = P_t G_t \quad (13)$$

Luego la densidad de potencia queda

$$S_d = \text{PIRE} / (4 \pi d^2) \text{ (Watt / m)} \quad (14)$$

En el caso que esta densidad de potencia sea captada por un receptor, que posee una antena con un área de apertura « A » (en el caso de una parábola es el área total proyectada por el disco) y con una eficiencia de antena « η », la potencia recibida será

$$P_r = \text{PIRE} A \eta / (4 \pi d^2) = \text{PIRE} A_{ef} / (4 \pi d^2) \text{ (Watt)} \quad (15)$$

potencia recibida

El área efectiva « A_{ef} » de captura está dada por el producto del área real « A » por la eficiencia de antena « η » del alimentador principal.

Las antenas receptoras generalmente son reflectores parabólicos, estos poseen una ganancia dada por la siguiente expresión, como se vio en el capítulo 3:

$$G_r = 4 \pi A \eta / (\lambda)^2 \quad (16)$$

Donde « G_r » es la ganancia de la antena receptora referida al radiador isotrópico y « λ » es la longitud de onda

Despejando el área efectiva nos queda

$$A_{ef} = G_r \lambda^2 / 4 \pi \text{ (m}^2\text{)} \quad (17)$$

Reemplazando esta ecuación en la expresión (15) de la potencia recibida, se obtiene:

$$P_r = \text{PIRE} \lambda^2 G_r / (4 \pi d)^2 \quad (18)$$

De esta última ecuación queda definido otro parámetro de importancia que es la pérdida de transmisión en el espacio libre:

$$P_{el} = (4 \pi d / \lambda)^2 \text{ (dB) pérdida en el espacio libre} \quad (19)$$

Como dicha pérdida es función de la distancia entre el satélite y la estación terrena puede expresarse también de la siguiente forma

$$P_{el} = 185 + 10 \log (1 - 0,295 \cos y \cos x) + 20 \log (F(\text{Ghz})) \quad (20)$$

Donde y = latitud de la estación terrena, x = diferencia en longitud entre el satélite y la estación terrena y F = frecuencia de trabajo

Luego la potencia recibida queda :

$$P_r = PIRE G_r / P_{el} \text{ (Watt)} \quad (21)$$

Pero el dato de importancia que nos permitirá evaluar el enlace es la relación portadora a ruido dada por :

$$C/N = 10 \log (\text{Pot. recib.de portadora} / \text{Pot.de ruido del sistema}) \text{ (dB)} \quad (22)$$

La potencia de ruido del sistema es

$$N_s = K T_{sys} B_{fi} \text{ (Watt)} \quad (23)$$

donde K = cte. de Boltzman, T_{sys} = temperatura de sistema en grados Kelvin y B_{fi} = ancho de banda de ruido de frecuencia intermedia

Cabe destacar que los anchos de banda de ruido y de señal son diferentes. El ancho de banda del ruido no es el que se normalmente se define como la caída de 3 dB, debido a que es de interés todo el ruido que interviene en el sistema. Un ejemplo que clarifica lo expuesto es el gráfico de la respuesta de un filtro (figura 18).

En este gráfico podemos ver que el ancho de banda de ruido difiere con el de 3 dB, siendo el ruido un análisis de área, matemáticamente expresado como:

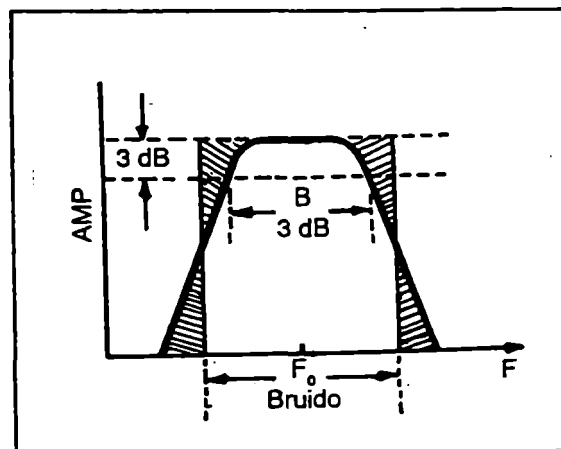


Figura 18. Representación gráfica del ancho de banda de ruido.

$$B_{\text{ruido}} = (1 / 2 \pi) \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \quad (24)$$

siendo $H(\omega)$ la transferencia del filtro.

La siguiente tabla muestra los valores de la relación entre el ancho de banda de ruido y el de 3 dB para distintos tipos de filtros.

