



## **FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M. DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

### **A LOS ASISTENTES A LOS CURSOS**

**Las autoridades de la Facultad de Ingeniería, por conducto del jefe de la División de Educación Continua, otorgan una constancia de asistencia a quienes cumplan con los requisitos establecidos para cada curso.**

**El control de asistencia se llevará a cabo a través de la persona que le entregó las notas. Las inasistencias serán computadas por las autoridades de la División, con el fin de entregarle constancia solamente a los alumnos que tengan un mínimo de 80% de asistencias.**

**Pedimos a los asistentes recoger su constancia el día de la clausura. Estas se retendrán por el periodo de un año, pasado este tiempo la DECFI no se hará responsable de este documento.**

**Se recomienda a los asistentes participar activamente con sus ideas y experiencias, pues los cursos que ofrece la División están planeados para que los profesores expongan una tesis, pero sobre todo, para que coordinen las opiniones de todos los interesados, constituyendo verdaderos seminarios.**

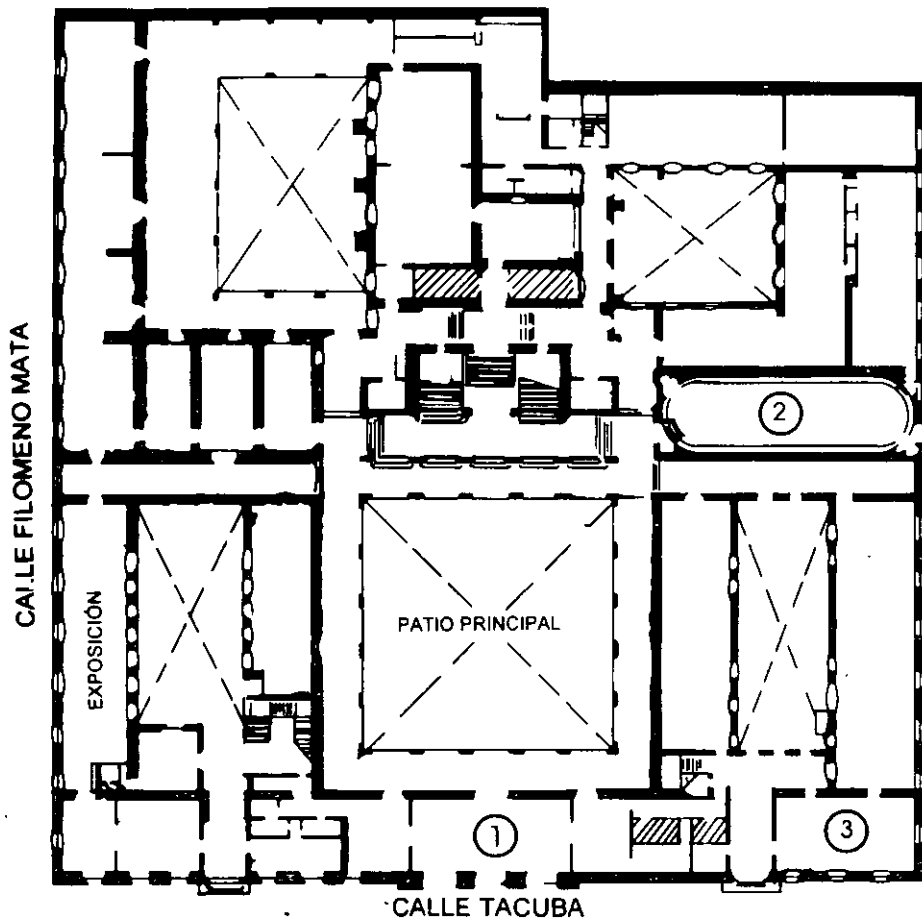
**Es muy importante que todos los asistentes llenen y entreguen su hoja de inscripción al inicio del curso, información que servirá para integrar un directorio de asistentes, que se entregará oportunamente.**

**Con el objeto de mejorar los servicios que la División de Educación Continua ofrece, al final del curso deberán entregar la evaluación a través de un cuestionario diseñado para emitir juicios anónimos.**

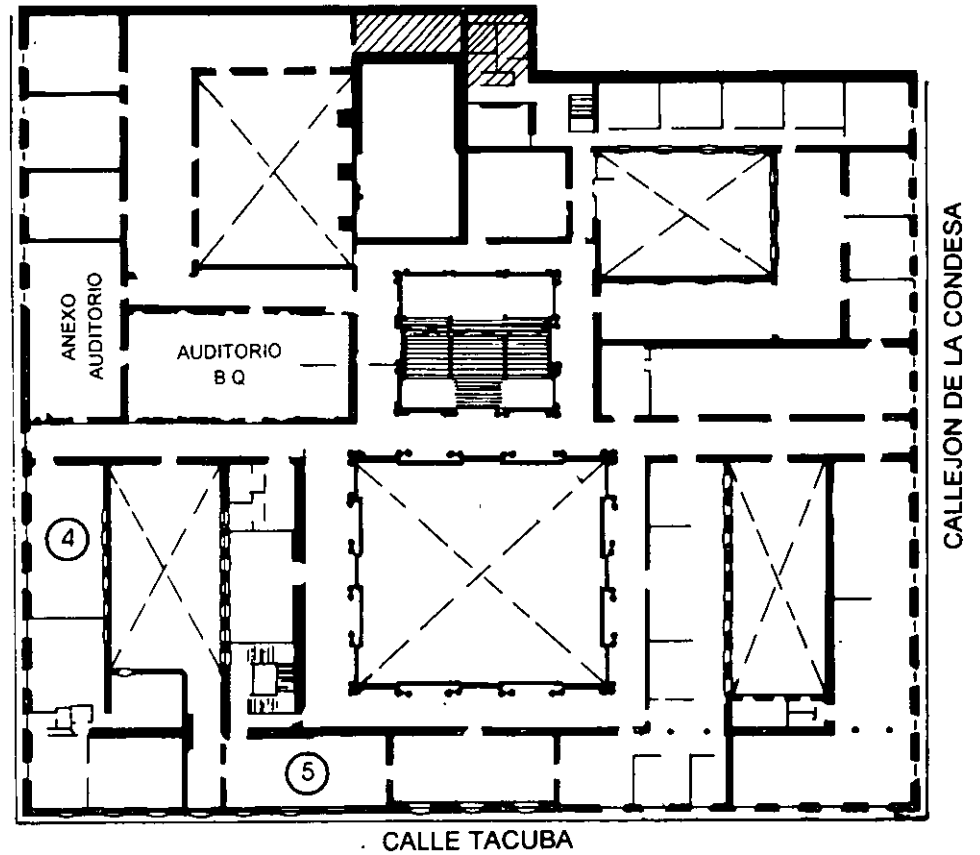
**Se recomienda llenar dicha evaluación conforme los profesores impartan sus clases, a efecto de no llenar en la última sesión las evaluaciones y con esto sean más fehacientes sus apreciaciones.**

**Atentamente  
División de Educación Continua.**

# PALACIO DE MINERIA

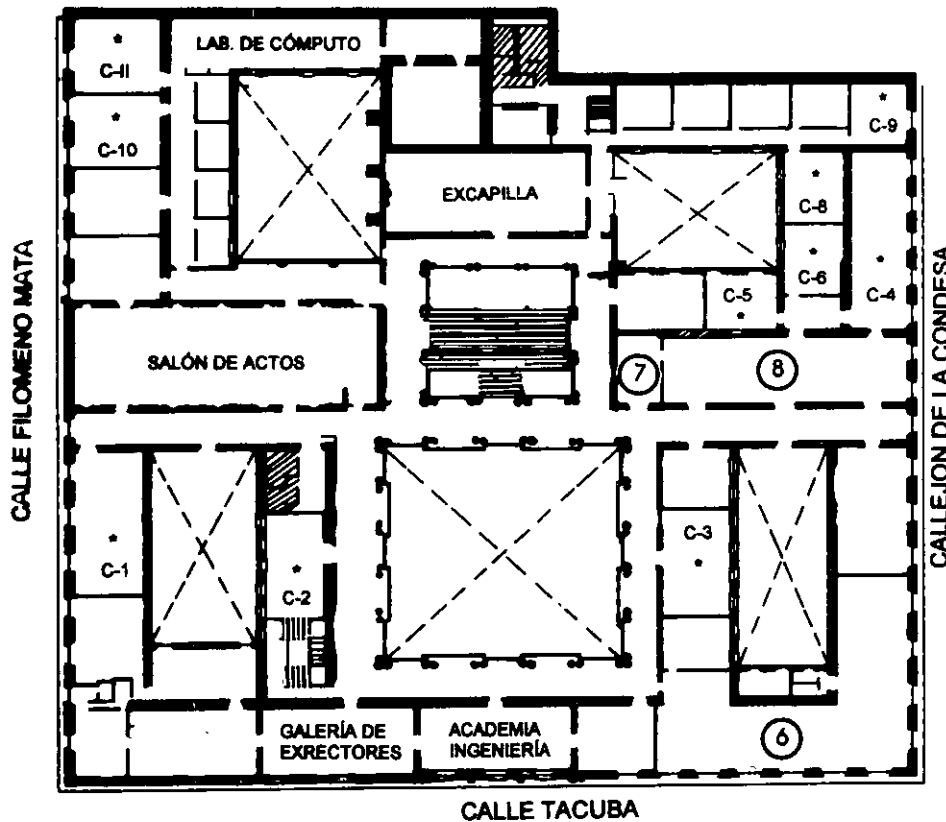


**PLANTA BAJA**



**MEZZANINNE**

# PALACIO DE MINERÍA



## GUÍA DE LOCALIZACIÓN

1. ACCESO
  2. BIBLIOTECA HISTÓRICA
  3. LIBRERÍA UNAM
  4. CENTRO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN "ING. BRUNO MASCANZONI"
  5. PROGRAMA DE APOYO A LA TITULACIÓN
  6. OFICINAS GENERALES
  7. ENTREGA DE MATERIAL Y CONTROL DE ASISTENCIA
  8. SALA DE DESCANSO
- SANITARIOS
- \* AULAS

**1er. PISO**



DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERÍA U.N.A.M.  
CURSOS ABIERTOS

DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA





**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**PROPAGACIÓN ELECTROMAGNÉTICA**

**CONFERENCISTA  
M. EN C. JORGE SOSA PEDROZA  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

## INDICE

I.4. ELECTROMAGNETISMO .....	1
I.4.1. ECUACIONES DE MAXWELL .....	1
A. Carga Eléctrica .....	1
A.1. Densidad de carga eléctrica .....	1
B. Fuerza Eléctrica. Ley de Coulomb .....	2
C. Campo Eléctrico .....	2
D. Flujo eléctrico. Ley de Gauss .....	4
E. Potencial eléctrico. Ecuaciones de Poisson y de Laplace .....	5
F. Corriente eléctrica. Ley de Ohm .....	8
G. Campo Magnético. Ley de Biot-Savart .....	9
H. Fuerza magnetomotriz. Ley de Ampere .....	9
I. Inducción magnética. Ley de Faraday .....	10
J. Ley de Faraday para trayectorias cerradas fijas .....	11
K. Ecuación de continuidad para campos variables con el tiempo .....	11
L. Densidad de corriente de desplazamiento. Ley de Ampere-Maxwell .....	12
M. Ecuaciones de Maxwell .....	13
I.4.2. PROPAGACION ELECTROMAGNETICA (En medios homogéneos) .....	14
A. Ecuación de Onda .....	14
B. Onda Plana Uniforme .....	16
C. Relación entre E y H en una onda plana uniforme .....	17
Orientación relativa de E y H .....	20
D. Variación senoidal en el tiempo de $\vec{E}$ y $\vec{H}$ .....	20
I.4.3. CONDICIONES DE FRONTERA .....	25
A. Componente tangencial de $\vec{E}$ .....	25
B. Componente tangencial de $\vec{H}$ .....	25
C. Componente normal de B .....	26
D. Componente normal de $\vec{B}$ .....	27
I.4.4. REFLEXION Y REFRACCION E ONDAS PLANAS .....	27
A. Reflexión por un conductor perfecto .....	27
Incidencia oblicua .....	29
B. Reflexión por un Dieléctrico Perfecto .....	33
Incidencia Normal .....	33
Incidencia Oblicua .....	34

## I.4. ELECTROMAGNETISMO

### I.4.1. ECUACIONES DE MAXWELL

#### *ELECTROSTATICA*

Se consideran a continuación los fenómenos causados por cargas eléctricas estáticas o en reposo.

#### *A. Carga Eléctrica.*

##### A.1. Densidad de carga eléctrica

Aún cuando se sabe que la cantidad de carga eléctrica más pequeña es la que posee un electrón o un protón, resulta matemáticamente útil considerar distribuciones continuas de carga -porque son diferenciables-, y definir una **densidad de carga**  $\rho$ .

#### *Carga lineal*

Si la carga está distribuida formando una línea, entonces podemos especificar una **densidad de carga lineal**  $\rho_l$ , de modo que la cantidad de carga  $dq_l$  que existe en un elemento diferencial de longitud  $dl$ , es:

$$dq_l = \rho_l(x, y, x)dl \quad (1)$$

#### *Carga superficial*

Cuando la carga está distribuida de modo que forme una **superficie**, entonces podemos especificar una **densidad de carga superficial**  $\rho_s$ , de manera que la cantidad de carga  $dq_s$ , existente en un elemento diferencial de superficie  $ds$ , es

$$dq_s = \rho_s(x, y, x)ds \quad (2)$$

#### *Carga voluminal*

Si la carga está distribuida en forma de volumen, entonces podemos especificar una **densidad de carga voluminal**  $\rho_v$  de manera que la cantidad de carga  $dq_v$  existente en un elemento de volumen  $dV$ , es

$$dq_v = \rho_v(x, y, x)dV \quad (3)$$

## B. Fuerza Eléctrica. Ley de Coulomb

Si en un medio cuya permitividad es  $\epsilon$ , existen dos cargas eléctricas  $q_1$  y  $q_2$ , separadas una distancia  $r$ , entonces las cargas ejercen entre sí una fuerza eléctrica  $\vec{F}$ . La magnitud y la dirección de esta fuerza obedecen a la llamada **Ley de Coulomb**, la cual matemáticamente se expresa como:

$$F = \frac{q_1 q_2}{4\pi\epsilon r^2} \hat{r} \quad (4)$$

donde  $\hat{r}$  es un vector unitario cuyo sentido está determinado por el signo de las cargas eléctricas.

Si en un medio existen  $n+1$  cargas eléctricas  $q_0, q_1, \dots, q_n$ , entonces las cargas ejercen entre sí fuerzas eléctricas. La fuerza resultante ejercida sobre una de las cargas, digamos  $q_0$  por ejemplo, será la suma de las fuerzas ejercidas individualmente por las cargas restantes, calculadas cada una mediante la Ley de Coulomb. A esta generalización se le denomina **Principio de Superposición**, debido a que la fuerza resultante es calculada como si se superpusieran las fuerzas debidas a las cargas individuales.

## C. Campo Eléctrico.

Si en un medio de permitividad  $\epsilon$  existe un arreglo de cargas eléctricas, se dice entonces que en torno a estas cargas existe un **campo eléctrico**. La existencia de este campo podría mostrarse mediante el uso de una pequeña carga de prueba  $\Delta q$ , colocada en algún punto del espacio en torno al arreglo de cargas que produce al campo, y sobre la cual se ejercería una fuerza  $\Delta\vec{F}$ . La intensidad  $\vec{E}$  del campo eléctrico se define entonces como:

$$E = \frac{\Delta F}{\Delta q} \quad (5)$$

La introducción del concepto de campo eléctrico se justifica, por un lado, para tener una explicación a la interacción a distancia entre cargas eléctricas. Por otro lado, si se requiere encontrar la fuerza sobre una carga debida a cierta distribución de cargas, tal como la que podría existir distribuida en un objeto cargado, la ley de Coulomb es de poca o ninguna ayuda; sin embargo, si existe alguna manera de predecir o medir la intensidad del campo eléctrico que resulta desde cualquier distribución de carga, entonces la fuerza sobre una carga  $q$  en este campo estará dada inmediatamente por la Ec. (5).

### *Campo de una carga puntual*

Si en un medio de permitividad  $\epsilon$  el campo es producido únicamente por una carga eléctrica puntual  $q_0$ , entonces la fuerza  $\Delta\vec{F}$  sobre la carga de prueba  $\Delta q$  localizada a una distancia  $r$ , sería, de acuerdo con la Ley de Coulomb:

$$\Delta F = \frac{q_0 \Delta q}{4\pi\epsilon r^2}$$

Por lo tanto, de acuerdo con la E. (5),

$$E = \frac{q_0}{4\pi\epsilon r^2} \rho \quad (6)$$

### *Campo de una carga lineal*

Cuando el campo es producido únicamente por una carga lineal uniforme de densidad  $\rho_l$ , cada elemento diferencial de carga  $dq_l$  a lo largo de la línea produce un campo eléctrico diferencial  $dE$  en un punto  $P$  localizado a una distancia  $r$  desde el elemento de carga, de modo que

$$dE = \frac{dq_l}{4\pi\epsilon r^2} \rho = \frac{\rho_l dl}{4\pi\epsilon r^2} \rho$$

Entonces el campo eléctrico total en  $P$  es:

$$E = \int \frac{\rho_l dl}{4\pi\epsilon r^2} \rho \quad (7)$$

### *Campo de una carga superficial*

Cuando el campo es producido únicamente por una carga superficial uniforme de densidad  $\rho_s$ , cada elemento diferencial de carga superficial  $dq_s$  produce un campo eléctrico diferencial  $dE$  en un punto  $P$  localizado a una distancia  $r$  desde el elemento de carga, de modo que

$$dE = \frac{\rho_s ds}{4\pi\epsilon r^2} \rho$$

Entonces, el campo eléctrico total en  $P$  es:

$$E = \int \frac{\rho_s ds}{4\pi\epsilon r^2} \rho \quad (8)$$

### *Campo de una carga voluminal*

Cuando el campo es producido únicamente por una carga voluminal uniforme de densidad  $\rho_v$ , cada elemento diferencial de carga  $dq_v$  produce un campo eléctrico diferencial  $d\vec{E}$  en un punto  $P$  localizado a una distancia  $r$  desde el elemento de carga, de modo que



$$dE = \frac{\rho_v \cdot av}{4\pi\epsilon r^2} \rho$$

Entonces, el campo eléctrico total en  $P$  es:

$$E = \int \frac{\rho_v ds}{4\pi\epsilon r^2} \rho \quad (9)$$

#### D. Flujo eléctrico. Ley de Gauss

De acuerdo con el experimento de Faraday de las esferas concéntricas se observa que, si una esfera con una carga  $q$  se coloca dentro, pero no en contacto, de otra esfera hueca más grande, y la esfera externa se "ateriza" momentáneamente, removiendo después la esfera interior, entonces la esfera externa se carga eléctricamente con una carga de igual magnitud pero de signo contrario a la carga de la esfera interior, independientemente del tamaño de las esferas y del medio entre ellas. Se dice entonces que hubo un **flujo eléctrico** o **desplazamiento eléctrico**  $\Psi$  desde la esfera interior hacia la exterior, igual a la carga eléctrica  $q$  en la esfera interior, de modo que

$$\Psi = q \quad (10)$$

El flujo eléctrico se describe usualmente mediante líneas de flujo, cuya dirección se considera convencionalmente que va de la carga positiva a la negativa.

Si en un punto  $P$  las líneas de flujo tienen la dirección de un vector unitario  $\hat{a}$  que pasa a través de una superficie diferencial  $ds$  normal a  $\hat{a}$  cruza una cantidad de flujo  $d\Psi$ , entonces se define una **densidad de flujo eléctrico** o **densidad de desplazamiento**  $\vec{D}$ , como:

$$\vec{D} = \frac{d\Psi}{ds} \hat{a} \quad (11)$$

Podemos reescribir la Ec. (11) de manera que

$$d\Psi = \vec{D} \cdot d\vec{s} \quad (12a)$$

donde  $d\vec{s}$  es un elemento vectorial de superficie, cuya magnitud es  $ds$  y cuya dirección es la del vector unitario  $\hat{a}$  perpendicular a la superficie. Si se integra la Ec. (12a) sobre una superficie cerrada que encierra una carga total  $q$ , entonces

$$\oint \vec{D} \cdot d\vec{s} = q \quad (12b)$$

lo cual se conoce como **Ley de Gauss**, y según la cual *el flujo total que sale de una superficie cerrada es igual a la carga neta contenida dentro de la superficie.*

Si el flujo es debido a una densidad de carga  $\rho_v$  contenida en un volumen, entonces la carga total

$$\oint D \cdot ds = q$$

de modo que la Ley de Gauss puede reescribirse como

$$\oint D \cdot ds = \int \rho_v dv \quad (13a)$$

Aplicando el Teorema de la Divergencia, la ecuación anterior puede expresarse en su forma puntual

$$\nabla \cdot D = \rho_v \quad (13b)$$

Si consideramos una carga puntual (positiva) localizada en el origen de coordenadas, entonces en una superficie esférica de radio  $r$  centrada en el origen, la densidad de flujo  $D$  es constante y normal a la superficie, de modo que

$$q = \oint D \cdot ds = 4\pi r^2 D$$

de donde

$$D = \frac{q}{4\pi r^2} \rho \quad (14)$$

Comparando las Ecs. (6) y (14), resulta que

$$D = \epsilon E \quad (15)$$

La convivencia de tener una cantidad como la densidad de flujo eléctrico, es que depende de la magnitud y la posición de la carga que lo produce, pero es *independiente* de la constante dieléctrica  $\epsilon$  del medio involucrado.

### *E. Potencial eléctrico. Ecuaciones de Poisson y de Laplace.*

Si un cuerpo sujeto a una fuerza es movido de un punto a otro en un campo eléctrico, entonces se realiza cierto trabajo. Si no existe algún mecanismo por el cual la energía representada por este trabajo sea disipada, entonces se dice que el campo es **conservativo**, y la energía debe ser almacenada en su forma potencial o cinética. Si se toma como punto de referencia cero a un punto convenientemente elegido, entonces el campo de fuerza puede describirse por el trabajo que debe realizarse para mover al cuerpo desde el punto de referencia hasta cualquier punto en el campo.

Si un pequeño cuerpo tiene una carga  $q$  y un segundo cuerpo con una pequeña carga de prueba  $\Delta q$  es movido desde el infinito a lo largo de una línea radial hasta el punto  $P$  localizado a una distancia  $R$  desde la carga  $q$ , entonces el trabajo hecho *sobre* el sistema al mover la carga de prueba contra la fuerza  $\vec{F}$ , será

$$T = -\int_{\infty}^R F_r dr$$

y, dado que

$$\Delta F = \frac{q\Delta q}{4\pi\epsilon r^2}$$

entonces

$$T = -\frac{q\Delta q}{4\pi\epsilon} \int_{\infty}^R \frac{1}{r^2} dr = \frac{q\Delta q}{4\pi\epsilon R}$$

Y el trabajo realizado sobre la carga de prueba *por unidad de carga* es

$$V = \frac{q}{4\pi\epsilon R} \quad (16)$$

Se dice que  $V$  es el *potencial* en el punto  $P$  debido a la carga  $q$ . Debido a que  $V$  es una cantidad escalar, a veces se le denomina *potencial escalar*.

En un campo *conservativo*, el trabajo hecho al mover una carga de un punto a otro es independiente de la carga. Así, a cada punto en un campo electrostático le corresponde uno y sólo un valor escalar del trabajo hecho al traer la carga desde el infinito hasta el punto en cuestión por cualquier trayectoria posible. El potencial es medido en volts, donde un volt es igual a un joule por coulomb.