Tabla 1. Ancho de banda de ruido relativo a 3 db para filtros Butterworth y Chebyshev

| Filtro | Orden | $\frac{B_{\text{ruido}}}{B_{3 \text{ db}}}$ | Filtro | Orden | $\frac{B_{\text{ruido}}}{B_{3 \text{ db}}}$ | Filtro | Orden | $\frac{B_{\text{ruido}}}{B_{3 \text{ db}}}$ |
|-------------|-------|---|----------------------|-------|---|------------------------|-------|---|
| Butterworth | 1 | 1,570 | Chebyshev | 1 | 1,570 | Chebyshev | 1 | 1,570 |
| | 2 | 1,220 | ($\epsilon = 0,1$) | 2 | 1,15 | ($\epsilon = 0,158$) | 2 | 1,33 |
| | 3 | 1,045 | | 3 | 0,99 | 3 | 0,86 | |
| | 4 | 1,025 | | 4 | 1,07 | | 4 | 1,27 |
| | 5 | 1,015 | | 5 | 0,96 | | 5 | 0,81 |
| | 6 | 1,010 | | 6 | 1,06 | | 6 | 1,26 |

La temperatura del sistema está dada por las contribuciones de ruido total del enlace, explicado en el capítulo 4.

$$T_{\text{sys}} = T(\text{fondo del cielo}) + T(\text{receptor}) + T(\text{contribución de tierra}) + T(\text{atmosféricas}) \text{ (grados Kelvin)} \quad (25)$$

Luego la relación señal a ruido queda

$$C/N = \text{PIRE Gr} / (K T_{\text{sys}} B_{\text{fi}} P_{\text{el}}) \quad (26)$$

O sea

$$C/N = \text{PIRE (dBW)} - P_{\text{el}} \text{ (dB)} + \text{Gr} / T_{\text{sys}} \text{ (dB)} - 10 \log(K B_{\text{fi}}) \text{ (dB)} \quad (27)$$

De esta ecuación se puede deducir el factor $\text{Gr} / T_{\text{sys}}$, factor de mérito de una estación terrena, ya que sus factores que proporcionales a Gr y T_{sys} pueden ser modificados en la estación terrena y permitir la mejora del enlace.

Aspectos prácticos

Debido a la diferencia de los distintos tipos de haces de los satélites, el valor de la PIRE no es uniforme en toda la superficie que ilumina, sino que presenta variaciones de acuerdo a las diferentes consideraciones.

Para los haces globales y hemisféricos, el fabricante normalmente brinda el valor de la PIRE al borde del haz (at beam edge) debiendo luego corregir dicho valor por la ganancia geográfica (G.G.) que se obtiene al considerar la longitud y la latitud del lugar de instalación de la estación terrena.

Como la precisión de la antena depende de la ubicación, la elevación es el parámetro variable para obtención de la ganancia geográfica. Para el haz global y hemisférico de INTELSAT las correcciones son las siguientes:

$$G.G._{hg} = 0,06 (\text{elevación} - 10)$$

$$G.G._{hh} = 0,02 (\text{elevación} - 10)$$

Este valor de G.G. se debe adicionar al de PIRE, valor al borde del haz.

Para haces de características regionales y spots se debe considerar la «pisada» (footprint) que entregará el fabricante al usuario. (Por ejemplo figura 20), a los efectos de conocer la PIRE para cada localización de antena.

5-7 Enlaces con modulación analógica

Debemos analizar los sistemas de modulación y verificar cual es la C/N umbral necesaria para lograr una correcta detección de la señal.

La señal en este tipo de transmisión se realiza en modulación en frecuencia (FM). Se sabe que un sistema de este tipo posee mejoras considerables frente a los sistemas de modulación de amplitud (AM) si se supera una cierta C/N umbral como se muestra en la figura 21.

Por lo tanto el factor límite de la C/N de un sistema satelital está dado por el efecto umbral en el demodulador del receptor.

Vemos que hay una relación lineal entre relación señal a ruido demodulada S/N y la C/N a la entrada del demodulador, por lo tanto podemos expresar:

$$S/N = (\text{Mejora FM}) C/N \quad (28)$$

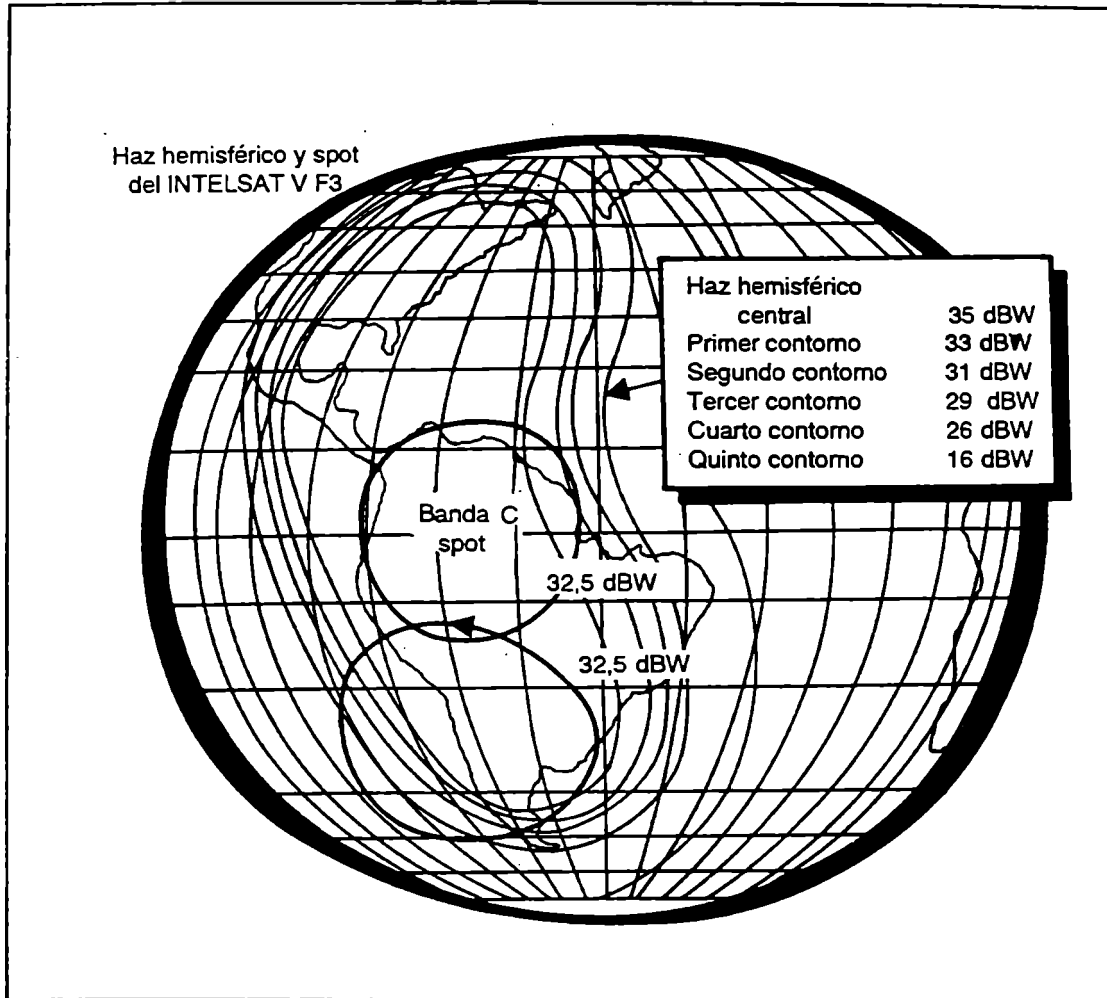


Figura 20. Haz hemisférico y spot del INTELSAT V F3.

Para una simple señal modulada con la más alta frecuencia F_m , la mejora es expresada por:

$$S/N = 3 \beta^2 (B_{\text{R}} / 2 F_m) (C/N) \quad (29)$$

Donde es el índice de modulación de FM definido como $\beta = \Delta F / F_m$ siendo ΔF la desviación de la frecuencia.

El espectro de una onda senoidal simple modulada en FM genera un infinito números de frecuencias y se requerirá un infinito ancho de banda para recibirla. En

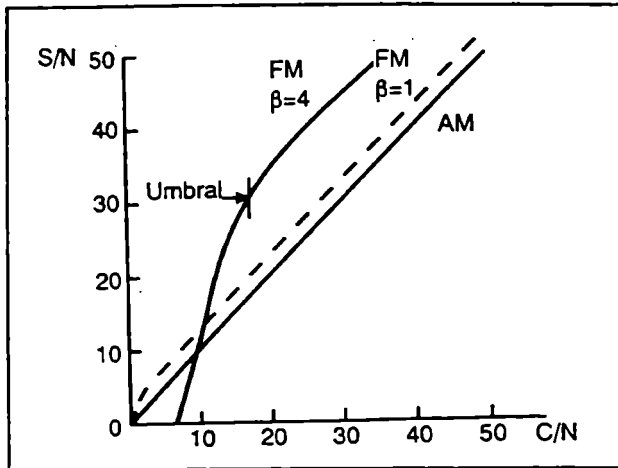


Figura 21. Transferencias de sistemas de demodulación.

la práctica la señal debe ser filtrada y reducir su ancho de banda para su transmisión. Una buena aproximación es la dada por la ecuación de Carson, donde:

$$BFI = 2 (\Delta F + Fm) \quad (30)$$

o

$$BFI = 2 Fm (1 + \beta) \quad (31)$$

La energía fuera de este ancho de banda expresado por esta ecuación es muy pequeña y aceptando una pequeña distorsión podremos detectar la señal de FM.

Luego reemplazando el ancho de banda en la ecuación de S / N nos queda:

$$S / N = 3 (1 + \beta) \beta^2 C / N \quad (32)$$

Para $\beta \gg 1$ nos queda una simplificación de la expresión (29):

$$S / N = 3 \beta^3 C / N \quad (33)$$

El espectro de potencia del ruido a salida de un receptor de FM es proporcional a F^2 como se observa en la figura 22.

Como consecuencia la S / N no es uniforme sobre todo el ancho de banda.

Este sistema se puede mejorar aún más con redes de preénfasis y deénfasis lográndose una relación señal a ruido demodulada dada por la siguiente ecuación:

$$S/N = C/N \text{ (dB)} + 10 \log (Bfi / 2 Fm) + 10 \log (3 \beta^2) + P \text{ (dB)} \quad (34)$$

5-8 Enlaces con modulación digital

La forma de evaluar la recepción de una información digital es poder estimar la cantidad de errores producidos en el envío de la información. Es por eso que es necesario evaluar estadísticamente la probabilidad de error en relación a la energía o ruido de cada sistema de modulación digital, lo cual permite una comparación de los sistemas para lograr mayor eficiencia en la transmisión.

No es objeto de este libro hacer un análisis exhaustivo de los sistemas de modulación digital, pero si realizar la comparación que permite la explicación del uso de algunos sistemas.