Si dos puntos están separados por una distancia infinitesimal  $dl$ , el trabajo hecho por una fuerza externa para mover una carga unitaria positiva de un punto a otro, será

$$dT = dV = -E \cdot ds \quad (17)$$

Para una trayectoria cerrada en un campo conservativo,

$$\oint E \cdot dl = \oint dV = 0 \quad (18a)$$

o, usando el Teorema de Stokes, la ecuación anterior puede expresarse en su forma puntual

$$\nabla \times E = 0 \quad (18b)$$

Además, dado que  $V$  es una función de  $x, y, z$ , entonces la relación anterior puede ser expresada en la forma

$$\nabla V \cdot ds = E \cdot dl$$

de donde

$$\vec{E} = -\nabla V \quad (19)$$

Por otra parte, combinando las Ecs. (13b) y (15), podemos escribir, para cuando  $\epsilon$  es una cantidad escalar constante,

$$\nabla \cdot \epsilon \vec{E} = \epsilon \nabla \cdot \vec{E} = \rho$$

O

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$$

Sustituyendo entonces la Ec. (19) en la anterior, resulta

$$\nabla \cdot \nabla V = -\frac{\rho}{\epsilon}$$

O

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (20)$$

La Ec. (18) es conocida como la **Ecuación de Poisson**. En el espacio libre, es decir, en una región donde no hay cargas, ( $\rho = 0$ ),

$$\nabla^2 V = 0 \quad (21)$$

Una forma alternativa de la Ec. (21), en términos de la intensidad del campo eléctrico, es

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (22)$$

En esta forma, se establece que en una región homogénea y libre de cargas el número de líneas de campo eléctrico que emergen de un volumen unitario es cero, o (en tal región) las líneas de campo eléctrico son continuas.

## CORRIENTOSTATICA

### F. Corriente eléctrica. Ley de Ohm.

**Corriente eléctrica** es la que forman las cargas eléctricas en movimiento que pasan por un punto o a través de una superficie. Si por un punto o una superficie pasa una cantidad diferencial de carga eléctrica  $dq$  en una diferencial de tiempo  $dt$ , entonces la **intensidad de corriente eléctrica**  $i$ , se define como

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (23)$$

Si por una diferencial de superficie  $d\vec{s}$  circula una corriente  $i$ , entonces existe una **densidad de corriente eléctrica**  $\vec{J}$  que pasa a través de esta superficie, definida como

$$i = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad (24)$$

donde, en general,  $S$  es una superficie abierta. Si  $S$  es una superficie cerrada, entonces por el principio de la conservación de carga concluimos que la corriente estática neta que pasa a través de la superficie es cero, de modo que

$$\oint \vec{J} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (25)$$

Aplicando el Teorema de la Divergencia a la ecuación anterior, resulta

$$\oint \vec{J} \cdot d\vec{s} = \int \nabla \cdot \vec{J} dV = 0$$

en donde  $V$  es el volumen encerrado por  $S$ . Y, dado que el principio de conservación de carga se sostiene para cualquier volumen arbitrariamente elegido, entonces

$$\nabla \cdot \vec{J} = 0 \quad (26)$$

A la Ec. (26) se le conoce como **Ecuación de Continuidad** para corrientes estáticas.

En un material existen cargas eléctricas (electrones) que se mueven individualmente al azar con diferentes velocidades, de tal manera que en promedio no hay una corriente neta en ninguna dirección. Sin embargo, cuando se aplica un campo eléctrico  $\vec{E}$ , entonces las cargas son afectadas en sus movimientos forzándolas a cambiar su dirección de movimiento en la dirección del campo aplicado. Se establece entonces una velocidad promedio  $\vec{v}$ , o **velocidad de corrimiento**, la cual es proporcional al campo  $\vec{E}$ :

$$\vec{v} = \mu \vec{E} \quad (27)$$

donde la constante de proporcionalidad  $\mu$  es conocida como **movilidad** de las cargas eléctricas.

Si en el material existe una densidad de cargas eléctricas  $\rho$ , que se mueven con una velocidad de corrimiento  $\vec{v}$ , entonces la densidad de corriente será

$$J = \rho v \quad (28)$$

Sustituyendo la Ec. (25) en la (26), resulta

$$J = \sigma E \quad (29)$$

donde  $\sigma = \rho\mu$  es llamada la conductividad del medio. A la Ec. (27) se le conoce como **Ley de Ohm**.

### MAGNETOSTÁTICA.

#### G. Campo Magnético. Ley de Biot-Savart.

Las cargas eléctricas en movimiento, es decir, una corriente eléctrica, produce un **campo magnético**. Esto se demuestra cuando la aguja magnética de una brújula se coloca en torno a un alambre que transporta una corriente eléctrica, observándose que la aguja experimenta una fuerza que la orienta de cierto modo. Se dice entonces que existe un campo magnético en torno al alambre, cuya intensidad se denota con la letra  $\vec{H}$  y cuya dirección es la indicada por el lado norte de la aguja magnética.

Si por un alambre circula una corriente  $I$ , entonces un elemento diferencial de corriente  $I d\vec{l}$  forman parte de un circuito eléctrico cerrado, donde todos y cada uno de ellos contribuye a  $\vec{H}$ , entonces la Ley de Biot-Savart tiene la forma integral siguiente:

$$d\vec{H} = \frac{I d\vec{l} \times \vec{r}}{4\pi r^2} \quad (31)$$

A partir, de la Ley de Biot-Savart, puede demostrarse que el campo magnético  $\vec{H}$  en un punto localizado a una distancia  $r$  desde un alambre por el que circula una corriente total  $I$ , es:

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad (32)$$

#### H. Fuerza magnetomotriz. Ley de Ampere.

En un espacio donde existe un campo magnético  $\vec{H}$ , se produce una fuerza magnetomotriz  $F$  entre dos puntos  $a$  y  $b$ , de modo que

$$F = \int_a^b \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (33)$$

donde  $d\vec{l}$  es un elemento diferencial de longitud de la trayectoria que va desde  $a$  hasta  $b$ .

Con base en la Ley de Biot-Savart se puede demostrar que, para una trayectoria cerrada que encierra una corriente total  $I$ ,

$$\oint H \circ dl = I \quad (34)$$

o, usando la Ec. (24),

$$\oint H \circ dl = I = \oint_s J \circ ds \quad (35a)$$

A la Ec. (35a) se le conoce como **Ley de Ampere**. Esta ecuación puede ser transformada, mediante el Teorema de Stokes, en su forma puntual:

$$\nabla \times H = J \quad (35b)$$

### I. Inducción magnética. Ley de Faraday.

Si se coloca una espira en un campo magnético variable en el tiempo, entonces se dice que existe un **flujo magnético**  $\phi$  a través de la espira, dado por

$$\Phi = \pm \int_0^T B dt \quad (36)$$

donde  $V$  es el voltaje *inducido* en la espira por el flujo, y donde el intervalo de tiempo de  $0$  a  $t$  es el requerido para establecer el campo o para reducirlo a cero. Diferenciando la Ec.(36) respecto al tiempo, resulta

$$V = - \frac{d\phi}{dt} \quad (37)$$

La Ec. (37) es conocida como la **Ley de (inducción de) Faraday**.

Al flujo magnético por unidad de área que pasa a través de una espira de area pequeña  $d\vec{s}$  se le denomina **densidad de flujo magnético**  $\vec{B}$ , de modo que

$$\Phi = \int_s B \circ ds \quad (38)$$

En una superficie cerrada, el número de líneas de fluno que entran es la misma que salen, de modo que,

$$\oint_s B \circ ds = 0 \quad (39a)$$

Y, aplicando el Teorema de la Divergencia,

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (39b)$$

### ELECTROMAGNETISMO

(Campos Variables en el Tiempo e Invariantes en el Espacio)

Hasta ahora han sido, considerados los campos eléctricos estáticos debidos a cargas en reposo, y campos magnéticos estáticos debidos a corrientes estacionarias. En *electromagnetismo*, sin embargo, el interés se centra sobre las relaciones entre campos *variables* en el tiempo y trayectorias de integración *fijas*.

#### J. Ley de Faraday para trayectorias cerradas fijas.

Para campos magnéticos variables en el tiempo y trayectorias fijas, la Ley de Faraday descrita en la Ec. (37), junto con la Ec. (38), se reduce a

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (40a)$$

donde la derivada parcial con respecto al tiempo es usada para indicar que solamente están siendo consideradas variaciones del flujo magnético con el tiempo a través de una trayectoria cerrada fija o una región fija del espacio. En su forma puntual, la Ec. (40) se expresa como

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{d\vec{B}}{dt} \quad (40b)$$

#### K. Ecuación de continuidad para campos variables con el tiempo.

Si se supone que la carga eléctrica no se crea ni se destruye, entonces la corriente eléctrica que sale de cierto volumen dado debe ser igual a la tasa de decremento de carga dentro del volumen. Este concepto de *conservación de carga* puede ser expresado matemáticamente como:

$$\oint \vec{J} \cdot d\vec{s} = - \frac{d}{dt} \int \rho dv \quad (41a)$$

Si la región de integración es estacionaria (invariante en el tiempo), entonces la Ec. (41a) puede escribirse como:

$$\int \nabla \cdot \vec{J} ds = - \int \frac{\partial \rho}{\partial t} dv \quad (41b)$$



Aplicando el teorema de la divergencia a la Ec. (41b), resulta:

$$\int \nabla \circ J dv = - \int \frac{\partial \rho}{\partial t} dv$$

Si la ecuación anterior se cumple para cualquier volumen arbitrariamente elegido, entonces

$$\nabla \circ J = - \frac{\partial \rho}{\partial t} = - \frac{\partial}{\partial t} \nabla \circ D \quad (42)$$

La Ec. (42) es la **Ecuación de Continuidad** en su forma variable en el tiempo.

*L. Densidad de corriente de desplazamiento. Ley de Ampere-Maxwell.*

Tomando la divergencia de la Ley de Ampere expresada en la Ec.(35), resulta la Ecuación de Continuidad para corrientes *estáticas*, mostrada en la Ec. (29). Así, la Ley de Ampere no es consistente con la Ecuación de Continuidad para campos variables en el tiempo, mostrada en la Ec. (42).

Una sugerencia para efectuar la modificación correcta puede encontrarse sustituyendo la Ley de Gauss, expresada en la Ec. (13), en la Ec. (42), dando

$$\nabla \circ J = - \frac{\partial}{\partial t} \nabla \circ D$$

Intercambiando las diferenciaciones espaciales y temporales y reorganizando la ecuación anterior, se obtiene:

$$\nabla \circ \left( \frac{\partial D}{\partial t} + J \right) = 0 \quad (43a)$$

La Ec. (43a) puede ponerse en su forma integral, integrando sobre un volumen y aplicando el teorema de la divergencia:

$$\oint \left( \frac{\partial D}{\partial t} + J \right) \cdot ds = 0 \quad (43b)$$

Las dos ecuaciones anteriores sugieren que

$$\left( \frac{\partial D}{\partial t} + J \right)$$

puede ser considerada como la densidad de corriente *total* para los campos variables en el tiempo. Dado que  $\vec{D}$  es la densidad de desplazamiento, entonces  $\partial \vec{D} / \partial t$  es conocida como la **densidad de corriente de desplazamiento**.

J. K. Maxwell razonó de manera que la densidad de corriente total debería reemplazar a  $J$  en la ley de Ampere, dando como resultado que

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} + J \quad (44a)$$

Tomando la divergencia de la Ec. (44a) da la Ec. (43a) de manera que la inconsistencia ha sido removida.

Se observará que la Ec. (44a) no fué *derivada* de las ecuaciones precedentes, sino *sugerida* por ellas. Por lo tanto, cuando fué obtenida por Maxwell a mediados de los años 1860s era un postulado cuya validez debía ser probada experimentalmente. Mediante la combinación de la Ley de Ampere-Maxwell y la Ley de Faraday, Maxwell pudo predecir la propagación de las ondas electromagnéticas treinta años antes de que las investigaciones de Hertz lo verificaran experimentalmente.

La integración de la Ec. (44a) sobre una superficie dada y la aplicación del teorema de Stokes da como resultado su forma integral:

$$\oint H \cdot dl = \int \left( \frac{\partial D}{\partial t} + J \right) \cdot ds \quad (44b)$$

La Ec.(44b) establece que la fuerza magnetomotriz alrededor de una trayectoria cerrada es igual a la corriente *total* encerrada por la trayectoria. Así, en campos variables en el tiempo, las Ecs. (44a) y (44b) reemplazan a las Ecs. (35a) y (35b) aplicables a campos estáticos

### M. Ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones electromagnéticas son conocidas como *Ecuaciones de Maxwell*, debido a que éste contribuyó de manera importante para su desarrollo y las estableció como un conjunto de ecuaciones consistente. En resumen, las Ecuaciones de Maxwell se expresan de manera siguiente:

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} + J \quad (45a)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (46a)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (47a)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (48a)$$

En su forma integral, las Ecuaciones de Maxwell anteriores se expresan como

$$\oint H \circ dl = \int \left( \frac{\partial D}{\partial t} + J \right) \circ ds \quad (45b)$$

$$\oint E \circ dl = - \int \frac{\partial B}{\partial t} \circ ds \quad (46b)$$

$$\int D \circ ds = \int \rho dv \quad (47b)$$

$$\int B \circ ds = 0 \quad (48b)$$

En las ecuaciones anteriores está contenida la Ecuación de Continuidad

$$\nabla \circ J = - \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (49a)$$

$$\oint J \circ ds = - \int \frac{\partial \rho}{\partial t} dv \quad (49b)$$

En todas las ecuaciones anteriores se supone que las regiones de integración son estacionarias.

#### 1.4.2. PROPAGACION ELECTROMAGNETICA (En medios homogéneos)

En la solución de cualquier problema electromagnético, las relaciones fundamentales que deben satisfacerse son las cuatro ecuaciones de campo o *Ecuaciones de Maxwell*, expresadas en las Ecs. (45) a (48). Adicionalmente, hay tres relaciones concernientes a las características del medio en el cual existen los campos, o *relaciones constitutivas*, expresadas mediante las Ecs. (15), (29) y (32b).

En lo que sigue, se supone que el medio en el que existen los campos es *homogéneo, isotrópico y libre de fuentes*. Un medio homogéneo es aquel en el que  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  son constantes en todas partes de éste. El medio es isotrópico si  $\epsilon$  es una constante escalar, de modo que  $\vec{D}$  y  $\vec{E}$  tienen en cualquier parte la misma dirección. La forma de las Ecuaciones de Maxwell (45) y (46) es para regiones libres de carga, esto es, regiones en las cuales no hay voltajes ni corrientes (generadores) *aplicados*.

##### A. Ecuación de Onda.

*Caso General.* (Medio conductor)

Sustituyendo las Ecs. (15) y (29) en (45a), obtenemos

$$\nabla \times H = \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} + \sigma E \quad (50)$$

Tomando el rotacional en ambos lados de la Ec. (46a) y sustituyendo entonces en esta la derivada en el tiempo de la Ec. (50), obtenemos, usando la identidad,  $\nabla \times \nabla \times \vec{E} = \nabla \nabla \cdot \vec{E} - \nabla^2 \vec{E}$

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \nabla \nabla \cdot \vec{E} \quad (51)$$

Para un medio homogéneo en el cual  $\epsilon$  es constante

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \cdot \vec{D}$$

Pero  $\nabla \cdot \vec{D} = \rho$ , y dado no hay carga neta dentro de un conductor (aunque pueda haber una carga superficial), entonces  $\rho = 0$ , por lo tanto  $\nabla \cdot \vec{D} = 0$ . De donde la Ec. (51) se reduce a

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = 0 \quad (52)$$

Similarmente,

$$\nabla^2 \vec{H} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = 0 \quad (53)$$

Las Ecs. (52) y (53) son conocidas como las *ecuaciones de onda*. Así la primera condición sobre  $\vec{E}$  o  $\vec{H}$  es que deben satisfacer la ecuación de onda.

*Solución para el espacio-libre. (Medio Dieléctrico).*

Para el caso de fenómenos electromagnéticos en el espacio libre, o más en general, para un dieléctrico perfecto que no contiene cargas ( $\rho=0$ ) ni corrientes de conducción ( $J=0$ ), entonces las ecuaciones de onda se reducen a

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (54)$$

y

$$\nabla^2 \vec{H} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \quad (55)$$

## B. Onda Plana Uniforme

Considérese el caso particular donde  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  son independientes de dos dimensiones, digamos  $y$  y  $z$ , de forma que

$$\nabla^2 E = \frac{\partial^2 E}{\partial x^2}$$

entonces, la Ec. (54) se reduce a la forma simple siguiente

$$\frac{\partial^2 E}{\partial x^2} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \quad (56)$$

La ecuación vectorial (56) es equivalente a tres ecuaciones escalares, una por cada componente escalar de  $\vec{E}$ , es decir,

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} \quad (57a)$$

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} \quad (57b)$$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 E_z}{\partial t^2} \quad (57c)$$

Para este caso particular donde  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  son considerados independientes de  $y$  y  $z$ , se puede demostrar que  $E_x=0$ . Entonces, la solución general para las Ecs. (57b) y (57c) es de la forma

$$E = f_1(x - v_0 t) + f_2(x + v_0 t) \quad (58)$$

donde  $f_1$  y  $f_2$  son *cualesquiera* funciones de las variables  $(x - v_0 t)$  y  $(x + v_0 t)$ , respectivamente, y

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (59)$$

Las funciones  $f_1(x - v_0 t)$  y  $f_2(x + v_0 t)$  describen matemáticamente un fenómeno ondulatorio, en el sentido de que si un fenómeno físico ocurre en un lugar y en un instante dado, y se reproduce en otro lugar en un instante posterior, entonces los fenómenos en conjunto constituyen una onda.

En un instante  $t_1$  la función  $f_1(x - v_0 t_1)$  es solo una función de  $x$  dado que  $v_0 t_1$ , es constante. En otro instante posterior  $t_2$  la función  $f_1(x - v_0 t_2)$  tiene exactamente la misma

forma anterior, excepto que se ha desplazado una distancia  $v_0(t_2 - t_1)$  en la dirección positiva de las  $x$ , con una velocidad  $v_0$ .

Por otro lado, la función  $f_2(x + v_0 t)$  corresponde a una onda que viaja en la dirección negativa de las  $x$ . Así, la solución general de la Ecuación de Onda, en este caso, consiste de dos ondas: una que viaja en la dirección positiva de las  $x$  (alejándose de la fuente, digamos), y otra en la dirección negativa de las  $x$  (de retorno a la fuente). Si no existe una superficie que refleje a las ondas, entonces el segundo término de la Ec. (58) es cero, de manera que

$$E = f_1(x - v_0 t) \quad (60)$$

La Ec. (60) es, entonces, una solución de la ecuación de onda para el caso particular donde el campo eléctrico es independiente de  $y$  y  $z$ , y sólo es una función de  $x$  y  $t$ . A tal onda se le llama *onda plana uniforme*, la cual, aunque es un caso particular de la propagación de ondas electromagnéticas, es de gran importancia práctica.

### C. Relación entre $E$ y $H$ en una onda plana uniforme

#### Impedancia característica

Para una onda plana uniforme que viaja en la dirección  $x$ , los campos  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  son independientes de  $y$  y  $z$ , y no tienen componente en  $x$ . Entonces, en este caso,

$$\nabla \times E = -\frac{\partial E_z}{\partial x} \hat{y} + \frac{\partial E_y}{\partial x} \hat{z}$$

y

$$\nabla \times H = -\frac{\partial H_z}{\partial x} \hat{y} + \frac{\partial H_y}{\partial x} \hat{z}$$

Así las Ecs. (45a) y (46a) pueden escribirse, respectivamente como

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} \hat{y} + \frac{\partial H_y}{\partial x} \hat{z} = \epsilon \left( \frac{\partial E_y}{\partial t} \hat{y} + \frac{\partial E_z}{\partial t} \hat{z} \right)$$

y

$$-\frac{\partial E_z}{\partial x} \hat{y} + \frac{\partial E_y}{\partial x} \hat{z} = -\mu \left( \frac{\partial H_y}{\partial t} \hat{y} + \frac{\partial H_z}{\partial t} \hat{z} \right)$$

Igualando los términos en  $y$  y  $z$ , resultan las relaciones siguientes

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = \varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} \quad (61a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} \quad (61b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = \mu \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad (61c)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (61d)$$

Ahora, si

$$E_y = f_1(x - vt)$$

donde

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$$

entonces

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = -v_0 \frac{\partial f_1(x - vt)}{\partial(x - vt)} = -v_0 f_1'$$

donde

$$f_1' = \frac{\partial f_1(x - v_0 t)}{\partial(x - v_0 t)}$$

Sustituyendo esta ecuación en la (61a), obtenemos

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = v\varepsilon f_1'$$

de donde

$$H_z = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \int f_1' dx + C$$

Ahora

$$\frac{\partial f_1}{\partial x} = f_1 \cdot \frac{\partial(x - v_0 t)}{\partial x} = f_1$$

de modo que, sustituyendo esta ecuación en la anterior, resulta

$$H_z = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \int f_1 dx + C$$

es decir

$$H_z = \left(\frac{\epsilon}{\mu}\right)^{1/2} E_y + C$$

La constante de integración  $C$  indica que podría estar presente un campo independiente de  $x$ . En tanto que este campo no sería parte del movimiento ondulatorio, será despreciado, de modo que la relación anterior se puede escribir como

$$\frac{E_y}{H_z} = \left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)^{1/2} \quad (62)$$

Similarmente, se puede demostrar que:

$$\frac{E_x}{H_x} = -\left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)^{1/2} \quad (63)$$

dado que:

$$E = (E_x^2 + E_y^2)^{1/2}$$

y

$$H = (H_x^2 + H_z^2)^{1/2}$$

donde  $E$  y  $H$  son la intensidad de campo eléctrico y magnético total respectivamente. Resulta entonces que:

$$\frac{E}{H} = \left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)^{1/2} \quad (64)$$

La Ec. (64) establece que para una onda electromagnética plana que viaja hay un determinado cociente entre las amplitudes de  $E$  y de  $H$  y que este cociente es igual a la raíz cuadrada de la permeabilidad entre la permitividad del medio. Dado que las dimensiones de



este cociente son ohms, entonces a  $\left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)^{\frac{1}{2}}$  se le refiere como *impedancia característica* o *impedancia intrínseca* del medio (no conductor) denotándose con la letra griega  $\eta$  :

$$\eta = \left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (65)$$

Para el espacio libre  $\eta = \eta_0$ , donde

$$\eta_0 = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0}\right)^{\frac{1}{2}} \approx 120\pi = 377\Omega$$

*Orientación relativa de E y H.*

La orientación relativa de  $E$  y  $H$  puede determinarse tomando el producto punto y usando las ecuaciones (62) y (63), de modo que:

$$\vec{E} \cdot \vec{H} = E_x H_x + E_z H_z = \eta H_x H_x - \eta H_z H_z = 0$$

Así, en una onda plana uniforme,  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  están en ángulo recto uno de otro. Por otra parte, tomando el producto cruz entre  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ , resulta que

$$\vec{E} \times \vec{H} = \hat{x}(E_z H_x - E_x H_z) = \hat{x}\eta(H_x^2 + H_z^2) = \hat{x}\eta H^2$$

de donde se ve que el vector campo eléctrico cruzado sobre el vector campo magnético da la dirección en que viaja la onda.

*D. Variación senoidal en el tiempo de  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$*

Si los campos  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  varían en el tiempo de modo senoidal - lo cual es un caso práctico importante -, entonces se puede expresar esta variación usando la notación *fasorial*, de modo que

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}[\vec{E}(\vec{r})]e^{j\omega t}$$

donde  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  es el vector campo eléctrico, el cual varía en el tiempo de manera senoidal,  $\vec{E}(\vec{r})$  es el fasor de  $\vec{E}$ ,  $e^{j\omega t}$  representa la forma de variación temporal de  $\vec{E}$ ,  $j = \sqrt{-1}$  es el número imaginario,  $\omega = 2\pi f$  es la frecuencia angular, siendo  $f$  la frecuencia de la variación y  $\text{Re}$  significa que se toma la parte real del argumento contenido entre las llaves.