Una gráfica que permite la comparación de los sistemas de modulación digital, se muestra en la figura 24.

Siendo P_e la probabilidad de error de un bit (significa que una $P_e = 10^{-2}$, es el error de un bit en 100 detectados) y E_b / N_0 la energía bit de la potencia de portadora a ruido. Este gráfico da una idea clara que los sistemas de modulación por desplazamiento de fase (PSK) con igual potencia transmitida poseen menor posibilidad de error que los demás sistemas.

Otro de los parámetros que debemos definir en este tipo de comunicación es la eficiencia del sistema dado por:

$$\eta = (R / B_c) \text{ bit} / \text{v} / \text{Hz} \quad (36)$$

siendo: R la velocidad de transmisión en bits / seg.

y B_c es el ancho de banda requerido en portadora en Hz.

Considerando un sistema BPSK estandar, el cual transmite a una velocidad de $R = 1 / T_b$, siendo T_b el tiempo de bits de una señal binaria que no retorna a cero (NRZ) siendo como consecuencia su espectro como se indica en la figura 25.

Luego se desprende que el ancho de banda debe ser de $2 / T_b$. La eficiencia será:

$$\eta_{\text{BPSK}} = (R / B_c) = (1 / T_b) / (2 / T_b) = (1 / 2) \text{ (bps / Hz)} \quad (37)$$

Para el caso de un sistema M-ario podemos escribir que:

$$\eta_{\text{MPSK}} = \log_2 (M / 2) \quad (38)$$

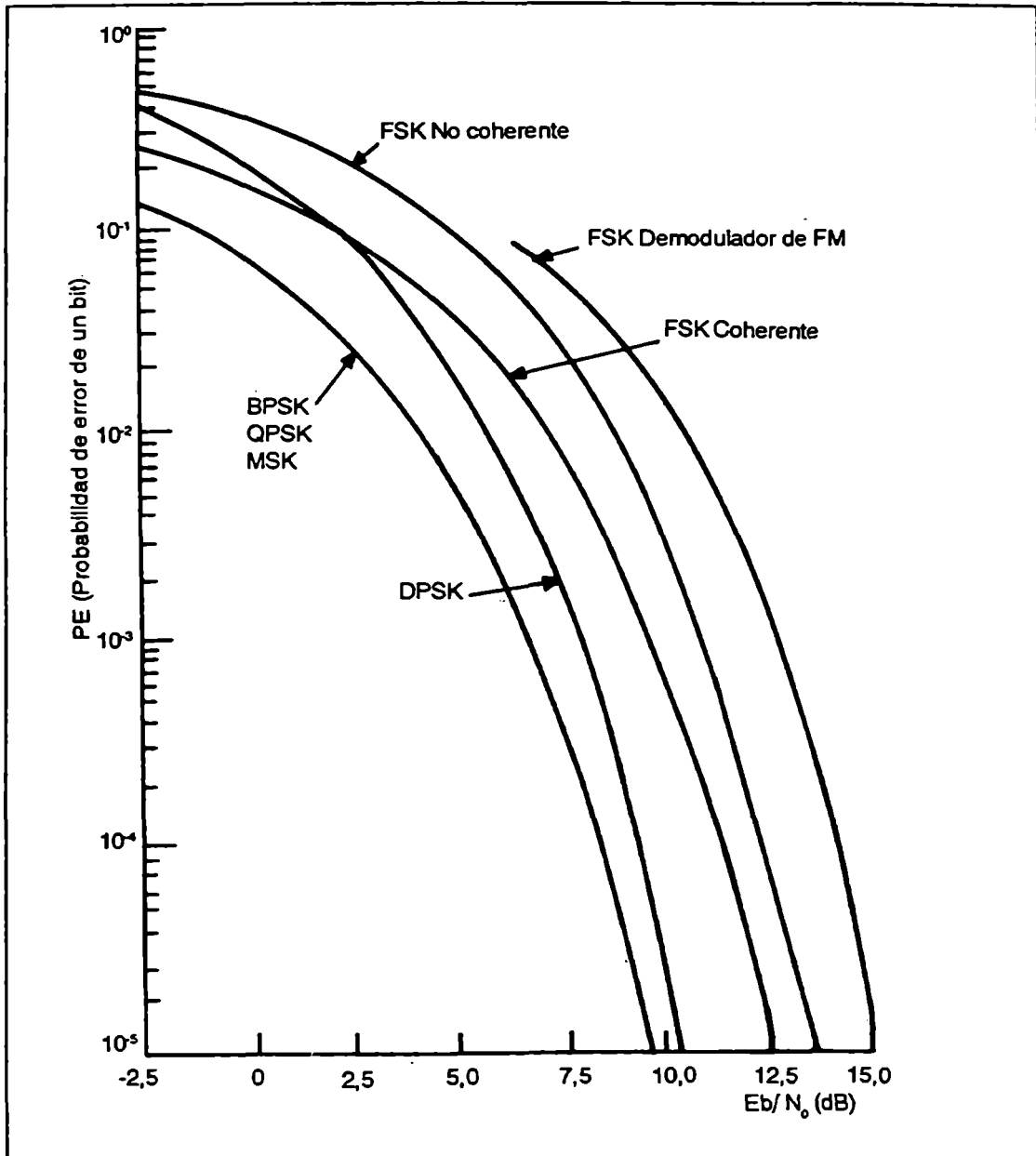


Figura 24. Probabilidad de error vs. energía de bit a ruido de distintos sistemas de modulación digital

Analizando la E_b/N_0 podemos escribir que:

$$E_b / N_0 = (P_c T_b) / N_0 \quad (39)$$

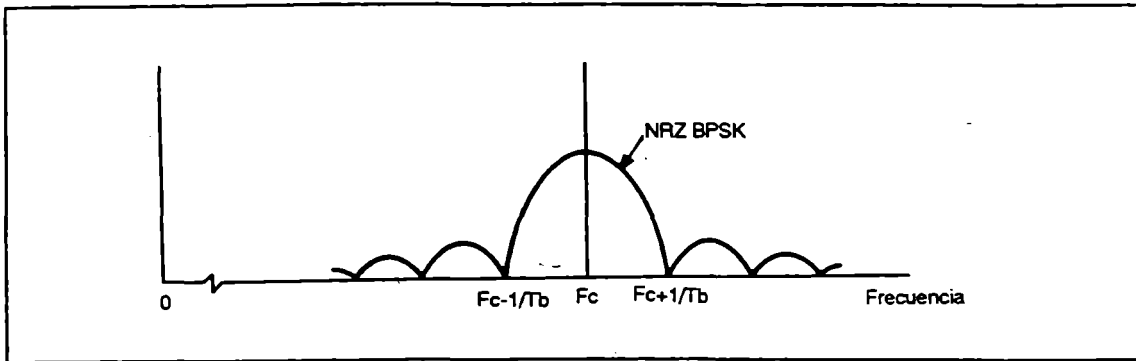


Figura 25. Espectro de señal codificada en NRZ y modulada en BPSK.

siendo P_c la potencia de portadora. Dividiendo y multiplicando por el ancho de banda, la expresión nos queda que:

$$E_b / N_0 = \frac{P_c T_b}{N_0 B_c} B_c \quad (40)$$

siendo: $P_c / (N_0 B_c) = \text{CNR}$ y $1 / T_b = R$. Luego:

$$E_b / N_0 = \text{CNR} (B_c / R) = \text{CNR} / \eta \quad (41)$$

Esta ecuación permite vincular la CNR con la E_b/N_0 , analizada anteriormente en el párrafo 5-6.

Los sistemas de modulación digital permiten el uso de técnicas de corrección de error con la que se obtienen mejores resultados. Una gráfica teórica, con un código corrector de error (3/4 Forward error Correction) es mostrado en la figura 26.

Cabe destacar que las mejoras en la probabilidad de error es comparada con la E_b / N_0 es obtenida a expensas de mayores anchos de banda.

Por lo tanto se puede deducir que la P_e quedará determinada por la calidad del modem y el código corrector de error utilizado.

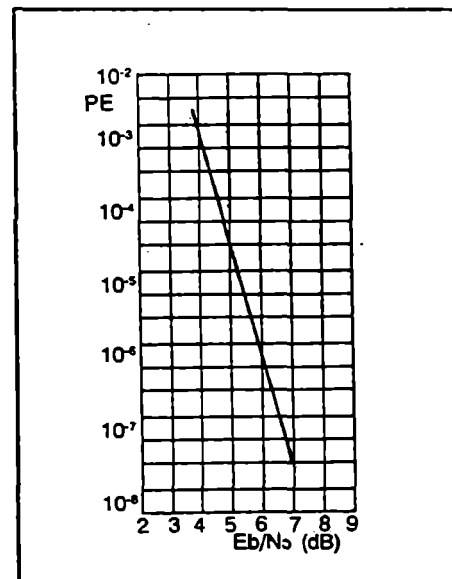


Figura 26. Probabilidad de error vs. energía de bit a ruido de sistemas con corrector de error.

5-9 Análisis de la relación portadora a ruido total

La recepción correcta de una señal satelital dependerá de los efectos que en la subida y bajada al satélite se produzcan y deterioren a la misma.

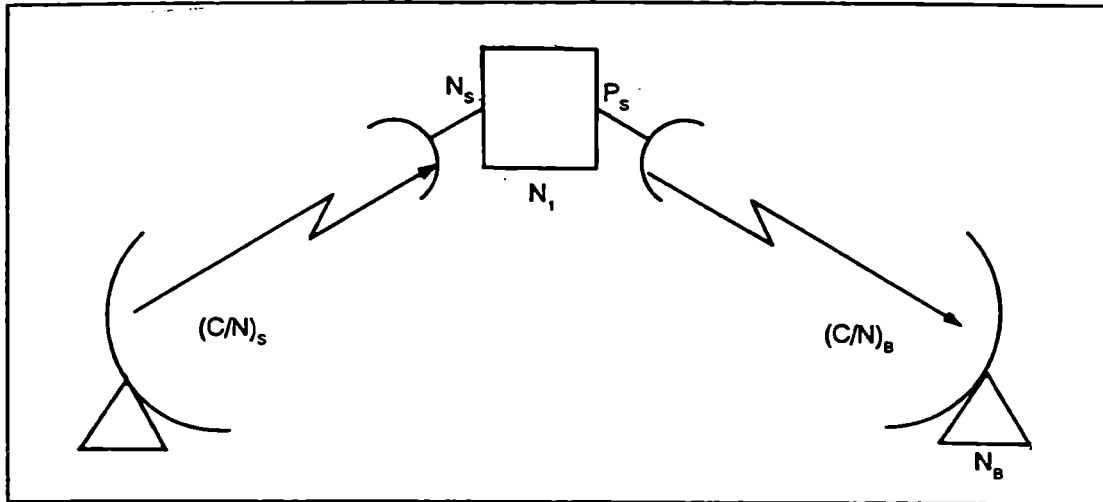


Figura 27. Esquema de enlace satelital completo.