Así, por ejemplo, para la componente  $y$  de  $\vec{E}$ , el fasor  $E_x$  es el definido mediante la relación

$$E_x(\vec{r}, t) = \text{Re}[E_x(\vec{r})]e^{j\omega t}$$

es decir,

$$E_x = |E_x| \cos(\omega t + \phi)$$

donde  $\phi$  es el ángulo de fase de la senoide.

### *Ecuaciones de Maxwell*

Si los campos  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{D}$  y  $\vec{B}$  varían de modo senoidal, entonces la Ecuación de Maxwell (45a) se escribiría

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} \quad (66)$$

es decir

$$\nabla \times \text{Re}\{He^{j\omega t}\} = \frac{\partial}{\partial t} \text{Re}\{De^{j\omega t}\} + \text{Re}\{Je^{j\omega t}\}$$

o, también

$$\text{Re}\{(\nabla \times H - j\omega D - J)e^{j\omega t}\} = 0$$

de modo que, si esta ecuación es válida para toda  $t$ , resulta

$$\nabla \times H = j\omega D + J \quad (67a)$$

La cual es la primera ecuación de Maxwell en forma fasorial.

Similantemente, se pueden expresar las restantes ecuaciones de campo de la manera siguiente

$$\nabla \times E = -j\omega B \quad (67b)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (67c)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (67d)$$

Las ecuaciones anteriores contienen la ecuación de continuidad

$$\nabla \cdot J = -j\omega\rho \quad (67e)$$

Las relaciones constitutivas retienen sus formas, siendo

$$D = \epsilon E \quad (67f)$$

$$B = \mu H \quad (67g)$$

$$J = \sigma E \quad (67h)$$

En su forma integral:

$$\oint H \cdot dl = \int (j\omega D + J) \cdot ds \quad (68a)$$

$$\oint E \cdot dl = -\int j\omega B \cdot ds \quad (68b)$$

$$\oint D \cdot ds = \int \rho \, dv \quad (68c)$$

$$\oint B \cdot ds = 0 \quad (68d)$$

$$\oint J \cdot ds = -\int j \omega \rho \, dv \quad (68e)$$

### *Ecuación de onda*

Para variaciones senoidales en el tiempo, la ecuación de onda (54) para el campo eléctrico en un medio sin pérdidas se convierte en

$$\nabla^2 E = -\omega^2 \mu \epsilon E \quad (69)$$

la cual es la *Ecuación de Helmholtz* vectorial

En un medio conductor, la ecuación (52) se convierte en

$$\nabla^2 E - (\omega^2 \mu \epsilon - j \omega \mu \sigma) E = 0 \quad (70)$$

Para  $\vec{H}$  pueden escribirse ecuaciones similares.

### *Propagación de onda en un medio sin pérdidas*

Para el caso de una onda plana uniforme en el cual no hay variación con respecto a  $y$  o  $z$ , la ecuación de onda en forma fasorial puede expresarse como

$$\frac{\partial^2 E}{\partial x^2} = -\beta^2 E \quad (71)$$

donde

$$\beta = \omega(\mu \epsilon)^{1/2} \quad (72)$$

Considerando a la componente  $E_y$ , la solución puede escribirse en la forma

$$E_y = C_1 e^{-j\beta x} e^{j\omega t} + C_2 e^{j\beta x} e^{j\omega t} \quad (73)$$

en la cual  $C_1$  y  $C_2$  son constantes complejas arbitrarias. El correspondiente campo variable en el tiempo es

$$\tilde{E}_y(x, t) = \text{Re}\{E_y(x) e^{j\omega t}\} = \text{Re}\{C_1 e^{j(\omega t - \beta x)} + C_2 e^{j(\omega t + \beta x)}\} \quad (74)$$

Tomando la parte real de la Ec. (74) se llega directamente a la solución en su forma senoidal. Por ejemplo, cuando  $C_1$  y  $C_2$  son reales, la Ec. (74) se convierte en

$$E_y(x, t) = C_1 \cos(\omega t - \beta x) + C_2 \cos(\omega t + \beta x) \quad (75)$$

Es evidente que en un medio homogéneo, sin pérdidas, la suposición de una variación senoidal en el tiempo da como resultado una variación en el espacio la cual también es senoidal.

Las Ecs. (74) y (75) representan la suma de dos ondas que viajan en direcciones opuestas. Si  $C_1 = C_2$ , las dos ondas viajeras se combinan para formar una sola onda estacionaria la cual no avanza. La velocidad de una onda puede obtenerse reescribiendo las expresiones para  $E_x$  en función de  $(x \pm vt)$ . Obviamente, la velocidad debe ser

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (76)$$

El mismo resultado puede obtenerse identificando algún punto en la forma de onda y observando su velocidad. Para una onda que viaja en la dirección  $x$  positiva el punto está dado por  $\omega t - \beta x = \text{constante}$ . La diferenciación da

$$v = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{\beta}$$

como anteriormente. La velocidad de un punto en la forma de onda senoidal es llamada *velocidad de fase*. Además,  $\beta$  es llamada la *constante de cambio de fase* y es una medida del cambio de fase en radianes por unidad de longitud.

Otra cantidad importante es la longitud de onda  $\lambda$ , definida como la distancia sobre la cual la forma de onda senoidal pasa a través de un ciclo completo de  $2\pi$  radianes. Dado que la Ec. (74) indica que el campo varía en el espacio como una función senoidal de  $\beta x$ , entonces por la definición de longitud de onda

$$\beta\lambda = 2\pi \quad (77)$$

o, sustituyendo la Ec. (76), se obtiene

$$\omega\lambda = 2\pi v$$

y, dado que  $\omega = 2\pi f$ , se obtiene

$$v = f\lambda \quad (78)$$

La discusión anterior es suficientemente general para ser aplicada a cualquier valor de  $\beta$ . Para el caso de  $\beta$  dada por la Ec. (72), la velocidad de fase debe ser

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{(\mu\epsilon)^{\frac{1}{2}}} = v_0$$

### *Propagación de onda en un medio conductor*

Para un medio conductor, la Ec. (70) puede escribirse en la forma

$$\nabla^2 E - \gamma^2 E = 0 \quad (79)$$

donde

$$\gamma^2 = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon) \quad (80)$$

La constante de propagación  $\gamma$  es una cantidad compleja que tiene las partes real e imaginaria designada mediante  $\alpha$  y  $\beta$ , respectivamente. Actualmente la raíz cuadrada de  $\gamma^2$  tiene dos valores, pero por conveniencia acordaremos que  $\gamma$  es el valor de la raíz cuadrada que tiene una parte real positiva. Puede demostrarse fácilmente que si  $\alpha$  es positiva,  $\beta$  es también positiva.

Volviendo a la onda plana uniforme que viaja en la dirección  $x$ , se nota que la intensidad del campo eléctrico debe satisfacer

$$\frac{\partial^2 E}{\partial x^2} - \gamma^2 E = 0 \quad (81)$$

la cual tiene una solución posible

$$E(x,t) = E_0 e^{-\gamma x} \quad (82)$$

En forma variable en el tiempo, esta se convierte en

$$E(x,t) = \text{Re}\{E_0 e^{j(\omega t - \gamma x)}\} = e^{-\alpha x} \text{Re}\{E_0 e^{j(\omega t - \beta x)}\} \quad (83)$$

Esta es la ecuación de una onda que viaja en la dirección  $x$  y atenuada por el factor  $e^{-\alpha x}$ . El factor de cambio de fase y la velocidad de fase están dados por

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (84)$$

y

$$\beta = f\lambda \frac{\omega}{\lambda} \quad (85)$$

En términos de las constantes "primarias" del medio, los valores de  $\alpha$  y  $\beta$  son

$$\alpha = \omega \left\{ \frac{\mu\varepsilon}{2} \left[ \left( 1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2\varepsilon^2} \right)^{1/2} - 1 \right] \right\}^{1/2} \quad (86)$$

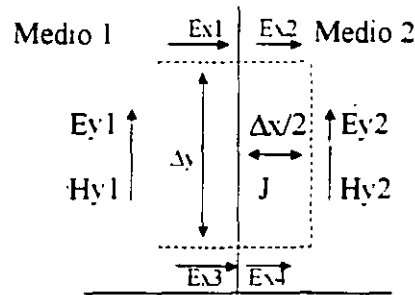
y

$$\beta = \omega \left\{ \frac{\mu\varepsilon}{2} \left[ \left( 1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2\varepsilon^2} \right)^{1/2} + 1 \right] \right\}^{1/2} \quad (87)$$

### I.4.3. CONDICIONES DE FRONTERA

#### A. Componente tangencial de $\vec{E}$

Supóngase que existe una superficie de discontinuidad en el plano  $x=0$ , como se muestra en la figura siguiente.



Considérese el pequeño rectángulo de ancho  $\Delta x$  y alto  $\Delta y$  el cual encierra una porción de los medios (1) y (2). Entonces, para este rectángulo, la Ec. (46b) se convierte en

$$E_{1y}\Delta y - E_{1x}\frac{\Delta x}{2} - E_{2x}\frac{\Delta x}{2} - E_{2y}\Delta y + E_{3x}\frac{\Delta x}{2} + E_{4x}\frac{\Delta x}{2} = -\frac{\partial B_z}{\partial t}\Delta x\Delta y \quad (88)$$

donde  $B_z$  es la densidad de flujo magnético promedio a través del rectángulo  $\Delta x\Delta y$ . Ahora considérese las condiciones conforme el área del rectángulo se aproxima a cero reduciendo manteniendo siempre la superficie de discontinuidad entre los lados del rectángulo. Si se supone que  $B$  es siempre finita, entonces el lado derecho de la ecuación anterior se reducirá a cero, quedando para  $\Delta x = 0$ ,

$$E_{1y}\Delta y = E_{2y}\Delta y = 0$$

Por lo tanto,

$$E_{1y} = E_{2y},$$

es decir, la *componente tangencial de E es continua a través de la frontera*.

#### B. Componente tangencial de $\vec{H}$

De manera similar a la anterior, de la Ec. (45b),

$$H_{1x}\Delta y - H_{1y}\frac{\Delta x}{2} - H_{2y}\frac{\Delta x}{2} - H_{2x}\Delta y + H_{3y}\frac{\Delta x}{2} + H_{4y}\frac{\Delta x}{2} = \left(\frac{\partial D_x}{\partial t} + J_x\right)\Delta x\Delta y \quad (89)$$

Si la tasa de cambio del desplazamiento  $\partial D/\partial t$  y la densidad de la corriente  $J$  son consideradas finitas, entonces, como antes, la Ec. (67) se reduce a

$$H_{y2}\Delta y - H_{y1}\Delta y = 0$$

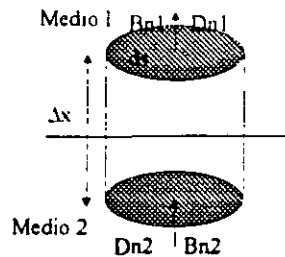
o

$$H_{y1} = H_{y2} \quad (90)$$

Así la *componente tangencial de H continua* ( para densidades de corrientes finitas: esto es, para cualquier caso *actual*).

### C. Componente normal de B.

Considérese el volumen de la "pastilla" mostrada en la forma siguiente.



La Ec. (47b) podemos escribir

$$D_{n1}ds - D_{n2}ds + \Psi_{borde} = \rho\Delta x ds \quad (91)$$

donde  $ds$  es el área de cada una de las caras planas de la pastilla  $\Delta x$  es su separación,  $\rho$  es la densidad de carga promedio dentro del volumen  $\Delta x ds$  y  $\Psi_{borde}$  es el flujo eléctrico saliente a través de la superficie curva que bordea la pastilla, entonces  $\Psi_{borde}$  tiende a cero, para valores finitos de la densidad de desplazamiento. También, para valores finitos de la densidad de carga promedio  $\rho$ , el lado derecho de la Ec. (91) se aproxima a cero, de modo que para  $\Delta x = 0$  esta ecuación se reduce a

$$D_{n1}ds - D_{n2}ds = 0$$

Por lo tanto, para el caso en que no hay carga superficial, la condición sobre las componentes normales  $\vec{D}$  es

$$D_{n1} = D_{n2}, \quad (92)$$

es decir, si no hay carga superficial, *la componente normal de D es continua a través de la superficie de frontera.*

D. Componente normal de  $\vec{B}$ .

En el caso de la densidad de flujo magnético  $\vec{B}$ , dado que no hay "cargas magnéticas" aisladas, un análisis similar conduce a que

$$B_{n1} = B_{n2} \quad (93)$$

es decir, que la componente normal de la densidad de flujo magnético es siempre continua a través de la superficie de frontera.

1.4.4. REFLEXION Y REFRACCION E ONDAS PLANAS

Cuando una onda electromagnética que viaja en un medio llega a un segundo medio que tiene diferente permitividad, permeabilidad o conductividad, entonces en general la onda será parcialmente transmitida y parcialmente reflejada.

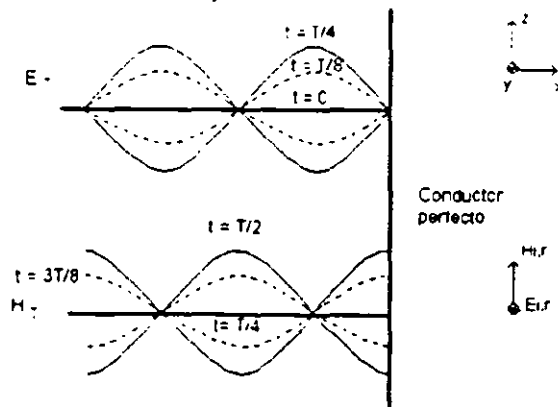
A. Reflexión por un conductor perfecto

Incidencia normal

En el caso de una onda plana que viaja en el aire e incide normal a la superficie de un conductor perfecto, la onda es reflejada completamente. Para campos que varían en el tiempo,  $\sin \omega t$ ,  $H$  pueden existir dentro de un conductor perfecto, de modo que nada de la energía de la onda incidente puede ser transmitida. Dado que no puede haber pérdida dentro de un conductor perfecto, nada de la energía es absorbida. Como resultado de esto, las amplitudes de  $E$  y  $H$  en la onda reflejada son las mismas que en la onda incidente, siendo la única diferencia la dirección del flujo de potencia. Si la expresión para el campo eléctrico de la onda incidente es

$$E_i e^{-j\beta z}$$

y la superficie del conductor perfecto se considera que es el plano  $x=0$ , como se muestra en la figura siguiente,





entonces la expresión para la onda reflejada será

$$E_r e^{j\beta x}$$

Donde  $E_r$  debe ser determinada de las condiciones de frontera.

En tanto la componente tangencial de  $E$  debe ser continua a través de la frontera y  $E$  es cero dentro del conductor, entonces la componente tangencial de  $E$  justamente fuera del conductor debe ser cero. Esto requiere que la suma de las intensidades de campo eléctrico en las ondas incidente y reflejada se sumen para dar una intensidad de campo resultante cero en el plano  $x = 0$ . Por lo tanto

$$E_r = -E_i$$

La amplitud de la intensidad de campo eléctrico reflejada es igual a la de la intensidad de campo eléctrico incidente, pero su fase ha sido invertida por la reflexión.

La intensidad de campo eléctrico resultante en cualquier punto a una distancia  $-x$  desde el plano  $x = 0$  será la suma de las intensidades de campo de las ondas incidente y reflejada en ese punto y estará dada por

$$E_T(x) = E_i e^{-j\beta x} + E_r e^{j\beta x} = E_i [e^{-j\beta x} - e^{j\beta x}] = -2jE_i \sin \beta x \quad (94a)$$

$$\mathcal{E}_T(x, t) = \text{Re} \left\{ -2jE_i \sin \beta x e^{j\omega t} \right\}$$

si  $E_i$  se elige como real, entonces

$$E_T(x, t) = 2E_i \sin \beta x \sin \omega t \quad (94b)$$

La Ec. (94) muestra que las ondas incidente y reflejada se combinan para producir una *onda estacionaria*, la cual no avanza. La magnitud del campo eléctrico varía senoidalmente con la distancia desde el plano reflejante. Esta es cero en la superficie y en múltiplos de media longitud de onda desde la superficie. Esta tiene un valor máximo del doble de la intensidad de campo eléctrico de la onda incidente a distancias desde la superficie que son múltiplos impares de un cuarto de longitud de onda.

En tanto que las condiciones de frontera requieren que la intensidad del campo eléctrico se inviertan en fase por la reflexión para producir una resultante cero en la superficie, se sigue que la intensidad de campo magnético debe ser reflejada sin inversión de fase. Si se invirtieran tanto el campo eléctrico como el magnético, no habría inversión de dirección en la propagación de energía, lo cual se requiere en este caso. Por lo tanto, la fase de la intensidad del campo magnético reflejado  $H_r$  es la misma que la de la intensidad de campo magnético incidente  $H_i$  en la superficie de reflexión  $x = 0$ . La expresión para el campo magnético resultante será

$$H_T(x) = H_i e^{-j\beta x} + H_r e^{j\beta x} = H_i [e^{-j\beta x} + e^{j\beta x}] = 2H_i \cos \beta x \quad (95a)$$

donde  $H_i$  es real dado que está en fase con  $E_i$ . Así,

$$H_T(x,t) = \text{Re}\{H_T(x)e^{j\omega t}\}$$

$$H_T(x,t) = 2H_i \cos \beta x \cos \omega t \quad (95b)$$

La intensidad de campo magnético resultante  $H$  también tiene una distribución de onda estacionaria. En este caso, sin embargo, ésta tiene un valor máximo en la superficie del conductor y en múltiplos de media longitud de onda desde la superficie, mientras que los puntos de valor cero ocurren en múltiplos impares de un cuarto de longitud de onda desde la superficie. De las condiciones de frontera para  $H$  se sigue ue debe haber una corriente superficial  $J_s$ , tal que, en  $x=0$

$$J_s = H_T$$

Dado que  $E_i$  y  $H_i$  estaban en fase temporal en la onda plana incidente, la comparación de las Ecs. (94) y (95) muestra que  $E_T$  y  $H_T$  están 90 grados fuera de fase temporal debido al factor  $j$  en la Ec. (94). Esto es como debería ser, porque indica que no hay flujo de potencia promedio. Este es el caso cuando la energía transmitida en la dirección hacia delante es igualada por la reflejada hacia atrás.

El hecho de que  $E_T$  y  $H_T$  estén separadas 90 grados en fase temporal puede verse más claramente reescribiendo las Ecs. (94) y (95) Reemplazando  $-j$  por su equivalente  $e^{-j\pi/2}$  y combinando esto con la  $e^{j\omega t}$  para dar  $e^{j[\omega t - \pi/2]}$ , la Ec. (94) se convierte en

$$E_T(x,t) = \text{Re}\left\{2E_i \text{sen } \beta x e^{j\left[\omega t - \frac{\pi}{2}\right]}\right\} = 2E_i \text{sen } \beta x \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (96)$$

De la misma manera, reescribiendo la Ec. (95)

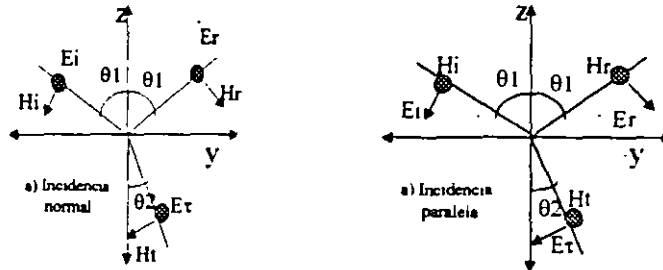
$$H_T = 2H_i \cos \beta x \cos \omega t \quad (97)$$

La comparación de las Ecs. (96) y (97) muestra que  $E_T$  y  $H_T$  difieren en fase temporal por  $\pi/2$  radianes o 90 grados.

### *Incidencia oblicua*

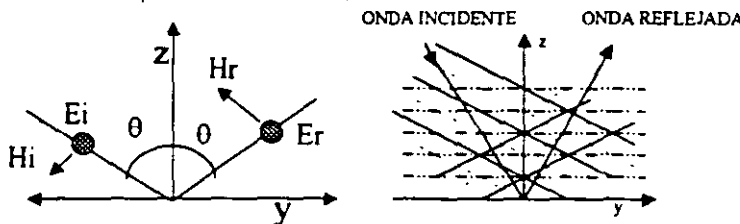
Siempre que una onda incide oblicuamente sobre la superficie entre dos medios, es necesario considerar por separado dos casos especiales. El primero de éstos es el caso en el cual el vector eléctrico es paralelo a la superficie frontera o perpendicular al plano de incidencia. (El plano de incidencia es el plano que contiene al rayo incidente y a la norma a la superficie.) Este caso es llamado normalmente *polarización horizontal*. En el segundo caso, el vector magnético es paralelo a la superficie frontera, y el vector eléctrico es paralelo al plano de incidencia. Este caso es llamado a menudo *polarización vertical*. Los dos casos están mostrados en la figura siguiente. Los términos “ondas polarizadas horizontalmente y verticalmente” se refieren al hecho de que las ondas desde las antenas

horizontales y verticales, respectivamente, producirían estas orientaciones particulares de los vectores eléctrico y magnético en ondas que chocan sobre la superficie de la tierra. Sin embargo, se ve que, mientras que el vector eléctrico de una onda polarizada "horizontalmente" es horizontal, el vector eléctrico de una onda polarizada "verticalmente" no es completamente vertical sino tiene cierta componente horizontal. Designaciones más significativas son los términos de polarización "perpendicular" y "paralela" para indicar que el vector eléctrico es perpendicular o paralelo al plano de incidencia.



En el caso de una onda incidente sobre un conductor perfecto, la onda es reflejada totalmente con un ángulo de incidencia igual al ángulo de reflexión.

*Caso a) E perpendicular al plano de incidencia.* Si las ondas incidente y reflejada hacen ángulos  $\theta_i = \theta_r = \theta$ , con el eje  $z$  como se muestra en la figura siguiente, entonces, debido a que estas dos ondas tienen longitudes de onda iguales y direcciones opuestas a lo largo del eje  $z$ , debe haber una distribución de onda estacionaria a lo largo de este eje. En la dirección  $y$  las ondas incidente y reflejada avanzan hacia la derecha con la misma velocidad y longitud de onda, de modo que habrá una onda que viaja en la dirección  $y$  positiva. Que estas conclusiones son correctas puede verse sumando las expresiones que representan a las dos ondas.



Con el sistema co-ordenado elegido como se muestra en la figura anterior, la expresión de onda reflejada es

$$E_r = E_0 e^{-j\beta \cdot \mathbf{r}} \quad (98)$$

donde  $E_0$  es la amplitud de la intensidad de campo eléctrico de la onda reflejada en el origen. Para la onda normal de la onda reflejada

$$\mathbf{r} \cdot \mathbf{n} = x \cos \frac{\pi}{2} + y \cos \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) + z \cos \theta = y \sin \theta + z \cos \theta,$$

de modo que la Ec. (98) se convierte en

$$E_r = E_{0r} e^{-j\beta(y \sin \theta - z \cos \theta)} \quad (99)$$

Para la onda incidente

$$\hat{n} \cdot \mathcal{P} = x \cos \frac{\pi}{2} + y \cos \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) + z \cos(\pi - \theta) = y \sin \theta - z \cos \theta$$

y

$$E_i = E_{0i} e^{-j\beta(y \sin \theta - z \cos \theta)} \quad (100)$$

De las condiciones de frontera

$$E_{0r} = -E_{0i}$$

Por lo tanto, la intensidad del campo eléctrico total (suma de las intensidades de campo incidente y reflejada) será

$$E_t = E_{0i} e^{-j\beta z} (e^{j\beta y \cos \theta} - e^{-j\beta y \cos \theta}) = 2j E_{0i} e^{-j\beta z} \operatorname{sen} \beta y \quad (101)$$

donde,  $\beta = \omega v = 2\pi/\lambda$  es la constante de cambio de fase de la onda incidente,  $\beta_z = \beta \cos \theta$  es la constante de cambio de fase en la dirección  $y$ . La Ec. (101) muestra una distribución de onda estacionaria de la intensidad de campo eléctrico a lo largo del eje  $z$ . La longitud de onda  $\lambda_z$  (el doble de la distancia entre puntos nodales), medida a lo largo de este eje, es mayor que la longitud de onda  $\lambda$  de las ondas incidentes. La relación entre longitudes de onda es

$$\lambda_z = \frac{2\pi}{\beta_z} = \frac{2\pi}{\beta \cos \theta} = \frac{\lambda}{\cos \theta}$$

Los planos de intensidad de campo eléctrico cero ocurren a múltiplos de  $\lambda_z/2$  desde la superficie reflejante. Los planos de intensidad de campo eléctrico máxima ocurren en múltiplos impares de  $\lambda_z/4$  desde la superficie.

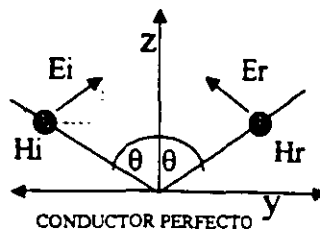
De la Ec.(101) se ve que la distribución de la onda estacionaria completa de la intensidad de campo eléctrico está viajando en la dirección  $y$  con una velocidad

$$v_y = \frac{\omega}{\beta_z} = \frac{\omega}{\beta \cos \theta} = \frac{v}{\cos \theta}$$

Esta velocidad con la cual se mueve una cresta de la onda incidente a lo largo del eje  $y$ . La longitud de onda en esta dirección es

$$\lambda_y = \frac{\lambda}{\cos \theta}$$

**Caso b) E Paralela al Plano de Incidencia.** En este caso  $E_i$  y  $E_r$  tendrán las direcciones instantáneas mostradas en la figura siguiente, debido a que las componentes paralelas a la superficie perfectamente conductora deben ser iguales y opuestas.



El vector intensidad de campo magnético  $\vec{H}$  será reflejado sin inversión de fase como mostrará un examen de la dirección del flujo de corriente. Las magnitudes de  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  estarán relacionadas mediante

$$\frac{E_i}{H_i} = \frac{E_r}{H_r} = \eta$$

Para la onda incidente la expresión de la intensidad de campo magnético será

$$H_i = H_{0i} e^{-j\beta(y \sin \theta - z \cos \theta)}$$

y para la onda reflejada

$$H_r = H_{0r} e^{-j\beta(y \sin \theta - z \cos \theta)}$$

y dado que  $H_{0i} = H_{0r}$ , la intensidad de campo magnético total es

$$H_t = 2H_{0i} \cos \beta_z z e^{-j\beta_y y} \quad (102)$$

donde, como antes

$$\beta_x = \beta \cos \theta \quad \beta_y = \beta \sin \theta$$

La intensidad de campo magnético tiene una distribución de onda estacionaria en la dirección  $z$  con los planos de máxima  $H$  localizados en la superficie conductora y a múltiplos de  $\lambda_z/2$  desde la superficie. Los planos de intensidad de campo magnético ocurren en múltiplos impares de  $\lambda_z/4$  desde la superficie.

Al sumar las intensidades de campo eléctrico de las ondas incidente y reflejada es necesario considerar por separado las componentes en las direcciones  $y$  y  $z$ . Para la onda incidente

$$E_x = \eta H_t, \quad E_y = \eta \sin \theta H_t, \quad E_z = \eta \cos \theta H_t$$

Para la onda reflejada

$$E_x = \eta H_t, \quad E_y = \eta \sin \theta H_t, \quad E_z = -\eta \cos \theta H_t$$

La componente  $z$  total de la intensidad de campo eléctrico es

$$E_z = 2\eta \sin \theta H_t \cos \beta_z z e^{-j\beta_y y} \quad (103)$$

La componente total  $y$  de la intensidad de campo eléctrico es

$$E_y = 2j\eta \cos \theta H_t \sin \beta_z z e^{-j\beta_y y} \quad (104)$$

donde

$$\beta_x = \beta \cos \theta \quad \beta_y = \beta \sin \theta$$

Ambas componentes de la intensidad del campo eléctrico tienen distribución de onda estacionaria arriba del plano reflejante. Sin embargo, para la componente normal o  $PYZPY$  de  $\vec{E}$ , los máximos ocurren en el plano y en múltiplos de  $\lambda_z/2$  desde el plano, mientras que

para la componente de  $E$  paralela al plano reflejante los mínimos ocurren en el plano y en múltiplos de  $\lambda_c/2$  desde el plano.

## B. Reflexión por un Dieléctrico Perfecto

### Incidencia Normal

Cuando una onda electromagnética plana incide normal sobre la superficie de un dieléctrico perfecto, parte de la energía es transmitida y parte es reflejada. Un dieléctrico *perfecto* es aquel cuya conductividad es cero, de manera que no hay pérdida o absorción de potencia en la propagación a través del dieléctrico.

Considérese el caso de una onda plana que viaja en la dirección  $x$  incidente sobre una frontera paralela al plano  $x=0$ . Sea  $E_i$  la intensidad de campo eléctrico de la onda incidente que choca con la frontera,  $E_r$  la intensidad de campo eléctrico de la onda reflejada que se aleja de la frontera en el primer medio y  $E_t$  la intensidad de campo eléctrico de la onda transmitida que se propaga hacia el segundo medio. Subíndices similares serán aplicados a la intensidad de campo magnético  $H$ . Sea  $\epsilon_1$  y  $\mu_1$  las constantes del primer medio, y  $\epsilon_2$  y  $\mu_2$  las constantes del segundo medio. Designando mediante  $\eta_1$  y  $\eta_2$  las razones  $\sqrt{\mu_1/\epsilon_1}$  y  $\sqrt{\mu_2/\epsilon_2}$ , entonces se cumplen las relaciones siguientes

$$E_i = \eta_1 H_i$$

$$E_r = -\eta_1 H_r$$

$$E_t = \eta_2 H_t$$

La continuidad de las componentes tangenciales de  $E$  y  $H$  requieren que

$$H_i + H_r = H_t$$

$$E_i + E_r = E_t$$

Combinando éstas

$$H_i + H_r = \frac{1}{\eta_1}(E_i - E_r) = H_t = \frac{1}{\eta_2}(E_i + E_r)$$

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (105)$$

También

$$\frac{E_t}{E_i} = 1 + \frac{E_r}{E_i} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad (106)$$

Además

$$\frac{H_r}{H_i} = -\frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (107)$$

$$\frac{H_t}{H_i} = -\frac{\eta_1}{\eta_2} \frac{E_t}{E_i} = \frac{2\eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (108)$$

Las permeabilidades de todos los aislante conocidos no difieren apreciablemente de la del espacio libre, de modo que  $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$ . Insertando esta relación, las expresiones anteriores pueden escribirse en términos de las constantes dieléctricas como

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} = \frac{\sqrt{\mu_0/\epsilon_2} - \sqrt{\mu_0/\epsilon_1}}{\sqrt{\mu_0/\epsilon_2} + \sqrt{\mu_0/\epsilon_1}} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (109)$$

Similarmente

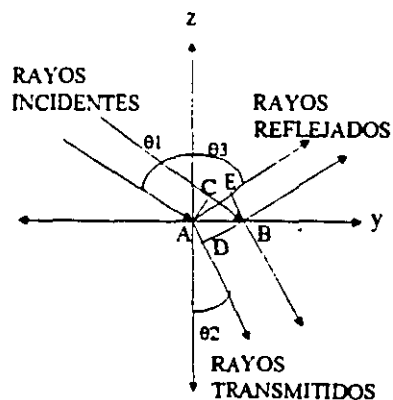
$$\frac{E_t}{E_i} = 1 + \frac{E_r}{E_i} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (110)$$

$$\frac{H_r}{H_i} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} = \frac{\sqrt{\epsilon_2} - \sqrt{\epsilon_1}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (111)$$

$$\frac{H_t}{H_i} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (112)$$

### *Incidencia Oblicua*

Si una onda plana incide sobre una superficie frontera que no es paralela al plano que contiene a  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ , las condiciones de frontera son más complejas. Nuevamente, parte de la onda será transmitida y parte reflejada, pero en este caso la onda transmitida será refractada, es decir, la dirección de propagación será alterada. Considérese la figura siguiente, la cual muestra dos rayos de la onda. (Un rayo es una línea dibujada normal a las superficies equifásicas.)



En el diagrama, el rayo incidente (2) viaja la distancia CB, mientras que el rayo transmitido (1) viaja la distancia AD y el rayo reflejado (1) viaja de A a E. Si la velocidad en el medio (1) es  $v_1$ , y en el medio (2) es  $v_2$ , entonces

$$\frac{CB}{AD} = \frac{v_1}{v_2}$$

Ahora,  $CB=AB\text{sen}\theta_1$  y  $AD=AB\text{sen}\theta_2$ , de modo que

$$\frac{\text{sen}\theta_1}{\text{sen}\theta_2} = \frac{v_1}{v_2}$$

En términos de las constantes del medio  $v_1$  y  $v_2$  están dadas

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_1}}$$

$$v_2 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_2}}$$

Por lo tanto

$$\frac{\text{sen}\theta_1}{\text{sen}\theta_2} = \frac{\sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1}} \quad (113)$$

Además

$$AE = CB$$

dando como resultado,

$$\text{sen}\theta_1 = \text{sen}\theta_2$$

o

$$\theta_1 = \theta_2 \quad (114)$$

El ángulo de incidencia es igual al ángulo de reflexión; el ángulo de incidencia está relacionado con el ángulo de refracción mediante la Ec. (113), la cual es conocida en óptica como la *Ley de los Senos* o *Ley de Snell*.

Puede demostrarse que la potencia transmitida por unidad de área es el producto vectorial de  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ . Dado que  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  están en ángulo recto uno de otro, en este caso la potencia transmitida por unidad de área es igual a  $E^2 / \eta$ . La potencia en la onda incidente que choca AB será proporcional a  $(1/\eta_1)E_i^2 \cos\theta_1$ , la de la reflejada será  $(1/\eta_1)E_r^2 \cos\theta_1$ , y la de la transmitida a través de la frontera será  $(1/\eta_2)E_t^2 \cos\theta_2$ . Por la conservación de la energía

$$\frac{1}{\eta_1} E_i^2 \cos\theta_1 = \frac{1}{\eta_1} E_r^2 \cos\theta_1 + \frac{1}{\eta_2} E_t^2 \cos\theta_2$$

$$\frac{E_r^2}{E_i^2} = 1 - \frac{\eta_1 E_t^2 \cos\theta_2}{\eta_1 E_i^2 \cos\theta_1} = 1 - \frac{\sqrt{\epsilon_1} E_t^2 \cos\theta_2}{\sqrt{\epsilon_2} E_i^2 \cos\theta_1} \quad (115)$$



*Caso a) Polarización Perpendicular (Horizontal).* En este caso, el vector eléctrico  $\vec{E}$  es perpendicular al plano de incidencia y paralelo a la superficie reflejante. Supóngase que la intensidad de campo eléctrico de la onda incidente  $E_i$  está en la dirección de  $x$  positiva (saliendo en la figura de la página 34), y supóngase que las direcciones positivas de  $E_r$  y  $E_t$  en las ondas reflejada y transmitida están también en la dirección  $x$  positiva. Entonces, aplicando la condición de continuidad tangencial de  $\vec{E}$  en la frontera,

$$E_i + E_r = E_t$$

$$\frac{E_t}{E_i} = 1 + \frac{E_r}{E_i} \quad (116)$$

Insertando la Ec. (116) en la (115)

$$\begin{aligned} \frac{E_t^2}{E_i^2} &= 1 - \frac{\sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1}} \left(1 + \frac{E_r}{E_i}\right)^2 \frac{\cos \theta_2}{\cos \beta_1} \\ 1 - \left(\frac{E_r}{E_i}\right)^2 &= \frac{\sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1}} \left(1 + \frac{E_r}{E_i}\right)^2 \frac{\cos \theta_2}{\cos \beta_1} \\ \frac{E_r}{E_i} &= \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 - \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_2}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_2} \end{aligned}$$

Ahora de la Ec. (113)

$$\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_2 = \sqrt{\epsilon_2} (1 - \text{sen}^2 \theta_2) = \sqrt{\epsilon_2 - \epsilon_1 \text{sen}^2 \theta_1}$$

por lo tanto

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 - \sqrt{\epsilon_2 - \epsilon_1 \text{sen}^2 \theta_1}}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_2 - \epsilon_1 \text{sen}^2 \theta_1}} \quad (117a)$$

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{\cos \theta_1 - \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \text{sen}^2 \theta_1}}{\cos \theta_1 + \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \text{sen}^2 \theta_1}} \quad (117b)$$

La Ec. (117) da la razón de la intensidad de campo eléctrico reflejada a la incidente para el caso de una onda polarizada perpendicularmente.

*Caso b) Polarización Paralela (Vertical).* En este caso  $\vec{E}$  es paralelo al plano de incidencia y  $\vec{E}$  es paralelo a la superficie reflejante. Nuevamente, aplicando la condición de continuidad tangencial de  $\vec{E}$  a través de la frontera, resulta (ver figura superior de la página 30)

$$(E_i - E_r) \cos \theta_1 = E_t \cos \theta_2$$

$$\frac{E_r}{E_i} = \left(1 - \frac{E_t}{E_i}\right) \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2}$$

Insertando esta relación en la Ec. (115)

$$\left(\frac{E_r}{E_i}\right)^2 = 1 - \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \left(1 - \frac{E_r}{E_i}\right)^2 \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2}$$

$$1 - \left(\frac{E_r}{E_i}\right)^2 = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \left(1 - \frac{E_r}{E_i}\right)^2 \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2}$$

$$1 + \left(\frac{E_r}{E_i}\right) = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \left(1 - \frac{E_r}{E_i}\right) \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2}$$

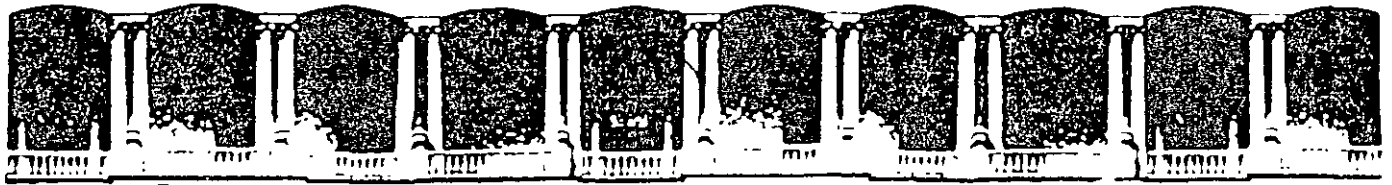
$$\left(\frac{E_r}{E_i}\right) \left(1 + \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2}\right) = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2} - 1$$

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_1 - \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_2}{\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_2}$$

Recordando que  $\text{sen}^2 \theta_2 = (\epsilon_1 / \epsilon_2) \text{sen}^2 \theta_1$

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{\left(\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}\right)^{1/2} \cos \theta_1 - \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \text{sen}^2 \theta_1}}{\left(\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}\right)^{1/2} \cos \theta_1 + \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \text{sen}^2 \theta_1}} \quad (118)$$

La Ec. (118) da el coeficiente de reflexión para polarización paralela o vertical, es decir, la razón de la intensidad de campo eléctrico reflejada a la incidente cuando  $\vec{E}$  es paralelo al plano de incidencia.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**NOM – EM – 121 – SCT1 – 1994 , INSTALACIÓN Y  
OPERACIÓN DE SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACIÓN  
QUE EMPLEAN LA TÉCNICA DE ESPECTRO DISPERSO  
EN LAS BANDAS DE 902 – 928 Mhz, 2450 – 2483.5 Mhz Y  
5725- 5850 Mhz.  
(DIARIO OFICIAL)**

**CONFERENCISTAS  
ING. ARTURO VÁZQUEZ BAUTISTA  
ING. JAIME RAMÍREZ GARCÍA  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

Norma Oficial Mexicana Emergente NOM-EM-121-SCT1-1994, instalación y operación de sistemas de radiocomunicación que emplean la técnica de espectro disperso en las bandas de 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz.

Al margen un sello con el escudo Nacional que dice: Estados Unidos Mexicanos.- Secretaría de Comunicaciones y Transportes.- Subsecretaría de Comunicaciones y Desarrollo Tecnológico.

La Secretaría de Comunicaciones y Transportes, por conducto de la Subsecretaría de Comunicaciones Desarrollo Tecnológico, con fundamento en los artículos 36 de la Ley Orgánica de la Administración Pública Federal; 1o, 38 fracción II, 40 fracción XVI y 48 de la Ley Federal sobre Metrología y Normalización, y 6o fracción XV del Reglamento Interior de la secretaria de Comunicaciones y Transportes, expide la siguiente; NORMA OFICIAL EMERGENTE NOM-EM-121-SCT1-1994, "INSTALACIÓN Y OPERACIÓN DE SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION QUE EMPLEAN LA TÉCNICA DE ESPECTRO DISPERSO EN LAS BANDAS DE 902-928 MHz, 2450-2483.5 Y 5725-5850 MHz.

Sufragio Efectivo, No Reelección

México, D.F. a 11 de Noviembre de 1994.- El Subsecretario de Comunicaciones y Desarrollo Tecnológico, Andrés Massieu Berlanga.- Rubrica

#### PREFACIO

Los organismos e instituciones que participan en la elaboración de esta Norma son:

1. Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT)
2. Instituto Mexicano de Comunicaciones (IMC)
3. Colegio de Ingenieros Mecánicos Electricistas (CIME)
4. Kb/Tel Telecomunicaciones
5. Mexicana de Electrónica Industrial S.A. de C.V. (MEXEL)

#### ÍNDICE

- |     |  |
|-----|--|
| 0   | Introducción   |
| 1   | Objetivo y campo de aplicación   |
| 2   | Referencias  |
| 3   | Terminología   |
| 4   | Símbolos y abreviaturas  |
| 5   | Especificaciones   |
| 5.1 | Especificaciones de transmisión aplicables a ambientes de operación en áreas locales (bandas de 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz)      |
| 5.2 | Especificaciones de transmisión aplicables a ambientes de operación en áreas restringidas (bandas de 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz) |
| 5.3 | Especificaciones de transmisión aplicables a enlaces de cobertura amplia (bandas de 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz)                  |

APÉNDICE A (Normativo)  
Condiciones Obligatorias Complementarias  
BIBLIOGRAFÍA  
OBSERVANCIA DE LA NORMA

## 0.- INTRODUCCIÓN

El espectro disperso (Spread Spectrum), es una técnica de transmisión en la cual los datos de interés ocupan un ancho de banda mayor del mínimo necesario para enviar tales datos. La dispersión del espectro se logra antes de transmitir la información a través del uso de un código que es independiente de la secuencia de los datos. El mismo código es usado en el receptor (operando en sincronía con el transmisor) para XXXorimir la señal y así recobrar los datos originales.

Una de las características más importantes del espectro Disperso es tomar la potencia que va a transmitirse y extenderla en un ancho de banda mayor, de tal forma que la potencia por unidad de ancho de banda (P/Hz) sea minimizada.

Otra característica importante del espectro disperso es la reducción de interferencia entre la señal procesada y otras señales no esenciales o ajenas al sistema de comunicación.

Para que los sistemas de espectro disperso operen apropiadamente es necesario que el receptor adquiera la fase correcta de la forma de onda de llegada, y esto se debe hacer continuamente durante la comunicación. Los procesos de adquisición y sujeción de fase son la base del subsistema de sincronización de espectro disperso. Si la sincronización no se logra y se mantiene, la señal no se puede detectar.

Conviene tener presente que en los artículos 124 y 125 del Reglamento de Telecomunicaciones de México, se hace alusión a los equipos para aplicaciones Industriales, Científicos y Médicos [ICM (que no son de espectro disperso)] y, en particular, dichos equipos operan entre otras en las bandas de 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz.

Por tanto, los equipos ICM que no son equipos de radiocomunicación, debido a que no transmiten información, deben convivir y ser protegidos, por parte de los sistemas de espectro disperso, conforme a los artículos 124 y 125 mencionados.

Los equipos ICM son dispositivos que producen una energía de Radiofrecuencia, conviene aclarar que la utilizan internamente para generar efectos de tipo físico, mecánico, biológico y/o químico. Entre las aplicaciones ICM típicas tenemos las siguientes. Calefacción industrial en procesos de manufactura, diatermia médica terapéutica, aceleración de partículas cargadas, transductores electromecánicos para producir energía mecánica ultrasónica, humidificadores ultrasónicos domésticos, limpiadores domésticos de XXXXX. Por lo tanto no es una telecomunicación.

Por otra parte los equipos con técnica de espectro disperso son equipos de radiocomunicación que tienen aplicaciones internas (interiores de oficina) y externas (intercomunicar edificios), dependiendo de la ocupación del espectro radioeléctrico de los países.

Básicamente, se identifican tres bandas de frecuencia factibles para operarse en México siempre y cuando se cumplan con las regulaciones que se especifican en este documento. Tales bandas son 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz, a continuación se encuentran comentarios al respecto:

En México, la banda de frecuencias de 902-928 MHz esta atribuida al servicio fijo para transmisión de datos y al servicio de radiolocalización para radares meteorológicos. También en esta banda operan los equipos ICM, por lo que dichos equipos y servicios deben ser debidamente protegidos de las posibles interferencias que los equipos de espectro disperso pudieran ocasionarles.

La banda de frecuencias de 2400-2500 MHz esta atribuida en otros países para los sistemas de espectro disperso. En México solo se considera el segmento 2450-2485.5 MHz como factible para la operación para esta clase de equipos. Lo anterior se debe a que la banda de 2300-2450 se opera para sistemas de distribución múltiple de señales (enlaces punto-multipunto), para el servicios de telefonía en poblaciones rurales, cuyos repetidores se ubican en cerros altos a lo largo de nuestro país, y también se aplica para la transmisión de datos dentro de la ciudades mas pobladas. Asimismo, la banda de 5725-5850 MHz puede ser utilizada para aplicaciones de espectro disperso.

## 1.- Objetivo y campo de aplicación (alcance)

### 1.1.- Objetivo

La presente norma va dirigida a la regulación de los sistemas de radiocomunicación que utilizan la técnica de espectro disperso (Spread Spectrum), en México

### 1.2.- Campo de aplicación

La técnica de espectro disperso es considerada como una tecnología clave en el desarrollo de las futuras redes de comunicación personales, las cuales se espera sean implantadas en esta década y tendrán un impacto directo en el campo de las telecomunicaciones a nivel internacional, particularmente en el área de las Comunicaciones móviles, por lo que se espera que la normalización sea dinámica.

## 2.- Referencias

No existen documentos normativos que hayan sido citados en el texto de esta norma

## 3.- Terminología

### **Área Local**

Es un área de cobertura local, aquella en la que se puede operar los equipos de espectro disperso usando una antena omnidireccional con una potencia radiada aparente (PRA) máxima de 30 mWatts y/o un alcance máximo de 500 metros dentro de un mismo edificio.

### **Área Restringida**

Es un área de cobertura restringida, aquella donde se utiliza una antena omnidireccional con una potencia radiada aparente (PRA) de hasta un valor de 30 dBm, siempre y cuando las emisiones del usuario autorizado no se utilicen para enlazar equipos que impliquen el cruce de calles ni propiedades de terceros, por ejemplo: plantas industriales, centros comerciales, universidades, patios de carga y maniobras. Normalmente son enlaces no mayores de 500 metros que utilizan antena omnidireccionales. Ocasionalmente se presentan casos que requieren enlazar equipos separados mas de 500 metros utilizando para ello antenas direccionales.

### **Enlaces de cobertura amplia**

Son aquellos enlaces punto a punto con una distancia entre extremos mayor a 500 metros, en donde se utilizan antenas direccionales, el alcance se determina con una potencia radiada aparente (PRA) máxima de 36 dBm.

### **Espectro Disperso**

Es una técnica de transmisión en el cual los datos de interés ocupan un ancho de banda mayor que el necesario para enviar tales datos. La dispersión del espectro se logra antes de transmitir la información a través del uso de un código que es independiente de la secuencia de datos. El mismo código es usado en el receptor (operando en sincronía con el transmisor) para comprimir la señal y así recobrar los datos originales.