A los fines del desarrollo de un sistema satelital se debe tomar como objetivo final, la obtención de una relación portadora a ruido total $(C/N)_T$ mínima que ofrezca garantía de calidad, ya sea para una señal de telefonía, TV o datos.

Dicha relación $(C/N)_T$ depende de diferentes parámetros incluidos en los enlaces de subida y bajada.

Tantos unos como otros se ven afectados por los niveles de ruido del equipamiento que interviene en los mismos, como es el ruido del receptor del satélite N_s y el ruido de la estación terrena N_b .

Además los comportamientos no lineales de los amplificadores que intervienen, en el enlace, principalmente los de alta potencia del satélite, producen el efecto de intermodulación el cual puede ser tratado como ruido N_i , e interviene en los enlaces de telefonía y datos.

En el enlace de subida intervienen las ganancias de los sistemas de la estación terrena transmisora y del satélite (G/T) mientras que en el enlace descendente se considera para la obtención del $(C/N)_T$, la PIRE del satélite en la dirección de la estación receptora y el factor de calidad (G/T) de la misma.

Otro de los efectos que pueden ser tratados de la misma forma, pero de menor inferencia en el resultado final son: polarización cruzada (tema tratado en el capítulo 2) N_{cp} , ruidos terrestres producidos por otros enlaces o por interferencias industriales N_T y satélites adyacentes N_{sady} .

Una buena aproximación es considerar que la interferencia no es coherente, por lo tanto es válido considerarla sumada como una potencia al ruido térmico. Consideremos L las pérdidas de bajada del sistema, G_s la ganancia del satélite y P_s la potencia de salida del satélite.

Podemos expresar:

$$(C/N)_T = \frac{P_{sL}}{(N_B + G_T N_s + LN_i + N_T + N_{cp} + N_{sady})} \quad (42)$$

Colocando esta ecuación en forma conveniente:

$$\frac{1}{(C/N)_T} = \frac{1}{(P_s L / N_B)^{-1} + (P_s / LN_s)^{-1} + G_T N_s + (P_s / N_i)^{-1} + (P_s / LN_T)^{-1} + (P_s / LN_{cp})^{-1} + (P_s / LN_{sady})^{-1}} \quad (43)$$

De la cual podemos definir:

$$(C/N)_B = (P_s L / N_B) = \text{portadora a ruido de bajada.}$$

$$(C/N)_s = (P_s / GN_s) = \text{portadora a ruido de subida.}$$

$$(C/N)_i = (P_s / N_i) = \text{portadora a ruido de intermodulación.}$$

$$(C/I)_{terr} = (P_s / LN_T) = \text{portadora a interferencia terrestre.}$$

$$(C/I)_{cp} = (P_s / LN_{cp}) = \text{portadora a interferencia de polarización cruzada.}$$

$$(C/I)_{sady} = (P_s / LN_{sady}) = \text{portadora de interferencia de satélite adyacente.}$$

La expresión final queda como:

$$\frac{1}{(C/N)_T} = \frac{1}{(C/N)_s} + \frac{1}{(C/N)_B} + \frac{1}{(C/N)_i} + \frac{1}{(C/I)_{terr}} + \frac{1}{(C/I)_{cp}} + \frac{1}{(C/I)_{sady}} \quad (44)$$

Si se calcula el enlace de subida de forma tal que el $(C/N)_s$ sea mucho mayor que el $(C/N)_B$, el $(C/N)_T$ será levemente menor que el $(C/N)_B$, siendo el objetivo final en cierta forma independiente del enlace de subida.

Considerando los ruidos relativos a la polarización cruzada, interferencia terrestre y satélite adyacente queda:

$$\frac{1}{(C/N)_T} = \frac{1}{(C/N)_s} + \frac{1}{(C/N)_B} + \frac{1}{(C/N)_i} \quad (45)$$

Siendo el $(C/N)_s$ y $(C/N)_i \gg (C/N)_B$.

queda que: $(C/N)_T \cong (C/N)_B$

Lo que simplifica el cálculo y establece cierta independencia entre el diseño de la estación terrena receptora y el enlace de subida.

No obstante, en el caso que se trabajara en configuraciones del satélite de alta sensibilidad (satélites como el INTELSAT VAF13, poseen tres tipos de ganancia: media, alta y extra alta) es decir con una menor densidad de flujo de saturación de entrada; el $(C/N)_s$ disminuye considerablemente, lo que hace que tome importancia en la ecuación 45 quedando el $(C/N)_T$ ligados por las dos estaciones terrestres y el satélite.