### **Potencia de salida de operación del transmisor**

Es la potencia que se obtiene a la salida del transmisor antes de conducirla por el cableado que va a la antena transmisora.

### **Potencia pico de transmisión**

Es la potencia máxima de salida de operación del transmisor autorizado

### **Potencia radiada Aparente (PRA) (en una dirección dada)**

Producto de la potencia suministrada a la antena por su ganancia con relación a un dipolo de media onda en una dirección dada.

---

## **4.- Símbolos y abreviaturas**

kHz	Kilohertz
MHz	Megahertz
dB	Decibel
dBd	Decibel con relación a un dipolo

dBm	Decibel con relación a un miliwatt
mW	Miliwatt
KB/s	Kilobit por segundo
mV/m	Microvolt por metro
P.R.A.	Potencia Radiada Aparente
BPSK	Tipo de modulación por fase binaria
QPSK	Tipo de modulación por cuadratura de fase
MPSK	Tipo de modulación por desplazamiento de fase
	Menor o igual
Seg	Segundo
SCT	Secretaría de Comunicaciones y Transportes

## 5.- Especificaciones

5.1.- Especificaciones de transmisión aplicables a ambientes de operación en áreas locales (bandas de 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz).

5.1.1 Para la técnica de modulación por salto de frecuencia:

Separación de frecuencias portadoras	25 kHz mínimo 500 kHz máximo
Ancho de banda de la señal transmitida	500 kHz máximo
Ganancia de la antena	0 dBm
Patrón de Radiación	Omnidireccional
Potencia pico de transmisión	30 mWatts (máximo). La potencia de la señal en cualquier segmento de 100 kHz, fuera del ancho de banda de operación, deberá ser 20 dB menor que la potencia en cualquier segmento de 100 kHz dentro del ancho de banda de operación.
Potencia Radiada Aparente (PRA)	14.7 dBm
Salto de frecuencia	50 mínimo para la banda de 902-928 MHz 75 mínimo (para las bandas 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz)
Armonicas:	menor a 500 uV medidos a 3 metros. Las emisiones no esenciales no deben exceder este límite si son medidas en las terminales de la antena. La potencia de las emisiones no deberá exceder 2 nanoWatts
Tiempo máximo de ocupación sobre cualquier frecuencia	menor a 0.4 seg.



Tolerancia en frecuencia	$\pm 100$ kHz del ancho de banda total
Velocidad de transmisión	hasta 512 Kbps
Tipos de Modulación preferente	BPSK, QPSK, MFSK
Tipo de servicio	Fijo y Movil
Tipo de información	Digital
Horario de operación	La SCT lo fijara

### 5.1.2 Para la técnica de modulación en secuencia directa:

Ancho de banda de la señal transmitida	500 kHz mínimo
Densidad de Potencia en un segundo	8 dBm/3 KHz
Ganancia de procesamiento	10 dB mínimo
Ganancia de la antena	0 dBm
Patrón de radiación	Ommidireccional
Potencia pico de transmisión	30 mWatts (máximo). La potencia de la señal en cualquier segmento de 100 KHz, fuera del ancho de banda de operación, deberá ser 20 dB menor que la potencia en cualquier segmento de 100 KHz dentro del ancho de banda de operación.
Potencia Radiada Aparente (PRA)	14.7 dBm
Armónicas	menor a 500 uV medidos a 3 metros. Las emisiones no esenciales no deben exceder este limite si son medidas en las terminales de las antena. La potencia de las emisiones no deberá exceder 2 nanoWatts
Velocidad de transmisión	hasta 512 Kbps
Tipos de modulación preferente	BPSK, QPSK, MFSK
Tipo de servicio	Fijo y Movil
Tipo de información	Digital
Horario de operación	La SCT lo fijara

5.2.- Especificaciones de transmisión aplicables a ambientes de operación en áreas restringidas (bandas de 902-907.2 MHz, 922.8-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz).

### 5.2.1 Para la técnica de modulación por salto de frecuencia:

Separación de frecuencias portadoras	25 kHz mínimo 500 kHz máximo
Ancho de banda de la señal transmitida	500 kHz máximo
Patrón de Radiación	Omnidireccional (para enlaces de hasta 500 metros).
Para enlaces mayores de 500 metros se deberán usar antenas omnidireccionales con las siguientes características:	
Ancho del patrón horizontal a un medio de la potencia máxima menor o igual 22°	
Ancho del patrón vertical a un medio de la potencia máxima menor o igual a 45°	
Relación frente espalda mayor o igual 20 dB	
Potencia Radiada Aparente (PRA)	menor o igual a 30 dBm
Saltos de frecuencia	50 mínimo para la banda de 902-907.2/922.8-928 MHz 75 mínimo (para las bandas 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz)
Armonicas	menor a 500 uV medidos a 3 metros. Las emisiones no esenciales no deben exceder este limite si son medidas en las terminales de las antena. La potencia de las emisiones no deberá exceder 2 nanoWatts
Tiempo máximo de ocupación sobre cualquier frecuencia	menor a 0.4 seg.
Tolerancia en frecuencia	± 100 kHz del ancho de banda total
Velocidad de transmisión	64 Kbps (para la banda de 902-907.2 MHz y 922.8-928 MHz). Hasta 512 Kbps (para la banda de 2450-2483.5 MHz) Hasta 2.048 Mbps (para la banda de 5725-5850 MHz)
Tipos de Modulación preferente	BPSK, QPSK, MFSK
Tipo de servicio	Fijo y Movil
Tipo de información	Digital
Horario de operación	La SCT lo fijara

### 5.2.2 Para la técnica de modulación en secuencia directa:

Ancho de banda de la señal transmitida	500 kHz mínimo
--	----------------

Densidad de Potencia en un segundo	8 dBm/3 KHz
Ganancia de procesamiento	10 dB mínimo
Ganancia de la antena	0 dBm
Patrón de radiación	Omnidireccional (para enlaces de hasta 500 metros)
Para enlaces mayores de 500 metros se deberán usar antenas omnidireccionales con las siguientes características:	
Ancho del patrón horizontal a un medio de la potencia máxima menor o igual 22°	
Ancho del patrón vertical a un medio de la potencia máxima menor o igual a 45°	
Relación frente espalda mayor o igual 20 dB	
Armónicas	menor a 500 uV medidos a 3 metros. Las emisiones no esenciales no deben exceder este límite si son medidas en las terminales de la antena. La potencia de las emisiones no deberá exceder 2 nanoWatts
Velocidad de transmisión	64 Kbps (para la banda de 902-907.2 MHz y 922.8-928 MHz). Hasta 512 Kbps (para la banda de 2450-2483.5 MHz) Hasta 2.048 Mbps (para la banda de 5725-5850 MHz)
Tipos de modulación preferente	BPSK, QPSK, MFSK
Tipo de servicio	Fijo y Movil
Tipo de información	Digital
Horario de operación	La SCT lo fijara

5.3.- Especificaciones de transmisión aplicables a enlaces de cobertura amplia (bandas de 902-907.2 MHz, 922.8-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz).

5.3.1 Para la técnica de modulación por salto de frecuencia:

Separación de frecuencias portadoras	25 kHz mínimo 500 kHz máximo
Ancho de banda de la señal transmitida	500 kHz máximo
Patrón de Radiación	Direccional

Se deben usar antenas direccionales con las siguientes características:

Ancho del patrón horizontal a un medio de la potencia máxima menor o igual 22°

Ancho del patrón vertical a un medio de la potencia máxima menor o igual a 45°

Relación frente espalda mayor o igual 20 dB

Potencia de transmisión:	250 mWatts (máximo). La potencia de la señal, en cualquier segmento de 100 KHz, fuera del ancho de banda de operación, deberá ser de 20 dB menor que la potencia en cualquier segmento de 100 KHz dentro del ancho de banda de operación.
Potencia Radiada Aparente (PRA)	menor o igual a 36 dBm
Salto de frecuencia	50 mínimo para la banda de 902-907.2/922.8-928 MHz 75 mínimo (para las bandas 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz)
Armónicas:	menor a 500 uV medidos a 3 metros. Las emisiones no esenciales no deben exceder este límite si son medidas en las terminales de la antena. La potencia de las emisiones no deberá exceder 2 nanoWatts
Tiempo máximo de ocupación sobre cualquier frecuencia	menor a 0.4 seg.
Tolerancia en frecuencia	± 100 kHz del ancho de banda total
Velocidad de transmisión	64 Kbps (para la banda de 902-907.2 MHz y 922.8-928 MHz). Hasta 512 Kbps (para la banda de 2450-2483.5 MHz) Hasta 2.048 Mbps (para la banda de 5725-5850 MHz)
Tipos de Modulación preferente	BPSK, QPSK, MFSK
Tipo de servicio	Fijo y Movil
Tipo de información	Digital
Horario de operación	La SCT lo fijara

### 5.3.2 Para la técnica de modulación en secuencia directa:

Ancho de banda de la señal transmitida	500 kHz mínimo
Densidad de Potencia en un segundo	8 dBm/3 KHz
Ganancia de procesamiento	10 dB mínimo
Patrón de radiación	Direccional
Se deberán usar antenas direccionales con las siguientes características:	
Ancho del patrón horizontal a un medio de la potencia máxima menor o igual 22°	

Ancho del patrón vertical a un medio de la potencia máxima menor o igual a 45°	
Relación frente espalda mayor o igual 20 dB	
Polarización	Horizontal, la SCT lo fijara
Armónicas	menor a 500 uV medidos a 3 metros. Las emisiones no esenciales no deben exceder este limite si son medidas en las terminales de las antena. La potencia de las emisiones no deberá exceder 2 nanoWatts
Velocidad de transmisión	64 Kbps (para la banda de 902-907.2 MHz y 922.8-928 MHz). Hasta 512 Kbps (para la banda de 2450-2483.5 MHz) Hasta 2.048 Mbps (para la banda de 5725-5850 MHz)
Tipos de modulación preferente	BPSK, QPSK, MFSK
Tipo de servicio	Fijo y Movil
Tipo de información	Digital
Horario de operación	La SCT lo fijara

#### APÉNDICE "A"

##### Condiciones Obligatorias Complementarias

Los sistemas de Telecomunicaciones que utilicen la tecnología de Espectro Disperso podrán operar a título secundario, las bandas de frecuencias de 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz.

La atribución a título secundario significa que los equipos la técnica de espectro disperso estarán condicionados a no causar interferencia a los equipos ICM, estaciones de radiocomunicación de voz y datos con frecuencia específica asignada, así como estaciones autorizadas de radiolocalización y estarán expuestas a recibir interferencias que aquellas les puedan causar sin que tales sistemas de espectro disperso reclamen protección.

Los usuarios deberán utilizar la potencia mínima indispensable para enlazar sus equipos. Esto permitirá la convivencia de un mayor número de equipos de diferentes usuarios en una zona determinada.

— Los sistemas de Espectro disperso deberán contar con un certificado de Homologación ante la Secretaría de Comunicaciones y Transportes, previo a su comercialización en nuestro país.

Los usuarios requieren de un permiso de operación de la Secretaría de Comunicaciones y Transportes, para ello deberán llenar los formularios específicos de conformidad con su clasificación, a saber área local, área restringida o enlaces de cobertura amplia.

**Bibliografía**

Para la elaboración de esta norma se utilizó la siguiente bibliografía

1. Reglamento de radiocomunicación de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) edición 1990
2. La parte 15.247 del reglamento de telecomunicaciones de la Federal Communications Commission (FCC)
3. El cuadro de atribución de frecuencias y las definiciones del reglamento de Radiocomunicación de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), suscrito por México y refrendado por la Convención de Ginebra CAMR-92 y sus subsecuentes ampliaciones y modificaciones.
4. Reglamento de Telecomunicaciones de la Secretaría de Comunicaciones y Transportes publicado en el diario Oficial de la Federación el 29 de Octubre de 1990.

**Observancia de la Norma**

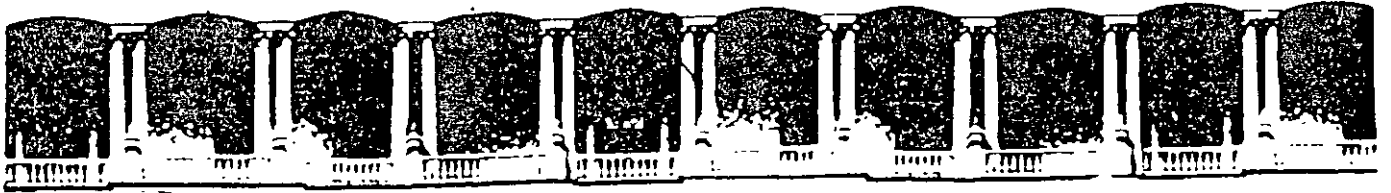
La Secretaría de Comunicaciones y Transportes vigilara el cumplimiento de esta norma

**Vigencia**

La presente Norma Oficial Mexicana Emergente entrara en vigor al día siguiente de su publicación en el Diario Oficial de la Federación

Sufragio Efectivo No Reelección

México D.F. a 11 de Noviembre de 1994.- El Subsecretario de Comunicaciones y Desarrollo Tecnológico. Andrés Massiu Berlanga - Rubrica



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN RF – MICROONDAS  
DIGITAL**

**CONFERENCISTA  
DR. JAVIER GONZÁLEZ VILLARRUEL  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

# Sistemas de Telecomunicación RF-Microondas Digital

Facultad de Ingeniería de la UNAM  
MEXICO

Javier Gonzalez Villarruel

Mayo 1999



## TELECOMUNICACIONES MOVILES Y LA ERA DE LA INFORMACION; UNA COMBINACION PARA EL FUTURO.

*Hoy, gracias a los experimentos de la tecnología es posible obtener programas de televisión por medio de las líneas telefónicas, obtener servicios de información a través de la televisión por cable, hablar con otra persona y hasta mirar una emisión de noticias en vivo a través de la red Internet. La localización y comunicación de y con una persona en cualquier lugar del planeta, el acceso a las riquezas de cualquier biblioteca o museo, por medio de una plataforma móvil y sin necesidad de cables, parecen más cercanas de la realidad que de la ciencia ficción. Este artículo, primero de una serie, presenta un panorama actual de la tecnología, los hechos y las personas que nos han permitido llegar al nivel de desarrollo que hoy conocemos, los nuevos servicios móviles de telecomunicaciones que han dado origen o múltiples aplicaciones y la orientación tecnológica que nos permitirá el acceso a la fabulosa era de la información.*

Es difícil imaginar hoy en día lo que sería nuestra forma de vida moderna sin el acceso a los seguros, económicos, transparentes y eficientes sistemas de telecomunicación. El teléfono, la radio y la televisión, utilizados cotidianamente, son sólo algunos ejemplos de estos sistemas. Otros más complejos guían los aviones, las naves espaciales y los trenes automáticos, proveen una cobertura en vivo de las noticias alrededor del mundo, ayudan a la gestión y administración de los servicios de urgencia y la lista de ejemplos podría continuar y continuar. Realmente no es exagerado afirmar que los sistemas de telecomunicación no sólo son indispensables para el crecimiento y el desarrollo de la industria, los bancos, los negocios, la educación y la diseminación de la información, pero sobre todo, esenciales para el bienestar y el mantenimiento de la paz mundial. telecomunicación nosotros convenimos en la conversión o en la transmisión de la información de un lugar y/o tiempo a otro. Admitimos que esta definición no es muy precisa, pero siendo los sistemas de telecomunicación tan vastos y complejos hoy en día, sería realmente difícil definirlos de otra forma. Por el momento, en lugar de buscar una definición más precisa, nuestro propósito será la presentación de los servicios móviles de telecomunicación emergentes; el encuentro entre las filosofías de la radio (inalámbrica) y del teléfono (alambres o con alambres), sus esperanzas, promesas y deficiencias. Sin embargo antes de abordar este fascinante tema me parece indispensable, en especial para el lector no advertido, exponer brevemente los trabajos y los esfuerzos de quienes han contribuido de una forma u otra al desarrollo de las telecomunicaciones.

### **Antecedentes.**

La historia de las telecomunicaciones ha seguido diferentes trayectorias las cuales coinciden y divergen de acuerdo a las aplicaciones. Las cuatro principales son la telegrafía, la telefonía, la radio y los sistemas de datos. Cada una de ellas ha progresado según el alcance tecnológico y las necesidades. í, las telecomunicaciones utilizando señales eléctricas se iniciaron en el año 1800 con la invención de la batería por Volta y el descubrimiento de la desviación de una brújula con el flujo de la corriente a través de un alambre por Oersted. Estos trabajos representaron la base de los sistemas de telegrafía cuyo desarrollo permitió el progreso de los sistemas ferroviarios: implantación de itinerarios, control de tráfico, etcétera. Un sistema de telégrafo había sido demostrado por George Lasage de Genova en 1774 utilizando una máquina electrostática y un alambre para cada tipo de letra. Más tarde en Londres, en 1816, un telégrafo electrostático mejorado constituido de un sólo alambre fue fabricado por Sir Francis Ronalds. Por otro lado, en los Estados Unidos de América, el profesor Morse de la Nueva Universidad de New York diseño un telégrafo capaz de grabar mensajes sobre una cinta de papel, y uno de sus estudiantes, Alfred Vail, concibió el código Morse asignando a cada una de las letras más comunes del abecedario los símbolos más simples. Así en 1845, utilizando la cinta de papel junto con el código de Morse, fue posible la transmisión de 12 letras por minuto, y luego alrededor

de 1920, gracias a la multiplexación, 200 palabras por minuto. Con el progreso de las telecomunicaciones, muy pronto apareció la necesidad de comunicación entre personas, en puntos distantes y utilizando una señal de voz, dando origen al teléfono y a las comunicaciones persona-a-persona. El teléfono fue introducido al público en Filadelfia el año 1876 durante la exposición centenaria de los Estados Unidos de América. Alexander Graham Bell logró transmitir la voz en forma eléctrica a través de un circuito de alambres de cobre de varias decenas de metros de longitud. Luego, a partir de un transmisor y un receptor electromagnéticos apareció la versión comercial. Pero no fue hasta después del año 1878, con la patente del micrófono de carbón de Henry Hunnings de Yorkshire, que el teléfono moderno vio su origen realmente. Tiempo después, conforme la red del sistema telefónico continuó extendiéndose, y los primeros cables de larga distancia fueron instalados, los primeros problemas eléctricos, las pérdidas y la distorsión inherentes, aparecieron; es importante recordar que en aquel entonces no existía la amplificación de las señales eléctricas. Así Pupin y Cambell alrededor del año 1900, con la invención de las inductancias de carga y colocadas en intervalos específicos a lo largo de las líneas de la red telefónica lograron disminuir una parte de la distorsión debida a las pérdidas y a la transmisión de las altas frecuencias del sonido. Otros problemas más complejos surgieron más tarde, al final de los años 1920, la densidad de tráfico y los requerimientos de equipo para diferentes servicios fueron estudiados por los matemáticos, y algunos pioneros como A.K. Erlang, quien dio su nombre a la unidad de densidad de tráfico, realizó importantes contribuciones. Las redes telefónica y telegráfica continuaban su desarrollo, otras necesidades de comunicación afloraron, por ejemplo: las telecomunicaciones trasatlánticas y marítimas dando como resultado la aparición de las telecomunicaciones inalámbricas, y que hoy conocemos como la radio. En base a los trabajos de Henri Hertz, Guglielmo Marconi en 1894 inició sus experimentos sobre la transmisión de las ondas electromagnéticas a través del espacio, y obtuvo el registro de su primera patente inalámbrica en el año 1896 con una máquina que imprimía marcas de tinta sobre un papel cuando recibía las señales del código Morse. Más tarde y por primera vez, el East Goodwin, un barco dañado durante una tormenta utilizó la radio, un equipo de telegrafía inalámbrica, para enviar señales de auxilio. Así en la Gran Bretaña en el año 1900, se fundó la compañía de telecomunicaciones marítimas internacionales Marconi para proveer servicios de telecomunicación por medio de las señales de radio. Un poco más tarde, en 1901 Marconi decidió intentar la transmisión de señales de radio a través del Atlántico, Poldhu en Cornwall y Cape Cod en Massachusetts, con ayuda de un transmisor operando a 20 KW en CC y con una eficiencia de conversión de CC a RF estimada de 20%. Finalmente el 12 de Diciembre, por medio de un micro-teléfono, Marconi logró recibir una débil señal de radio mezclada con el ruido estático; la letra S del código de Morse (tres puntos), sin embargo la señal era demasiado débil para poder operar una máquina de telégrafo por lo que no existe prueba física, rusos por su parte también reclaman el descubrimiento de la radio. Aleksandro Stepanovich Popov un físico que vivió de 1859 a 1905 logró transmitir ondas de radio en 1897 a lo largo de una distancia de 5 Km. Sin embargo sus trabajos fueron orientados hacia el estudio de las descargas eléctricas. Su parte, las redes telefónicas continuaron también extendiéndose y después de múltiples tentativas, en 1956 el primer cable telefónico trasatlántico TAT-1 entró en operación permitiendo la transmisión de 36 circuitos telefónicos. En 1966 un desarrollo en el laboratorio, propuesto por K.C. Kao y G.A. Hockham, llevó a la producción del cable de la fibra óptica y en 1977 fue instalada la primera fibra óptica. Entre 1956 y el día de hoy, otros cables de cobre y de fibra óptica han sido depositados a partir de Francia, Inglaterra y España, cada uno con más y más capacidad de transmisión. Finalmente de las transmisiones y los intercambios análogos verá probablemente su fin con la revolución digital de las telecomunicaciones y la red telefónica manejará todas las señales (digitales) de la misma forma sin importar la información contenida en ellas: voz, datos, música, video, etcétera. Hoy, con el nacimiento de la era de la información otra etapa fascinante en el ámbito de las telecomunicaciones está emergiendo, esto es lo que abordaremos en los párrafos siguientes.

### **Servicios móviles de telecomunicaciones.**

A menudo escuchamos que nos encontramos en el inicio de una revolución de las telecomunicaciones, una

verdadera revolución que finalmente nos liberará de la liga a un punto de localización y a un número fijos de la red telefónica, y va a proveernos con la capacidad de transmisión de la información en forma móvil y a precios razonables. Contrariamente a los inicios fallidos de la telefonía móvil a finales de los 80s, hoy el impulso de los servicios móviles de telecomunicación: la radio de banda civil, los sistemas de pager, los teléfonos inalámbricos, y sobre todo la gran dispersión de los sistemas de radio en la industria (transportes, construcción, seguridad, despacho, etcétera.) han expuesto a millones de personas a la tecnología inalámbrica de las telecomunicaciones móviles y han influenciado en gran escala las actividades del trabajo y recreo. embargo, los servicios móviles de telecomunicaciones, la telefonía en particular, se han visto limitados por normas obsoletas que han dificultado su participación en el desarrollo de las redes de servicios digitales integrados RSDI de las compañías telefónicas por cable. Por ejemplo, la falta de privacidad de los sistemas de radio telecomunicación actuales no sera fácilmente remediada con las técnicas análogas existentes. Durante los últimos años del monopolio monolítico del teléfono por cable y los primeros años de la era de los mercados abiertos y competitivos de la radio, los servicios móviles han heredado un proceso regulador defectuoso que ha sido diseñado y re-diseñado por cientos de grupos de interés, pellizcado y articulado por economistas, abogados, e ingenieros, rasgado y comprometido en las cortes (judiciales y administrativas) por mas de veinte años. del año 1980, los sistemas móviles de telecomunicaciones eran utilizados exclusivamente por las organizaciones públicas, el ejercito, la marina y los operadores aéreos. Después de este año, se iniciaron las operaciones de los servicios móviles públicos: la telefonía celular, los sistemas de pager, los sistemas de facsímil y datos, la radio móvil privada, las redes privadas, y los sistemas satélites móviles. Cada uno de estos servicios responde a necesidades y aplicaciones particulares. A continuación describiremos brevemente cada uno de ellos. primer servicio corresponde a la telefonía móvil, este servicio ha previsto el acceso inalámbrico de 40 millones de abonados a la red telefónica para el año 1999 tan sólo en el mercado Norte Americano. En comparación, la red telefónica no alcanzo 40 millones de abonados hasta el año 1949, 73 años después de la invención del teléfono. La interconexión entre las redes alámbricas e inalámbricas (móvil) va a incitar el desarrollo de ambos sistemas especialmente el del hemisferio móvil. El lado móvil ha ido lo más lejos posible sin la interconexión. El gran reto hoy del lado móvil es la adaptación de la radio a las normas de servicio y los parámetros económicos de la telefonía convencional en un ámbito de más y más demanda de transmisión. Al mismo tiempo, otras tecnologías de radio comunicación avanzadas están emergiendo y fortalecerán la red telefónica para vigorizar y expandir la telefonía básica "no móvil" más allá de sus limites geográficos y económicos actuales. El acceso del abonado del sistema móvil a la red existente va a impulsar hacia adelante y mas rápido la evolución de la tecnología de la radio móvil. La radio celular de la telefonía móvil está compuesta de células con estaciones base terminales y receptores. Cada célula cuenta con un grupo de frecuencias para los teléfonos de los automóviles y portátiles de bolsillo. Si un automóvil pasa de una célula a otra célula debe existir un control y un cambio de frecuencia transparente para el usuario. La competencia en este tipo de servicio se realizará en base al método de facturación y no a las facilidades tecnológicas. segundo servicio móvil se refiere a los sistemas de radio de pager, estos sistemas ofrecen servicios de aviso a sus abonados, indicando que alguien desea comunicar con ellos, por medio de receptores que suenan, destellan, y los más sofisticado, reportan los mensajes por medio de un display. Estos sistemas pueden proporcionar servicios especializados tales como los reportes de la bolsa (currency). En general existen dos tipos de sistemas: interiores para fabricas, oficinas y hospitales por ejemplo, y extendidos que incluyen sistemas de pager regional o nacional. En el caso de los sistemas de datos y de facsímil los abonados del sistema reciben facsimiles o mensajes en una computadora central, así el abonado puede llamar y decidir si el mensaje tiene la importancia para que le sea transmitido a un facsímil disponible en el área o a su computadora. Este tipo de red de radio de datos digitales no permite la transmisión de la voz. radio móvil privada es otro servicio móvil, este tipo de sistema es operado en las bandas VHF y UHF por las organizaciones tales como la policia, las ambulancias, los servicios de urgencia, los bomberos, las compañías de electricidad, agua, gas, taxis y otras firmas comerciales para sus servicios de comunicación, gestión y administración. servicio móvil corresponde a las redes de comunicaciones personales, eventualmente los sistemas de telecomunicación deberán evolucionar hacia el llamado número personal para poder localizar, por medio de un teléfono de bolsillo, un persona dondequiera que se encuentre. Este tipo de sistema a nivel

nacional requerirá, desde luego, una gran inversión en cuanto a la infraestructura celular y micro-celular con el objeto de proporcionar una adecuada cobertura. Por ejemplo en la Gran Bretaña la banda 1710 a 18880 MHz ya ha sido definida para la red de comunicaciones personales. Sistemas competitivos utilizando micro-células en frecuencias más bajas (900 MHz) han empezado a operar y serán incorporados con la instalación del GSM de la red digital.. el servicio de los sistemas satélites permite comunicar áreas remotas donde otros medios de telecomunicación son imposibles. Desde 1965 INTELSAT, satélites geoestacionarios que transportan 2/3 del tráfico telefónico mundial y la televisión trasoceánica, ha incrementado su tamaño, su potencia y su número. El consorcio es operado por más de 100 naciones que comparten la organización que opera en 110 países gracias a 700 estaciones terrenas. Un sistema satelital geoestacionario llamado INMARSAT (International Maritime Satellite Organization) fue desarrollado para las comunicaciones de voz y datos en 1982. Este es un sistema de telecomunicaciones móviles mundiales. Otros satélites europeos y americanos EUTELSAT y AMSC proveen una cobertura regional. INMARSAT también es utilizado para proporcionar facilidades de teléfono y facsímil móviles a algunas líneas aéreas con. Por medio de teléfonos en los asientos de los aviones, los pasajeros pueden comunicarse directamente a tierra vía el equipo de comunicación del avión y el sistema INMARSAT. Otros sistemas de telecomunicaciones satelitales están actualmente en desarrollo, la compañía Motorola ha propuesto la entrada en operación del sistema IRIDIUM en 1998. Este sistema estará constituido de aproximadamente 66 satélites de órbita baja que permitirán a los abonados por medio de teléfonos portátiles el acceso a los servicios de voz, pager, facsímil y datos.

### **Hacia el futuro; comunicaciones persona-a-persona y persona-a-máquina**

Por más de 100 años, la mayoría del tráfico de telecomunicaciones ha estado constituido por mensajes en tiempo real y de tipo persona-a-persona. Hoy en día, la red de telecomunicaciones es más amigable a las transmisiones de la voz y por el contrario no muy amigable a otro tipo de tráfico. Como sabemos, el estado de las comunicaciones persona-a-persona ha alcanzado actualmente una relativa madurez; por ejemplo a cualquier hora del día la utilización del teléfono es de algunos segundos o de algunos minutos y este tráfico se está incrementando muy ligeramente. Realmente no esperamos que en el futuro las personas utilizarán 10 veces más el teléfono para comunicar con otras personas. el contrario, otra dimensión de las telecomunicaciones modernas está tomando cada vez más importancia con la era de la información, esto es el incremento de las comunicaciones persona-a-máquina. Los ejemplos son abundantes, más y más aplicaciones de bases de datos en línea dependen de las facilidades de una red compartida: los usuarios interactúan con estos sistemas con más y más frecuencia a partir de un punto de venta para la validación de las tarjetas de crédito, para rastrear los envíos de los servicios de envíos acelerados, para obtener información de los itinerarios de vuelo de las líneas aéreas. Estos servicios son actualmente de un ancho de banda reducido, sin embargo el próximo nivel del tráfico de tipo persona-máquina está ahora apareciendo en los ámbitos del trabajo especializado involucrados con el transporte de imágenes o datos orientados al video de ancho de banda elevado de forma inherente. Los ejemplos incluyen el diseño y la fabricación con ayuda de la computadora (CAD/CAM) los cuales emplean frecuentemente una red para compartir con otros usuarios el costoso equipo, aviación avanzada (incluyendo la militar), la transmisión de datos (incluyendo datos sismológicos) desde las facilidades de producción y explotación de petróleo. Aun el Fax, una forma de comunicación persona-máquina, está creciendo más aceleradamente que las comunicaciones de voz (persona-persona). el caso del campo de la salud, los datos de un diagnóstico y las técnicas de análisis consisten de imágenes de alta resolución. Esto es cierto en el caso de los rayos x, el ultrasonido, resonancia magnética nuclear y más recientemente las imágenes de video producidas por las fuentes de fibras ópticas, microscopios en (patología) etc. un número creciente de situaciones, el alto costo de la instrumentación de diagnóstico dicta que estos recursos deben ser compartidos, lo que requiere que tanto los datos de entrada como de salida sean transmitidos en la misma forma en la red de telecomunicaciones ya sea una red local especializada o una red de larga distancia en base a las facilidades del sistema telefónico público.

## Comunicación en Todo el Mundo y en Todo Momento; Sistemas Móviles hacia el Siglo XXI.

Una plataforma móvil para la comunicación funcionando en una banda de frecuencias alrededor de 2 000 MHz hacia el año 2000, donde, como elemento fundamental, una terminal portátil "de bolsillo" pequeña, ligera y práctica permitiría el acceso a los sistemas públicos de telecomunicaciones en todo el mundo y en todo momento. Que desafío más excitante en el ámbito de las radiocomunicaciones!. Esta propuesta de la UIT [1], definida como el sistema de *Telecomunicaciones Móviles Internacionales* (TMI), es una serie de entornos radioeléctricos, desde células interiores muy pequeñas con capacidad muy elevada, pasando por células exteriores de gran tamaño, hasta la cobertura por satélite y donde los servicios efectivos obtenidos por un usuario dependerían de la capacidad de su terminal, la serie de servicios a que esté abonado y el conjunto de servicios prestados por la empresa de explotación de la red correspondiente (fig. 1).

Avances tecnológicos, colaboraciones internacionales, liberación del espectro electromagnético, servicios integrados, compatibilidad entre redes fijas y móviles, redes inteligentes, acceso inalámbrico son una serie de hechos y elementos que hoy más que nunca permiten prever en un futuro no muy lejano la posibilidades de obtener servicios de valor agregado a la medida de nuestras necesidades *en todo el mundo y en todo momento*. Con el objetivo de introducir a la discusión en nuestra revista estos temas, los siguientes párrafos estarán dedicados a las telecomunicaciones móviles del siglo XXI. En primer lugar presentaremos los antecedentes de los sistemas móviles, continuaremos con la descripción del sistema TMI; los servicios y sistemas propuestos y terminaremos con una revisión de las tecnologías de que han permitido el progreso del concepto móvil.

### TELECOMUNICACIONES MOVILES.

El proyecto de los TMI es el resultado de toda una serie de trabajos coordinados y de experiencias de los sistemas móviles en operación. Desde la aparición de la primera generación de sistemas móviles analógicos de radiotelefonía celular con normas, bandas de frecuencia y múltiples tipos de terminales móviles incompatibles, que dieron como resultado sistemas totalmente incompatibles y muy limitados, el sector de radiocomunicaciones ha iniciado trabajos coordinados para la normalización de los sistemas móviles. En base a estas experiencias, los sistemas de la segunda generación se han visto beneficiados de una colaboración entre los sectores públicos y privados para el desarrollo de normas armonizadas, los requisitos de espectro con bandas de frecuencia adecuadas y los niveles de compatibilidad. Actualmente estos sistemas definidos como la segunda generación están constituidos de diversos sistemas de radiobúsqueda, de teléfono inalámbrico y celular, la telefonía y los servicios de datos digitales, hasta las comunicaciones de sonido e imagen de comunicaciones móviles de datos y móviles por satélite. Los sistemas de la tercera generación con los que se pretende unificar los distintos sistemas móviles presentes hoy en día se han denominado justamente TMI cuya estructura radioeléctrica será capaz de ofrecer una amplia gama de servicios hacia el año 2000.

Durante la década de los 90s hemos presenciado dos grandes movimientos tecnológicos: la *informática y las telecomunicaciones*. Por una parte, la computadora personal, utilizada principalmente como plataforma de trabajo individual y aislado ha sido transformada en una herramienta de red que permite el trabajo a distancia, la transferencia de la información, y la repartición de los recursos, por medio de la comunicación en red. Por otro lado, las terminales móviles: teléfonos celulares inalámbricos, radiolocalizadores "pagets" y los radios, elementos de comunicación inalámbrica en redes de servicios limitados, están tomando ventaja de los avances de la tecnología digital y del procesamiento de las señales para llevar aplicaciones inalámbricas de alta capacidad a costos razonables hacia un mercado en rápida expansión [2]. Los sistemas TMI son justamente el resultado de la combinación de estas dos tendencias. Desde luego el impulso a esta combinación se ha dado gracias a los avances de la tecnología y el diseño de los circuitos integrados el cual está dirigido hacia la reducción del consumo de energía, de las dimensiones del sistema y de los costos.

Las características y los objetivos de TMI, incluyen entre otras cosas, la integración toda una variedad de sistemas para la incorporación de servicios de valor agregado, así como, la compatibilidad de estos servicios dentro de los TMI y con la red fija, la posibilidad de utilización de diversos tipos de terminales, la utilización de un pequeño terminal de bolsillo en todo el mundo, la conexión de los usuarios móviles con otros usuarios móviles o con los usuarios fijos, la disponibilidad para los usuarios móviles de una serie de servicios vocales y no vocales, el acceso a los servicios e instalaciones de la red fija, la instalación de una estructura modular que permitirá al sistema comenzar con la configuración más pequeña y sencilla posible y crecer, a medida que sea necesario, en tamaño y complejidad.

Se ha planificado que los servicios de los TMI se encuentren disponibles para el usuario en cualquier situación, en interiores o al exterior, en zonas urbanas densas, zonas suburbanas y rurales y zonas distantes. Así mismo, las situaciones terrestres, marítimas y aeronáuticas para que el usuario que circule en un vehículo, a bordo de un barco o en una aeronave disponga continuamente de los servicios. El usuario del terminal personal podrá llevarlo consigo a cualquier lugar del mundo y tener acceso por lo menos a una serie mínima de servicios. Los TMI abarcan aplicaciones hasta ahora facilitadas por distintos sistemas como la comunicación celular, la comunicación inalámbrica, las comunicaciones de datos móviles y la radiobúsqueda. En el futuro existirán aplicaciones nuevas para los TMI, cuyo carácter no es fácil predecir hoy en día.

Los TMI permitirán la movilidad del terminal, es decir la capacidad de desplazarse permanentemente en zonas extensas, conservando la posibilidad de utilizar servicios de telecomunicación, o incluso de mantener una llamada en curso. Se han considerado las bandas 1885 - 2025 y 2110 - 2200 MHz, con carácter mundial, y las bandas 1980 - 2010 y 2170 - 2200 MHz para la componente de satélite.

---

## **ENTORNOS TECNOLOGICOS FUTUROS; REDES AVANZADAS, RADIO FRECUENCIA, ACCESO INALAMBRICO.**

La implantación de los sistemas TMI está prevista para finales de los 90s. Por consiguiente nuevas tecnologías e incipientes tendrán que ser consideradas en la planeación y la normalización, por ejemplo podemos considerar los conceptos de las redes avanzadas, de la tecnología de circuitos y semiconductores de radiofrecuencia y del acceso inalámbrico.

*No More Copper !!! fue el resultado cuando una de las principales compañías telefónicas independientes en USA realizó un estudio a principios de los años 80 sobre sus instalaciones exteriores correspondientes al 42% del capital y uno de sus mayores dolores de cabeza. Con este estudio se llegó a la conclusión que los negocios de la compañía no podrían avanzar en base a la tecnología del cable de cobre. Lo más relevante de esta conclusión es que en aquel momento no existía otra tecnología capaz de reemplazar el cable para el servicio telefónico.*

*Hoy, por el contrario y atónicamente gracias a la tecnología de radio digital una de las tecnologías más prometedoras de este fin de siglo los servicios inalámbricos de telefonía multi-media video datos etcetera son ya una realidad y la variedad de servicios no deja de aflorar. Este artículo presentará entonces los sistemas avanzados de radio comunicación digital microondas cuya evolución promete transformar, por una parte las formas de comunicación futuras, y por otra parte las compañías de comunicaciones las cuales con solo algunos prototipos en un negocio de millones dólares de la misma forma que ha sucedido el mercado de la telefonía móvil [1]*

## **SISTEMAS AVANZADOS DE RADIO COMUNICACION DIGITAL MICROONDAS Y COMO ESTA TECNOLOGÍA PROMETE NEGOCIOS DE MILLONES DE DOLARES.**

Hace aproximadamente un año cuando inicié mi participación en la revista soluciones avanzadas, sobre las comunicaciones inalámbricas, no había imaginado los riesgos y el enorme desafío que significa dar seguimiento a una de las tecnologías más explosivas en la historia moderna. Esta industria en plena expansión, al igual que el *bing bang*, no ha dejado de sorprendernos con su evolución y la fulgurante aparición de múltiples aplicaciones comerciales; por ejemplo, hoy en el mercado ya existen autos equipados con sistemas de radio que en caso de accidente enviarán una señal S.O.S hacia un sistema central indicando las coordenadas y una estimación de los daños permitiendo así aumentar la seguridad de los usuarios, por otro lado utilizando vestimentas o tarjetas electrónicas en autos de servicio de policía y de emergencia repertoriados sobre la pantalla de una computadora, por medio de ondas de radio, es posible para las municipalidades determinar la ubicación de sus unidades con respecto a un incidente y de acuerdo a su disponibilidad emitirles una señal de acción de auxilio, otro ejemplo es la puesta en servicio de las primeras redes de servicios personales en base a las tecnologías CDMA, TDMA y GSM, con el objetivo final *la comunicación en todo lugar y en todo momento*, representa el sistema inalámbrico comercial más extendido en la actualidad. En fin, todos y cada uno de estos servicios están basados en un sistema avanzado de radio comunicación digital microondas, integrados en redes privadas que van desde LANs hasta WANs.

Dado que los sistemas de radio digital deben proveer un enlace de transmisión dentro de una red integrada regional, pública o mundial deberan entonces proporcionar la misma confiabilidad y disponibilidad que sus principales tecnologías competidoras: el cable de cobre, la fibra óptica y los sistemas satelitales. Gracias a la integración de las técnicas digitales la robustez de la señal de radio se ha mejorado de manera significativa. Razón por la que la tecnología de radio comunicaciones microondas ha ganado una tremenda importancia como medio de comunicación.

## **CONTRIBUCION DE LOS SISTEMAS DE RADIO MICROONDAS A LA INTEGRACION DE REDES Y SERVICIOS.**

Como un paso clave hacia el establecimiento de una red digital integrada mundial, las administraciones de telecomunicaciones en todo el mundo se encuentran actualmente involucradas en la digitalización de sus facilidades de transmisión y conmutación. Las redes de transmisión actuales consisten de una mezcla de cable (fibra óptica y coaxial), satélites y sistemas de radio microondas (analógicos y digitales). La introducción de los sistemas de radio digital ha sido exitosa gracias a sus eficiencias espectrales, su bajo costo de instalación y mantenimiento, su facilidad de actualización por software, su compatibilidad con sus contrapartes analógicas y cableadas, y la posibilidad de coexistencia con otros sistemas de transmisión sin llevar a degradaciones del funcionamiento, en la figura 1 se muestra un ejemplo de los radio disponibles en el mercado.

Para asegurar que estos criterios sean adaptados y respetados de forma uniforme en una base mundial, organismos de regulación nacionales e internacionales tales como FCC, SCT, ITU han diseñado y

este primer artículo hemos presentado los antecedentes de las telecomunicaciones: cuatro trayectorias principales que se han cruzado y separado según las necesidades y los avances tecnológicos. Hoy con el nuevo impulso de la radio, transmisiones inalámbricas, estamos presenciando el nacimiento de una plataforma que probablemente nos liberará de la liga a un punto fijo de la red de telecomunicaciones. Las características básicas de esta plataforma y sus servicios ha sido descrita en forma general, pretender definirla en detalle nos llevaría inevitablemente a definiciones obsoletas debido a vertiginoso avance de la tecnología.

[1] "Transmission Systems For Communications", Bell Laboratories 1982.

[2] E.F. O'Neill ed., "A History of Engineering and Science in the Bell System: Transmission Technology (1925-1975), AT&T Bell Laboratories, 1985, p. 408.

[3] William C. Jakes, ed., "Microwave Mobile Communications", New York: Wiley, 1974.

[4] Trudy E. Bell, John A. Adam, Sue J. Lowe, "Communications". IEEE Spectrum, January 1996.



Diferentes conceptos de redes avanzadas se han considerado; las redes inteligentes, las tecnologías de la RDSI de banda ancha y el concepto de red de gestión de las telecomunicaciones. En el caso de las futuras versiones de las redes inteligentes, éstas incluirán la gestión de móviles y el acceso radioeléctrico como parte natural de los protocolos. Esto incluye el registro/actualización de la ubicación, la radiobúsqueda y algunos tipos de traspaso entre células radioeléctricas. Las tecnologías de la RDSI de banda ancha (RDSI-BA) se tomará en cuenta la flexibilidad de la tecnología de transmisión en modo de transferencia asincrono (MTA), y se definirá un interfuncionamiento eficiente con el MTA. Por último el concepto de red de gestión de los TMI incluirán toda una gama de funciones tales como planificación, instalación, suministro, operación, mantenimiento, administración y servicios al cliente tomando en cuenta la existencia de múltiples vendedores y múltiples operadores.

En el caso de la tecnología de radiofrecuencia y a fin de ser competitivo en el área creciente de las comunicaciones personales inalámbricas es extremadamente importante desarrollar la tecnología de los circuitos integrados de alta frecuencia. Investigaciones en esta área se llevan a cabo en México [3,4] y en todo el mundo [5]. Además una combinación complementaria de talentos en estas áreas son vitales para el desarrollo académico y sobre todo la contribución a las industrias locales. Los trabajos actuales de investigación y desarrollo se han concentrado en el desarrollo de subsistemas de radio para las unidades de radio y del abonado. Este desarrollo puede ser abordado en dos partes: los llamados circuitos híbridos microondas a nivel de prototipos y la etapa de los circuitos integrados monolíticos microondas [4]. La primera etapa está orientada hacia el diseño de los circuitos clave y la verificación del funcionamiento de los prototipos a nivel submódulos de radio. En la segunda etapa se planea el desarrollo de los circuitos integrados tales como amplificadores de bajo ruido y de potencia, sintetizadores, antenas planas, mezcladores, filtros etcétera a integrarse en la unidad móvil en base a la tecnología MMIC para realizar unidades móviles a bajo costo, bajo consumo de potencia, pequeñas dimensiones y alto nivel de integración.

Contrariamente a la red fija, el acceso inalámbrico es uno de los elementos mas controvertidos de la normalización de los TMI. En la actualidad, no existe un consenso mundial acerca de que tipo de tecnología debe ser adoptada como la norma internacional. Diferentes esfuerzos han sido orientados hacia el estudio de varias tecnologías de acceso tales como TDMA, y CDMA. En el caso de CDMA los trabajos se han concentrado hacia el desarrollo de nuevas estructuras de receptores para el caso de canales de desvanecimiento variable en el tiempo [6,7]

En el caso de TDMA existen diferentes proyectos basados en el sistema de comunicaciones de acceso inalámbrico de Bellcore. Este proyecto se concentra en el desarrollo de unidades móviles, puertos de radio, unidades de control de puerto y algunas tecnologías clave de PCS.

## **Bibliografía.**

- [1] International Mobile Telecommunications 2000 (IMT-2000). <http://www.iut.int/imt>
- [2] B. Z. Kobb, "Technology 1995: Telecommunications." IEEE Spectrum, Jan. 1995, pp. 30-34
- [3] IMC/CICESE/IIE "Creacion de una seccion de laboratorios de tecnologia sobre AsGa con aplicacion a las telecomunicaciones opticas y microondas". Reporte tecnico. Organización de los Estados Americanos. Sección Informatica, télécommunications y circuitos integrados, Mayo-1992.
- [4] Gonzalez J., "Estudio para la creacion de una seccion de tecnologia sobre AsGa con aplicacion a las telecomunicaciones opticas y microondas", Instituto de Investigaciones Eléctricas, IIE/PROY.SC-3263, Nov. 1991.
- [5] V. J. Sevenhans, "Circuit Techniques for 3 Volt RF MMICs", Microwave Eng. Europe, Oct. 1994, pp. 43-44.
- [6] W. H. Sheen and G. Stuber. " Effects of Multipath Fading on Delay Locked Loops for Spread Spectrum Systems" IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 2/3/4, Feb./Mar./Apr., 1994, pp. 1947-56.
- [7] C. Chang, W. H. Sheen, and C. T. Shin , "Multipath Fading on Channels: Characteristics and Models, TL Tech. Rep. 82-TR-801, 1992.

## Redes Locales Inalámbricas.

Actualmente en desarrollo, la próxima generación de las comunicaciones inalámbricas promete una rica variedad de servicios de información. Muchas preguntas existen sin embargo, acerca del despliegue de estos servicios a gran escala, la compatibilidad, la introducción al mercado y su sobre todo las tarifas. Si bien es cierto, el primer mandato de la nueva generación es la compatibilidad universal con los servicios en operación, el principal incentivo de la industria sigue siendo el rendimiento de la inversión, lo cual no será posible sin la reducción de los costos de instalación y de operación, el aprovechamiento de los avances de la tecnología de circuitos integrados y la reducción del tiempo para el desarrollo de nuevos productos para satisfacer las necesidades del mercado. Como sabemos, cada mercado de consumo sigue una evolución donde los elementos con más valor aparecen dentro de esquemas establecidos, dando lugar a nuevas oportunidades y permitiendo la entrada a nuevos proveedores lo que se traduce en mejores alternativas para los usuarios.