No obstante lo mencionado, no sólo es necesario para una buena recepción un alto $(C/N)_B$, sino que se deben sumar otros factores como el nivel de interferencia de la zona, ya que existen áreas atravesadas por sistemas de microondas que operan en la misma banda de frecuencia que los sistemas satelitales, por lo tanto el nivel de la interferencia o de armónica puede desmejorar la calidad de recepción de cualquier estación terrena.

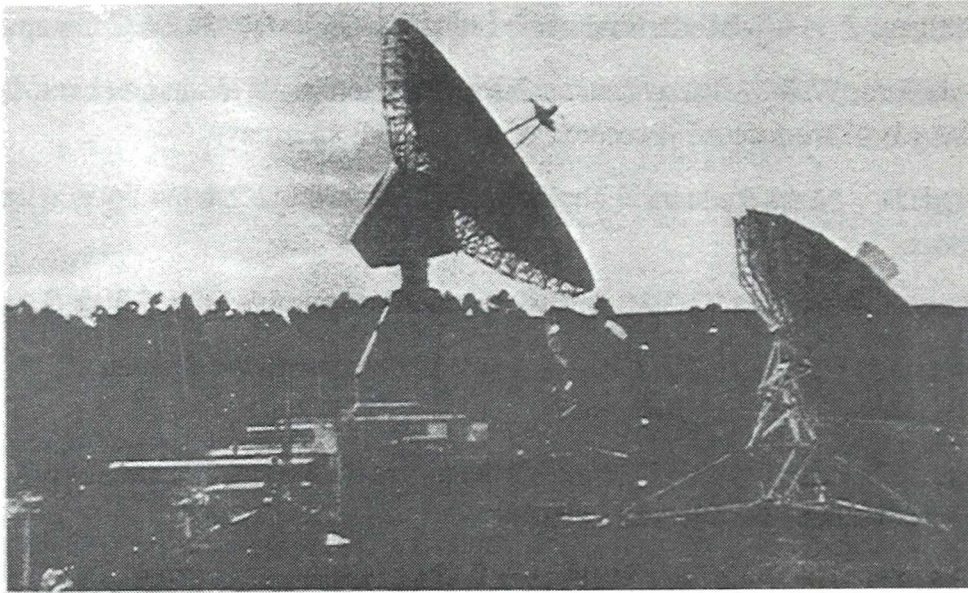
Esto demuestra que no solo es necesario para una buena recepción un alto $(C/N)_B$, sino que se deben sumar otros factores, entre ellos uno de gran importancia que es el nivel de interferencia de la zona donde se ubica la estación terrena, ya que el nivel de armónico de algunas estaciones interferentes pueden desmejorar la calidad de recepción de cualquier estación terrena.

BIBLIOGRAFIA

- 1) Bava, J.; Sanz, A. J. - Antena Bocina Cónica Corrugada - Publicado en el III Congreso de Electrónica - Bs. As. 1983.
- 2) Bava, J. A. - Cálculo de Líneas de Microtiras - Revista Telegráfica Electrónica Marzo 1985.
- 3) Bava, J.; Filloy, J.; Olalde, J. C.; Sanz, J. A. - Proyecto y Construcción de un Cabezal para un Radiómetro en Banda L - Revista Telegráfica Electrónica - Agosto 1985
- 4) Bava, J. A.; Larrarte, J. J. - Amplificadores con Fet de As Ga para microondas - Revista Telegráfica Electrónica - Noviembre 1985.
- 5) Bava, J. A.; Sanz J. A. - Medida de Ruido - Revista Telegráfica Electrónica - Mayo 1986.
- 6) Bava, J. A.; Benveniste, E. R.; Sanz, J. A. - Recepción de TV Vía Satélite - Revista Telegráfica Electrónica - Abril 1988.
- 7) Bava, J. A.; Sanz, J. A. - Diseño con Amplificadores con FET de As Ga con Parámetros de Reflexión - Revista Telegráfica Electrónica - Mayo 1988
- 8) Biller, R. P. - Understanding Receiving System Design Parameters - Microwave Journal - February 1985
- 9) Feher, K. - Digital Communication.
- 10) Fisk, J. R. - Microstrip Transmission Line - Ham Radio January 1978.
- 11) Freesman, R. - Communication Handboock.
- 12) Gagliardi, R. M. - Satellite Systems.
- 13) Ha, T. - Solid State Microwave Amplifier Design - John Wiley, 1981.