Actualmente en desarrollo, la próxima generación de las comunicaciones inalámbricas promete una rica variedad de servicios de información. Muchas preguntas existen sin embargo, acerca del despliegue de estos servicios a gran escala, la compatibilidad, la introducción al mercado y su sobre todo las tarifas. Si bien es cierto, el primer mandato de la nueva generación es la compatibilidad universal con los servicios en operación, el principal incentivo de la industria sigue siendo el rendimiento de la inversión, lo cual no será posible sin la reducción de los costos de instalación y de operación, el aprovechamiento de los avances de la tecnología de circuitos integrados y la reducción del tiempo para el desarrollo de nuevos productos para satisfacer las necesidades del mercado. Como sabemos, cada mercado de consumo sigue una evolución donde los elementos con más valor aparecen dentro de esquemas establecidos, dando lugar a nuevas oportunidades y permitiendo la entrada a nuevos proveedores lo que se traduce en mejores alternativas para los usuarios.

Tal es el caso de las redes locales inalámbricas (RLI) con acceso digital, donde es posible proveer servicios de voz y datos de una forma más económica y rápida comparada con las tecnologías tradicionales. La tecnología RLI parece ser la más apropiada para la cobertura de áreas rurales esparcidas y de zonas urbanas muy pobladas. En México por ejemplo, para los usuarios que habitan en las grandes ciudades o al exterior del país y que desean entrar en comunicación con sus familias en poblaciones remotas, los servicios existentes son muy limitados con tarifas elevadas. Estos servicios utilizan generalmente las redes por cable, las redes de radio microondas o los sistemas celulares móviles cuya expansión requiere inversiones de capital elevado. Así, desde el punto de vista del proveedor, además de alto riesgo, la expansión de estos servicios requiere de una inversión elevada con retorno a muy largo plazo. Por el contrario, en el caso de la tecnología RLI el más bajo capital requerido para su instalación, el rápido despliegue, y el menor costo de mantenimiento de la red son algunos de sus mayores atractivos. Otras ventajas son la flexibilidad durante la planeación y el desarrollo del sistema dado que la construcción de la RLI no requiere un conocimiento preciso de la localización del usuario. Estos sistemas además han demostrado tener la capacidad de funcionamiento en tiempos de desastre.

La RLI es un sistema predominantemente para voz, pero en algunos casos la transmisión de datos es posible (pe. 14.4 Kbps por línea). Con una unidad, a la frecuencia de 400 MHz, es posible tener una cobertura de 50 Km. para aproximadamente 600 abonados, sistemas a 800 MHz existen igualmente, sin embargo esta frecuencia ha sido designada para las bandas A y B del celular por lo que tendrán que ser desplazados. En el caso de Brasil con la privatización de Telebrás las compañías se encuentran en un proceso de modernización, las RLI ha permitido a permitido dar acceso en un corto plazo a usuarios en ciudades con menos de 30,000 habitantes. Actualmente Telebrás utiliza las frecuencias 1.9 (área rural) y 3.5 GHz (area urbana) sin embargo las frecuencias futuras de operación no han sido definidas.

Dada la naturaleza del medio de comunicación inalámbrico, los sistemas de RLI cuentan con diferentes ventajas con respecto a un sistema móvil. Estas ventajas pueden enumerarse de la forma siguiente:

En una RLI:

-La trayectoria de propagación es fija. Las pérdidas por una trayectoria fija pueden considerarse de 20 dB/década. Las pérdidas por la trayectoria de la propagación en un sistema móvil (sistema celular) están frecuentemente basadas en 40 dB/década.

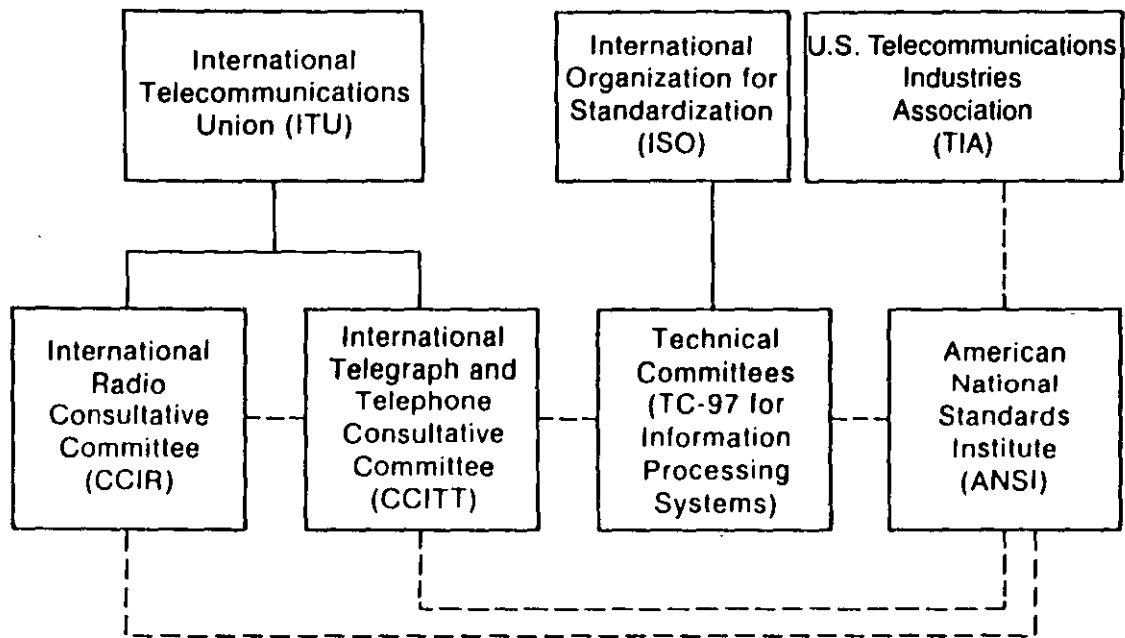
-Las antenas están usualmente localizadas en lugares elevados. Esto implica que la señal recibida tendrá un desvanecimiento inferior al caso móvil. Típicamente en el caso móvil se requieren 4 dB adicionales para un mismo ancho de banda.

-La distancia de re-utilización de la frecuencia puede ser reducida porque en este tipo de sistemas el enlace fijo puede utilizar antenas direccionales en ambos extremos, por lo tanto el área de interferencia es mas pequeña. Una reducción en la distancia de re-utilización de la frecuencia puede incrementar la capacidad del sistema.

- No están o existen conmutaciones entre las remotas y las estaciones de base dado que los enlaces son fijos. Dado que el enlace permanece sin cambio (suponiendo que no hay mucho crecimiento o división de células) después de la instalación, el diseño es mucho mas sencillo que aquel requerido para los sistemas móviles.

- 1850—Invention of telegraph by Morse
- 1874—Invention of time-division multiplexing by Baudot
- 1876—Invention of telephone by Bell
- 1880—Invention of photophone by Bell
- 1899—Invention of radio by Marconi
- 1928—Development of sampling theory by Nyquist
- 1936—Invention of pulse code modulation by Reeves
- 1948—Development of channel capacity theory by Shannon  
Invention of transistor by Bell Laboratories
- 1962—First 1.544-Mb/s T1 cable carrier system by Bell System  
Telstar, first communications satellite by Bell System
- 1965—Early Bird, first geostationary communications satellite by  
INTELSAT
- 1966—Low-loss optical fiber proposed by Kao
- 1980—AT&T introduces fiber optic transmission at T3 data rate
- 1984—Divestiture of the Bell System increases competition and accel-  
erates introduction of digital transmission in the United States
- 1985—Introduction of 32-kb/s adaptive differential PCM doubles  
voice-channel capacity of digital transmission
- 1988—First transatlantic fiber optic cable (TAT-8) installed
- 1989—First transpacific fiber optic cable (HAW-4/TPC-3) installed
- 1992—Conversion of major U.S. networks to digital transmission  
completed
- 1990s—Deployment of digital transmission worldwide in support of the  
Synchronous Digital Hierarchy and Integrated Services Digital  
Network

**FIGURE 1.3** Significant Events in the Modern History of Digital Transmission



Relationships Among International and U.S. National Standards Organizations

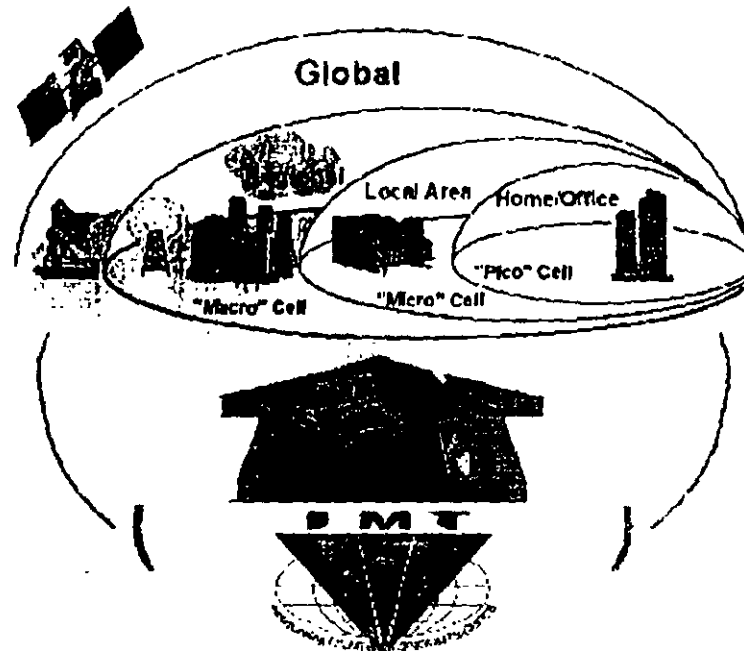
**ECSA Committee T1 Technical Subcommittees and Working Groups**

Technical Subcommittees	Technical Working Groups
T1A1: Specialized Subjects	Specialized Video and Audio Services Specialized Voice and Data Processing Environmental Standards for Exchange and Interexchange Networks
T1E1: Network Interfaces	Analog Access Wideband Access Connectors and Wiring Arrangements Digital Subscriber Line Access
T1M1: Internetwork Operations, Administration, Maintenance, and Provisioning (OAM&P)	Internetwork Planning and Engineering Internetwork Operations Testing and Operations Systems and Equipment OAM&P Architecture, Interfaces, and Protocols
T1P1: Systems Engineering, Standards Planning, and Program Management	Program Management Wireless Access Network and Services
T1S1: Services Architecture and Provisioning	Architecture and Services Switching and Signaling Protocols Common Channel Signaling Broadband ISDN
T1X1: Digital Hierarchy and Synchronization	Synchronization Interfaces Metallic Hierarchical Interfaces Optical Hierarchical Interfaces Tributary Analysis Interfaces



**International Mobile Telecommunications 2000 (IMT-2000)**  
formerly Future Public Land Mobile Telecommunication Systems (FPLMTS)

Primarily aimed at  
"2 GHz FPLMTS"  
spectrum identified  
at WARC-92



ITU  
Recommendations  
available in time for  
the 21st century

CEC/DGXIII

More Information :



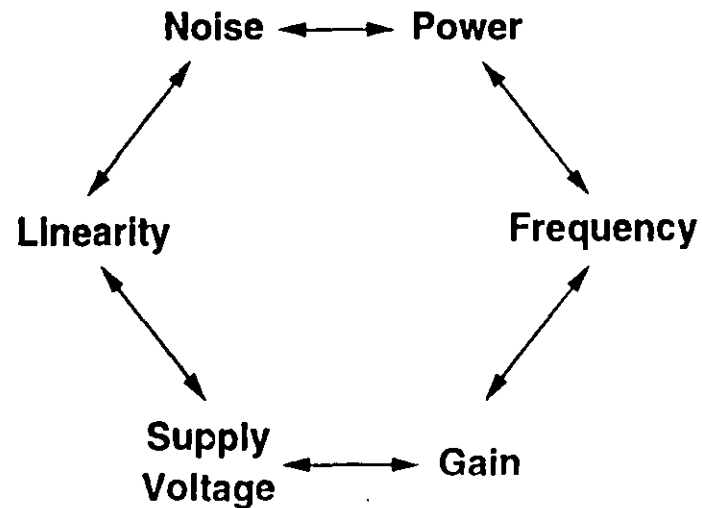
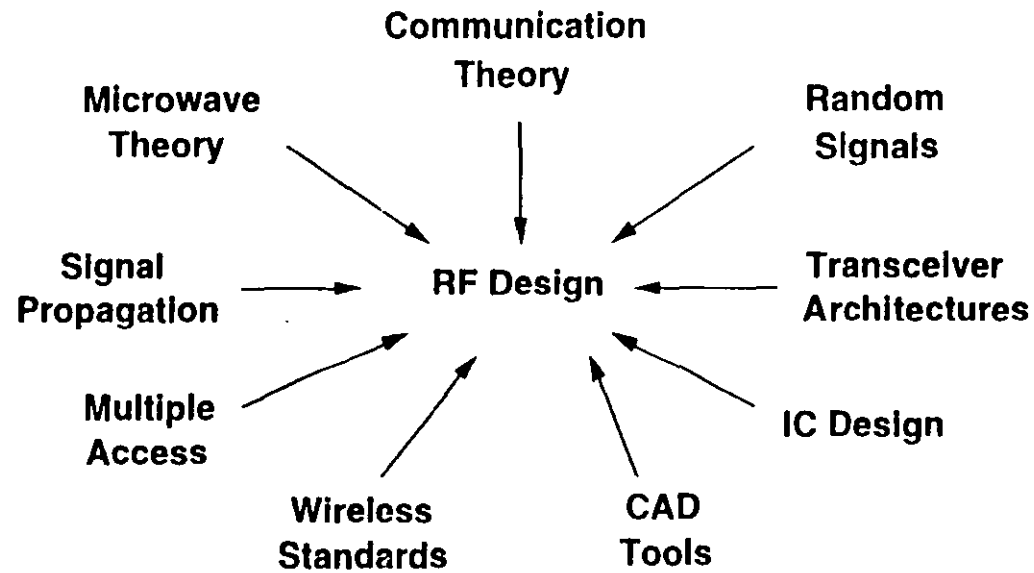
Relationship between  
GMPCS & IMT-2000

Events & Happenings

IMT  
Global Vision

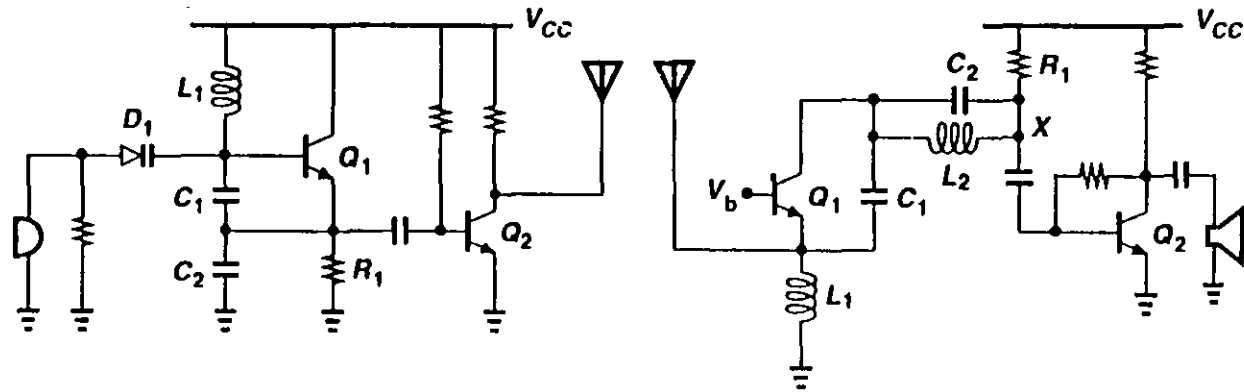


# Porque el Diseño de RF es tan Difícil

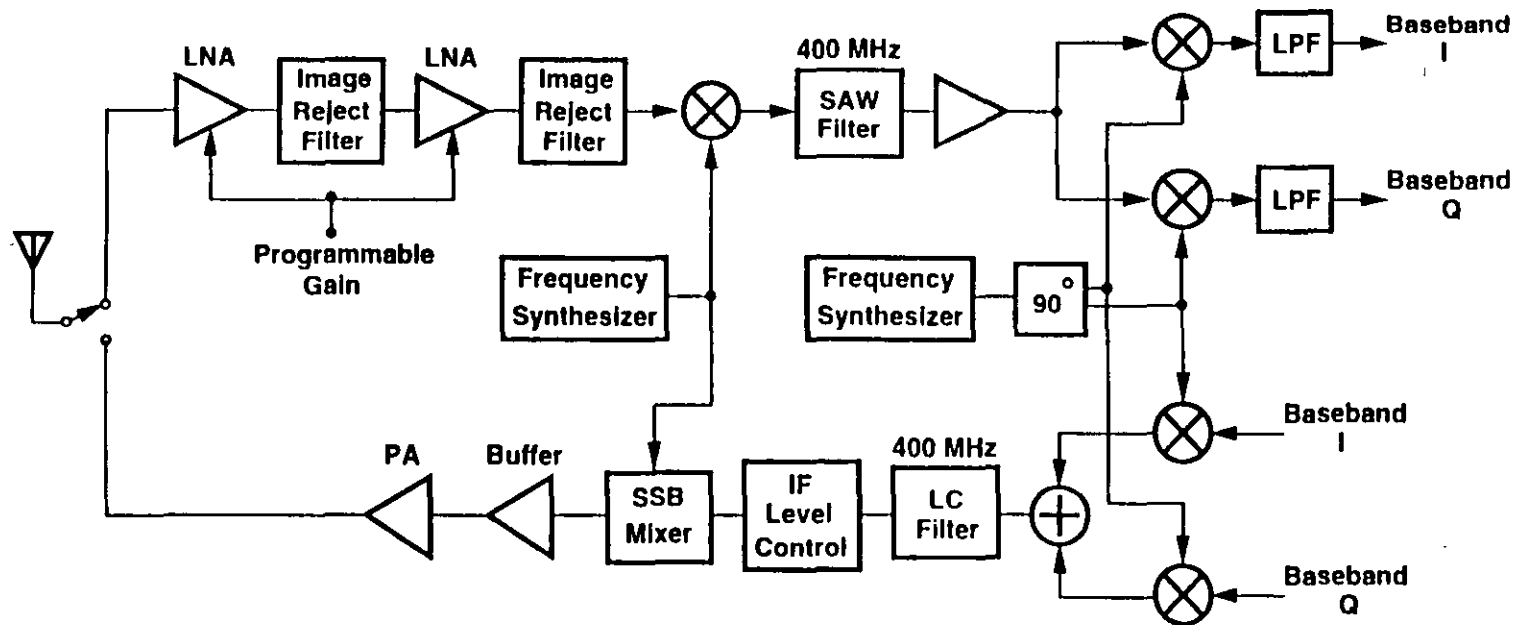


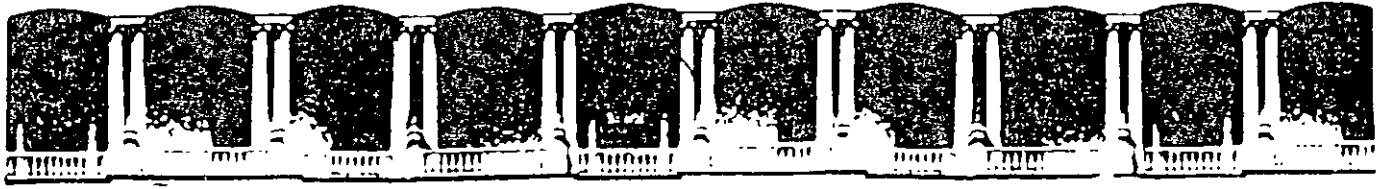
# Dos Generaciones

## Simple FM Radio



## Philips GSM Phone





**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**TECNOLOGÍA DE ESPECTRO DISPERSO (SPREAD  
SPECTRUM) EN MÉXICO**

**CONFERENCISTAS  
ING. ARTURO VÁZQUEZ BAUTISTA  
ING. JAIME RAMÍREZ GARCÍA  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**



# ***Tecnología de Espectro Disperso***

***(Spread Spectrum )***

***en México***

Ing. Jaime Ramírez García

27/ Mayo /1999



## **AGENDA**

- 1.- Origen de la Tecnología de Espectro Disperso
- 2.- ¿Que es Espectro Disperso?
- 3.- ¿Qué es modulación por Secuencia Directa?
- 4.- ¿Qué es modulación por Salto de Frecuencia
- 5.- Preguntas sobre Espectro Disperso
- 6.- Aplicaciones
- 7.- Normatividad de Espectro Disperso en México
- 8.- Tendencias futuras



## 1.- Origen de la tecnología de Espectro Disperso

Los Sistemas de Radiocomunicación de Espectro Disperso fueron desarrollados por el ejército de los E.U. A. durante la Segunda Guerra Mundial con dos fines específicos:

- Combatir la interferencia ("Jamming") producida por señales enemigas que inhabilitaban los canales de radio en uso.

El daño que podría causar un "obstructor" enemigo disparando sobre la fuente de transmisión de un usuario una señal de igual frecuencia pero de mayor intensidad o potencia sería muy severo.

UNIDAD DE NEGOCIOS SAN



- Tener señales de radiocomunicación que fueran difíciles de detectar o monitorear.

Partiendo de la base de que las señales de Espectro Disperso tienen el total de su potencia esparcida en un segmento muy amplio del espectro electromagnético, existe una mayor dificultad para detectarlas o interferirlas, en comparación con las señales convencionales de radio.

Se ha despertado un fuerte interés por el uso de esta tecnología en diversos sectores a partir de la liberación en 1985 de la parte 15.247 de la F.C.C. (Federal Communications Commission) que autoriza la aplicación comercial de Sistemas de Espectro Disperso en los E.U. A. y gracias también al gran impulso en mercadotecnia y publicidad que la empresa Qualcomm ha dado al desarrollo de su sistema telefónico celular con tecnología CDMA (Code Division Multiple Acces).

UNIDAD DE NEGOCIOS SAN

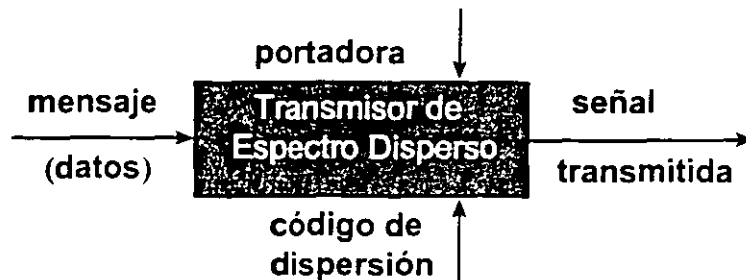


**MEXEL**

## 2.- ¿Que es Espectro Disperso?

### Definición:

Es una técnica de transmisión en la cual los datos de interés ocupan un ancho de banda mayor que el necesario para enviar tales datos. La dispersión del espectro se logra antes de transmitir la información a través del uso de un código que es independiente de la secuencia de datos. El mismo código es usado en el receptor (operando en sincronía con el transmisor) para reconstruir la señal y así recobrar los datos originales.



**MEXEL**

### ■ Modulación de Espectro Disperso

Hay básicamente dos tipos de modulación de Espectro Disperso: Secuencia Directa (DSSS) y Salto de Frecuencia (FHSS).

Al transmitirse la potencia del mensaje sobre un ancho de banda mucho más amplio que el mínimo requerido, las técnicas de modulación de Espectro Disperso proporcionan dos grandes ventajas:

- **Baja densidad de potencia:** Se refiere al hecho de que la energía transmitida es dispersada sobre una banda amplia, y por lo tanto, la cantidad de energía por frecuencia específica es muy baja. El efecto de la baja densidad de potencia de la señal transmitida es que tal señal no interferirá la actividad de otros sistemas receptores en la misma área.