- 14) Harlan Howe, J. R. - Stripline Circuit Design - Microwave Associates - Burlington, Mass.
- 15) Helszajn. - Passive and Active Microwave Circuits. - Wiley Interscience .
- 16) I.T.T. - Reference Data for Radio Engineers - H. W. Sams, 1969.
- 17) Jasik, H. - Antenna Engineering Handbook - McGraw-Hill Book Company, 1961.
- 18) Jessop & Evans. - VHF-UHF Manual - Londres, RSGB, 1976.
- 19) Kennedy, George. - Electronic Communication Systems - McGraw-Hill.
- 20) Kip, Arthur F. - Fundamentos de la electricidad y magnetismo.
- 21) Kiver, Milton. - UHF Circuits and Components - D. Van Nostrand Company, Inc., 1955.
- 22) Krauss, John D. - Antennas - New York, McGraw-Hill, 1950.
- 23) Krauss, John D. - Electromagnetics - McGraw-Hill Book Company, 1984.
- 24) Krauss, john D. - Radio Astronomy - Cygnus-Quasar Books, 1986.
- 25) Lance, A. L. - Introduction to Microwave Theory and Measurements - McGraw-Hill, Inc., 1964.
- 26) Landee, Giacoletto. - Electronic Designer's Handbook.
- 27) Laverghetta, T. - Practical Microwave - H. Sans & Co., 1986.
- 28) Love, A. W. - Electronic Horn Antennas - IEEE Press, 1976.
- 29) Love, A. W. - Reflector Antennas - IEEE Press, 1978.
- 30) M.I.T. - Radiation Laboratory Series. - Microwave Antenna theory and Design, Nro. 12 - Boston Technical Publishers, Inc., 1964.
- 31) M.I.T. - Principles of Radar - McGraw-Hill, 1952.
- 32) M.I.T. - Radiation Laboratory Series - Microwave Transmission Circuits Nro 9 - Boston Technical Publishers, Inc, 1964.

- 33) M.I.T. - Radiation Laboratory Series. - Principles of Microwave Circuits, Nro 8 - Boston Technical Publishers, Inc., 1964.
- 34) Marcuvitz, N. - Waveguide Handbook - McGraw-Hill Book, 1951.
- 35) Matthaei, G. L.; Young, L; Jones, E. M. - Microwave Filter, Impedance Machine Networks and Coupling Structures Dedham, MA - Artech House, 1980.
- 36) Milligan, T. A. - Modern Antenna Design - McGraw-Hill Book Company
- 37) Mundford, W. W. - The Optimum Piston Position for Wide-band coaxial to Waveguide Transducers-Proceeding of the IRE - February.
- 38) Ott, H. - Noise Reduction Techniques in Electronic System - John Wiley and Sons.
- 39) Pratt, T.; Bostian, C. W. - Satellite Communications - John Wiley & Sons.
- 40) Pritchard, W. C.; Sciulli, J. A. - Satellite Communications Systems Engineering - Prentice Hall, Inc.
- 41) Reich; Ordnung; Krauss; Skalnik. - Microwave Theory and Techniques Boston Technical Publishers, 1965.
- 42) Rubin, D.; Hislop, A. R.- Millimeter Wave Coupled Line Filters - Microwave Journal, Octubre, 1980.
- 43) Sanz, J. A. - La junta Turnstile como Separador de Polarización en 1,4 GHz - Publicado en el Boletín del III Congreso de Electrónica - Bs. As. 1983.
- 44) Smith, Jaroslav. - Microondas - Erica.
- 45) Stongner, D. A. - Preamp/Blok Downconverter Integration Lowers TVRO Cost - MSN March 1982.
- 46) Tam, Alam. - Principles of Microstrip Design - RF Design June 1988.
- 47) Trainotti. - Apuntes de electromagnetismo - 1977.



Antenas transmisoras - receptoras para comunicaciones de telefonía, TV y datos vía satélite. Se observa dos antenas transportables de 6,1 metros y una standard A de 32 metros.

FE DE ERRATA

Página 6 - Propagación : $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon}$ (28)

Página 7 - Propagación : Como en nuestro caso $\sigma = 0$, nos queda $\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}$ (29)

Página 20 - Propagación en medios confinados : Figura 5. Representación gráfica de la impedancia de entrada vs. el largo de una línea de transmisión cargada con un corto circuito.

Página 23 - Propagación en medios confinados : $A_{t_{\text{desd}}}(\text{db}) = 10 \log \frac{1}{1 - |\sigma|^2}$ (57)

Página 64 - Antenas : Este diagrama indica de que manera la antena concentra la energía irradiada en el espacio que la rodea.

Página 73 - Antenas : $A_{er} = (G_0 \lambda^2) / 4\pi$ (21)

Página 90 - Antenas : Algunos autores expresan que el diámetro del subreflector debe ser mayor de 5λ

Página 135 - Receptores : $N_a = K T_e G_a B$ (87)

Página 182 - Satélites : Figura 15. Acceso múltiple por división de tiempos.

Página 191 - Satélites : $\eta = (R/B)$ bit/seg/Hz (36)

Los autores quisieron volcar su experiencia de muchos años, dedicados al desarrollo tecnológico en el espectro de frecuencias de microondas, en esta obra.

En los dos primeros capítulos, se ocupan de la propagación de los campos electromagnéticos y sus posibles caminos. En el capítulo 3 lo referente a antenas usadas en los enlaces de microondas. El capítulo 4 trata de receptores para microondas, detallando todos sus componentes. Culminando con un capítulo dedicado a sobre los satélites.

La obra trata de presentar los temas de tal forma que el lector pueda usarla para calcular, proyectar y construir sus propios diseños en componentes de microondas tales como guías de onda, microtiras, acopladores, mezcladores, etc.

También podrá encontrar todo lo necesario para comprender un enlace satelital, calcularlo y conocer todas sus dificultades.



Editorial Hispano Americana S. A.
Rincón 686 / 8 (1227) Capital Federal
Tel. / Fax (01) 943 -7061