- **Redundancia:** Se refiere al hecho de que el mensaje esta o puede estar presente sobre diferentes frecuencias de donde puede ser recuperado en caso de errores.



El efecto de redundancia es que los Sistemas de Espectro Disperso presentan una alta resistencia al ruido e interferencia, siendo capaces de recuperar sus mensajes aún si hay ruido presente en el medio.

La baja densidad de potencia e inmunidad al ruido permiten a esta tecnología el uso de frecuencias libres sin licencia.

Las técnicas de modulación de Espectro Disperso, están compuestas de dos procesos de modulación consecutivos:

- El primero es ejecutado por el mensaje a transmitirse
- El segundo es ejecutado por el Código de Dispersión, generando el ancho de banda amplio de la señal transmitida.

UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



### 3.- ¿Qué es modulación por Secuencia Directa

#### - Proceso No.1

El mensaje original es modulado por el código de dispersión, que es una secuencia de bits conocidos como "chips", y el primer paso de la modulación es una operación XOR ejecutada entre el mensaje y el código de dispersión, proceso conocido como "chipping".

El resultado de este proceso es que el bit "0" del mensaje es convertido a una secuencia de chips representando el bit "0" y el bit "1" del mensaje es convertido a otra secuencia de chips, representando el bit "1".

En lugar de transmitirse el bit original del mensaje, una secuencia de chips representando el bit se transmite.

#### - Proceso No.2

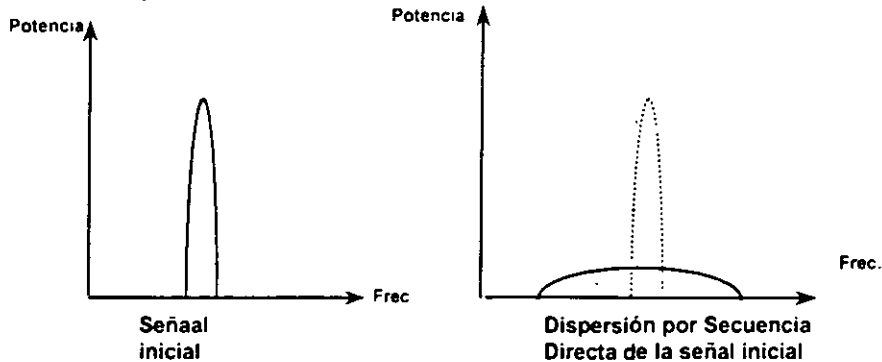
Las secuencias representando los bits del mensaje modulan la portadora de la señal.

UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



**MEXEL**

En los sistemas de Espectro Disperso con Secuencia Directa la redundancia se logra con la presencia de los bits del mensaje en cada chip del código de dispersión. Aún si algunos de los chips son afectados por el ruido, el receptor puede reconocer la secuencia y tomar una decisión correcta respecto al bit del mensaje recibido



**MEXEL**

#### 4.- ¿Qué es modulación por Salto de Frecuencia?

##### - Proceso No.1

El mensaje original modula la portadora de la señal, generando en consecuencia una señal de banda angosta

##### - Proceso No. 2

La frecuencia de la portadora se modifica periódicamente (hopping) siguiendo un código de dispersión específico. En los sistemas de Salto de Frecuencia, el código de dispersión es una lista de frecuencias disponibles para la portadora de la señal.

La cantidad de tiempo entre cada salto de frecuencia es conocido como Dwell time.

La redundancia se logra por la posibilidad de ejecutar retransmisiones de frecuencias no afectadas por el ruido.

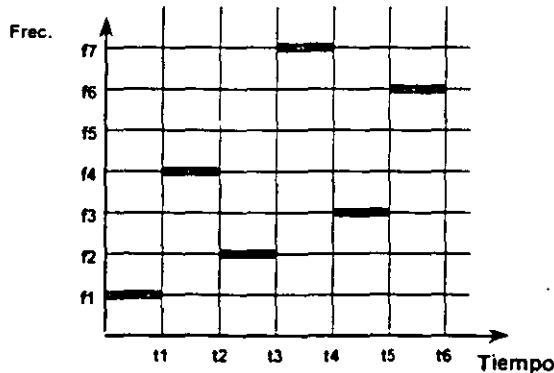


**MEXEL**





- La señal transmitida es dispersa sobre un amplio rango de frecuencias .
- La portadora de la señal salta de frecuencia en frecuencia decenas de veces por segundo



### 5.- Preguntas sobre Espectro Disperso

- ¿Por que se requiere conectividad inalámbrica usando Espectro Disperso?

- Costo efectivo (eliminando gastos recurrentes de rentas mensuales)
- Disponibilidad (No se requiere uso de frecuencia especifica para operar)
- Seguridad (Se ofrece una señal clara y resistente a interferencias)
- Versatilidad ( transmisión de video, voz, datos, Lan, etc, de acuerdo a las aplicaciones y necesidades del usuario).



### - ¿Porque la Tecnología de Espectro disperso?

Esta tecnología ha estado disponible durante muchos años y había sido utilizada exclusivamente por el gobierno de los E.U.A. En 1985 la F.C.C. permitió el uso comercial de Espectro Disperso en tres bandas de frecuencias de microondas asignadas a equipos ISM: (ICM Industrial, Científico y Medico).

- Banda "L" : 902 - 928 Mhz
- Banda "S": 2.40 - 2.4835 Ghz
- Banda "C": 5.725 - 5.850 Ghz

En México también se tienen disponibles estas bandas.

Las características de resistencia al bloqueo, interferencia, detección e intercepción, hacen atractiva a esta tecnología para muchas aplicaciones, incluyendo interconexión de LAN's, video teleconferencia, y aplicaciones de "última milla".



### - ¿Qué es Espectro disperso?

La tecnología de Espectro Disperso transmite una señal "dispersa" sobre múltiples frecuencias, mucho más grandes que las requeridas para la transmisión de datos. Por ejemplo, un flujo de datos a 64 Kbps se transmite sobre un ancho de banda de 5 Mhz.

### - ¿En que difiere Espectro Disperso de otras tecnologías de radio?

Organismos Internacionales han subdividido el Espectro de Radio-Eléctrico (RF) y otorgado licencias a usuarios para el uso exclusivo de frecuencias. Las señales de radio analógicas concentran su energía cerca de su frecuencia central, permitiendo alcances en los rangos de decenas a cientos de millas.



Ejemplos:

Usuario	Ancho de banda	Servicio
Radio AM	10 Khz	Voz
Radio FM	150 Khz	Música estéreo
TV	6 Mhz	Video y sonido

Espectro Disperso funciona de manera inversa “distribuyendo” la señal sobre muchas frecuencias, dentro de bandas que no requieren licencia de operación, reduciendo al mismo tiempo el promedio de la potencia en cada frecuencia.

UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



### - ¿ Cómo trabaja Espectro Disperso?

Al igual que otros sistemas de RF para comunicación de datos, Espectro disperso requiere también las dos componentes : la digital y la de RF.

La componente de RF transmite la señal de un lugar a otro, mientras que la componente digital se combina con la señal digital del sistema del usuario generando una señal dispersa, un código de reconocimiento entre transmisor y receptor, además de proveer detección y corrección de errores.

UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



### - ¿Cómo se dispersa la señal?

Dos Técnicas se usan básicamente para la dispersión o modulación de la señal :

- 1.- **Secuencia Directa**, en la que se modula una portador por medio de un código digital con una tasa de bits mucho más grande que el ancho de banda de la señal de la información.
- 2.- **Salto de Frecuencia**, en la que la portadora de radio "salta" de frecuencia en frecuencia en fracciones de segundo.

UNIDAD DE NEGOCIOS WAI



### - Una vez que la señal es dispersada ¿Cómo se recupera otra vez?

Para obtener la información original de la señal de espectro disperso, el receptor debe saber como leer o decodificar la señal.

Esto lo hace con circuitos especiales, llamados chips, que comparan los bits de los datos recibidos con el código de palabra usado para dispersar la señal original.

### - ¿Que se espera obtener al dispersar la señal?

- **Transmisión de información libre de error en ambientes ruidosos**  
Espectro Disperso diluye la energía de la señal, causando que se transmita por debajo del umbral de ruido (de fondo) de un receptor convencional haciendo invisible la señal al mismo pero con la capacidad de poder ser recibida por un receptor de Espectro Disperso.

UNIDAD DE NEGOCIOS WAI



#### • Interferencia reducida

El receptor rechaza señales no deseadas gracias a su habilidad de suprimir señales de interferencia. El resultado es un canal de comunicación en el cual solamente la señal de espectro disperso usando un código preasignado será aceptado por el receptor

#### - ¿ Porqué es Espectro Disperso tan efectivo ?

En una palabra: **redundancia:**

Los bits de datos son transmitidos en palabras código, las cuales multiplican el número de bits representando la información transmitida. Cuando cada palabra de código se filtra en el receptor de espectro disperso, es menos probable que la señal resultante contenga errores a diferencia de los radios convencionales.



### 6.- Aplicaciones

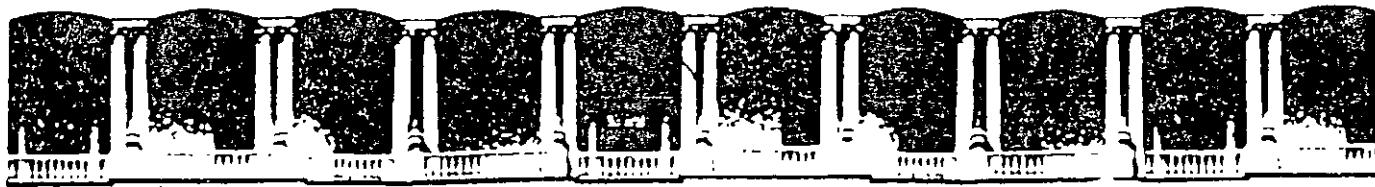
#### Aplicaciones Horizontales

- Extensión inalámbrica del Ethernet
- Conectividad móvil para notebooks, PDAs
- Reemplazo de cableado para áreas difíciles

#### Aplicaciones Verticales

- Instalaciones temporales
- Hospitales
- Puertos/Aeropuertos
- Depósitos
- Sitios en construcción
- Campus
- Pisos de Fábrica
- Edificios Históricos
- Puesto de Venta





**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**CONCEPTOS DE RADIO**

**CONFERENCISTA  
DR. JAVIER GONZÁLEZ VILLARRUEL  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

# Conceptos de Radio

# EL LENGUAJE DE LAS TELECOMUNICACIONES MÓVILES: UNA COMBINACIÓN DE LA RADIO Y LOS SISTEMAS DIGITALES.

## PRIMERA PARTE LOS CONCEPTOS DE LOS SISTEMAS DE RADIO

*La liberalización de las telecomunicaciones ha impulsado la competencia industrial y ha permitido la puesta en marcha de uno de los proyectos más ambiciosos y visionarios de nuestra época que consiste en la implantación de la red inalámbrica, en base a una plataforma móvil, con una capacidad igual o superior a la red telefónica cableada [1]. Así mismo, las próximas generaciones de servicios móviles están en proceso de desarrollo, en Europa por ejemplo una arquitectura en base a la tecnología digital TDMA será probablemente adoptada por el contrario en Norte América una arquitectura en base a la tecnología FDM análoga se encuentra en desarrollo. En México, gracias a esta liberalización, estamos presenciando un cambio radical en la administración del espectro electromagnético. ¿Cuáles serán las ventajas y los inconvenientes de estos nuevos servicios y tecnologías móviles?, ¿Cuál será el sistema y la tecnología que predominará y existe un interés por el predominio de uno/una de ellas?, ¿Cómo será posible la comunicación entre los diferentes sistemas? y en fin ¿Qué impactos tendrán estas nuevas tecnologías sobre nuestras actividades cotidianas como usuarios de las telecomunicaciones?.*

*La terminología de las telecomunicaciones se ha desarrollado al mismo ritmo fulgurante de los progresos tecnológicos impuestos por la era de la información, relegando a los usuarios a la puerta del "analfabetismo" tecnológico y dada la complejidad del lenguaje tecnológico, nos es casi imposible comprender estos cambios para poder adaptar nuestros sistemas de información en la dirección adecuada y para poder intervenir en las decisiones que puedan afectar nuestros intereses. Existe una extensa literatura sobre estas nuevas tecnologías de telecomunicaciones pero al estar dirigida hacia aquellos que disponen de un buen conocimiento del tema lleva a textos complejos y inadaptados al usuario común, con el objeto de llenar este vacío, este artículo presenta en dos partes los conceptos principales que han permitido esta revolución de las telecomunicaciones móviles*

## INTRODUCCIÓN

Contar con un lenguaje común es la primera etapa para la comprensión de cualquier problema. A principios de este siglo, durante el desarrollo de la telegrafía y la radio, debido a la carencia de un lenguaje de telecomunicaciones, los ingenieros trataban los problemas con más casualidad que tecnología [2]. Por razones que no fueron entendidas en aquella época la velocidad de transmisión de los símbolos del código Morse al ser enviados a través de cables de larga distancia se vio reducida en gran medida esto llevó al abandono de las *transmisiones digitales*; en aquel tiempo eran necesarias tres horas para transmitir el texto contenido en una página desde Europa hacia América a través de un cable submarino, por lo tanto era más rápido el transporte por barco de un periódico que su transmisión a través de un cable submarino!!!! Tiempo más tarde con la invención del teléfono, observamos, por una parte, el nacimiento de las transmisiones *análogas* y el desuso de las transmisiones *digitales*, y por otra parte, la construcción del monopolio más grande de la industria en base al cable de cobre y el "estancamiento" de la tecnología de la radio.

---

Paradójicamente, hoy en el debut de la era de la información, gracias justamente a un lenguaje más estructurado de la *Radio* y de las *Transmisiones Digitales*, nos encontramos en el medio de una revolución tecnológica de las telecomunicaciones. Las técnicas de modulación análogas, simples e ineficaces del "pasado" están siendo suplantadas por otras digitales poderosas y complejas, cuyos circuitos individuales son construidos a partir de capas de programación extremadamente sofisticadas y luego combinadas dentro de sistemas ingeniosos de múltiple acceso. Esto ha dado como resultado sistemas de información con una gran ganancia en costo, calidad y capacidad. Sin embargo, la diversificación tan extensa de estas nuevas técnicas digitales dificulta la adecuada



selección de una de ellas para un caso en particular; anteriormente en las transmisiones análogas la selección de la modulación FM era indiscutible. esto será expuesto con más detalle en la sección de Alternativas de los Enlaces de Radio. Por otro lado, con el renacimiento de la radio, la promesa de ser liberados de la liga a un punto o ubicación fijos de la red de telecomunicaciones y disfrutar de los mismos servicios en forma móvil (inalámbrica) está cada vez más cercana. En fin, la combinación de las técnicas digitales y la informática ha obligado a las compañías de telecomunicaciones a modificar sus estrategias de administración dada la amenaza constante de quedar obsoletas y fuera de la competencia tecnológica.

Las primeras aplicaciones de la radio a las telecomunicaciones telefónicas móviles, estuvieron basadas en dos sistemas: el AMPS (Advanced Mobile Phone System) y el sistema escandinavo NMT (Nordic Mobile Telephone) ambos con modulaciones análogas y grandes diferencias entre sus especificaciones dando como resultado una total incompatibilidad entre los sistemas móviles de la primera generación. A partir de esta experiencia, las próximas generaciones serán construidas casi seguramente en base a las transmisiones digitales, gracias justamente a la robustez y la compatibilidad de las señales digitales. En los siguientes párrafos vamos entonces a revisar los conceptos básicos que han permitido esta revolución de las telecomunicaciones móviles: primero aquellos relacionados con la Radio: propagación de ondas electromagnéticas, frecuencias portadoras (circuitos), y luego aquellos relacionados con los Sistemas Digitales de Datos; manipulación digital de la información. En realidad el casamiento de la ingeniería de la Radio y la ingeniería de los Sistemas Digitales es una unión de las más interesantes del escenario tecnológico contemporáneo. El clan de la Radio donde trabajan aquellos que se encuentran desarrollando una plataforma móvil (inalámbrica) y que saben que en el espacio todo radia y todo interactúa, y el clan de los Sistemas Digitales desarrollado por la industria de la informática donde trabajan aquellos que se encuentran digitalizando los procesos de conmutación, intercambio y de transmisión. Nuestro interés aquí será la presentación de los conceptos más relevantes para la implantación de los nuevos servicios de telecomunicación móvil. Este artículo sin embargo no está dirigido a la descripción de la infraestructura de las redes (p.e. LAN, WAN, INTERNET, etcétera) o de las interfaces entre los usuarios y la radio, una extensa literatura aborda estos tópicos en detalle [3-6].

## **LA TERMINOLOGÍA DE LA RADIO.**

La Radio es una forma de energía electromagnética que se propaga en el espacio a la velocidad de la luz. Para nuestros propósitos, la onda de radio puede ser vista como una onda senoidal (ver figura 1) cuyas características más importantes son: a) la Amplitud, magnitud de las crestas de la onda senoidal; b) la Frecuencia, número de ciclos que ocurren en un segundo; en el caso senoidal un ciclo está formado de dos crestas una positiva y otra negativa, la medida de la frecuencia es el Hertz (Hz) que define el número de ciclos por segundo; y c) la Fase, ángulo de la onda a un momento preciso en el tiempo. La frecuencia de la onda es muy importante dado que a diferentes frecuencias la onda interactúa en forma diferente con el medio ambiente; algunas frecuencias permiten una propagación en línea directa, otras pueden rebotar y reflejarse en la ionosfera para una propagación a miles de kilómetros al horizonte, las ondas llamadas milimétricas tienden a ser absorbidas por el follaje de los árboles o la humedad atmosférica, mientras que otras a más baja frecuencia penetran sin muchas pérdidas.

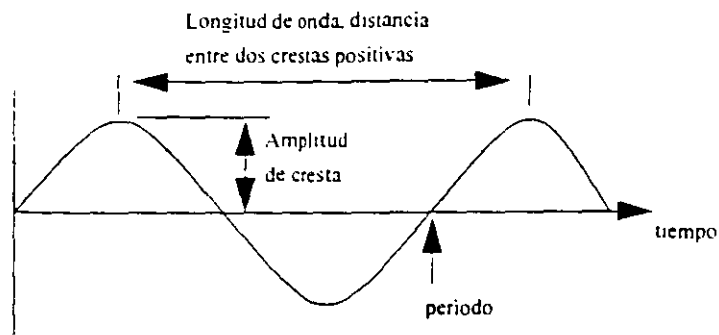


Fig. 1 Forma de onda de radio

### CARACTERÍSTICAS DE LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS.

La figura 2 muestra un diagrama de la repartición del espectro electromagnético en función de la frecuencia y de la longitud de onda. A menudo las ondas electromagnéticas están definidas en función de la longitud de onda permitiendo relacionarlas más fácilmente a las dimensiones de los componentes físicos: las antenas, las líneas de transmisión, los transmisores y receptores, etcétera. La banda del espectro electromagnético cuyas ondas tienen longitudes inferiores a  $10^{-14}$  metros corresponde a los rayos cósmicos, que provienen del espacio exterior y tienen una gran potencia de penetración. Luego entre  $10^{-10}$  y  $10^{-14}$  metros encontramos a los rayos gama, los cuales son liberados por los materiales radioactivos. Estas ondas son utilizadas en hospitales con el objeto de eliminar células de cáncer y otras enfermedades del cuerpo humano, pero obviamente por razones de seguridad sus fuentes deben ser mantenidas en contenedores de plomo. Entre las longitudes de onda de  $10^{-9}$  y  $10^{-11}$  metros encontramos a los rayos X, los cuales pueden penetrar los tejidos del cuerpo humano y por lo tanto pueden ser utilizados como una herramienta de diagnóstico en la medicina, la industria y la ciencia para producir fotografías de rayos X. Los rayos ultravioleta cuyas longitudes de onda se encuentran entre 380 y 5 nanómetros están presentes en la luz solar, y en grandes cantidades, pueden afectar la vida humana, por el contrario en pequeñas cantidades presentan efectos benéficos en el campo de la dermatología. La banda entre 740 nanómetros y 400 nanómetros corresponde a la luz visible, cuando nuestros ojos reciben ondas electromagnéticas en esta parte del espectro producen impulsos eléctricos que luego son interpretados como la visión por nuestro cerebro; cada uno de los colores visibles tiene a una longitud de onda (o frecuencia) diferente. La siguiente banda entre 750 nanómetros y 1mm ha sido denominada Infrarrojo, cuando estas ondas penetran el cuerpo humano generan un calor interno el cual puede ser detectado independientemente de la visibilidad. Las longitudes de onda superiores a las ondas del Infrarrojo corresponden a las ondas de microondas y las ondas de radio, utilizadas en los sistemas de telecomunicaciones y de calentamiento. Dadas las dimensiones de las longitudes de onda en estas bandas, las mismas son definidas preferentemente en función de la frecuencia

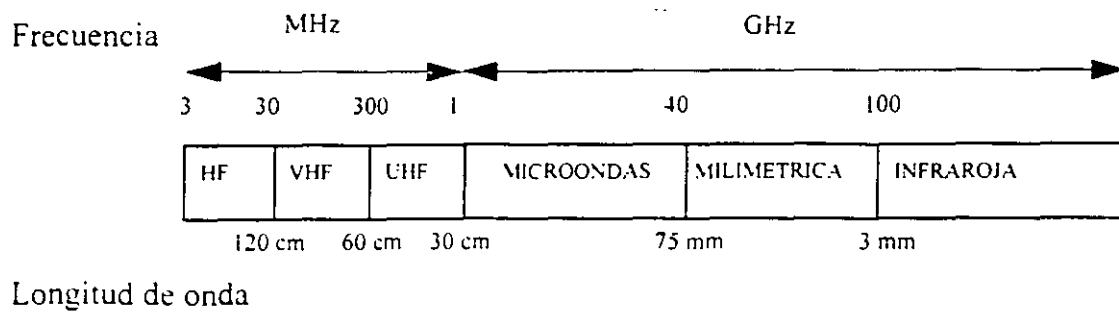


Fig. 2. Espectro electromagnético de telecomunicaciones

En el caso de las ondas de radio comunicación el espectro electromagnético puede ser dividido en cinco grandes bandas:

a) Abajo de 100 KHz la transmisión es realizada por medio de ondas de tierra u ondas aéreas a múltiples reflexiones entre la tierra y la parte baja de la ionosfera. En esta banda la atenuación de las ondas es pequeña pero la dificultad práctica para realizar antenas eficientes a grandes dimensiones (a 750 metros o mayores) provoca que los transmisores requeridos deban operar a potencias muy elevadas. Esta banda es utilizada para comunicaciones de tipo de radio difusión en los sistemas de navegación entre barcos y estaciones costeras.

b) En la banda entre 100 KHz y 1500 KHz la propagación se realiza principalmente en forma de ondas de tierra dado que las ondas aéreas son fuertemente atenuadas, especialmente durante el día. Estas frecuencias también son utilizadas para la radio difusión y ciertas ayudas de navegación.

c) Entre 1500 KHz y 6 MHz la propagación se realiza en forma de ondas de tierra y aéreas. Esta banda es utilizada para comunicaciones a distancias moderadas.

d) La siguiente banda está comprendida entre 6 MHz y 30 MHz, la propagación depende casi totalmente de la onda aérea y por lo tanto de las condiciones en la ionosfera. Con poca atenuación y en condiciones adecuadas es posible cubrir largas distancias. Esta banda es normalmente utilizada para la radio difusión y las telecomunicaciones a larga distancia.

e) Arriba de 30 Mhz las ondas de radio pasan a través de la ionosfera y son utilizadas donde son posibles los enlaces con una línea de visión entre el transmisor y el receptor, aunque la trayectoria también puede incluir reflexiones. Esta banda es utilizada para la radiodifusión de las señales de radio y televisión, los enlaces de microondas punto a punto incluyendo la transmisión hacia y desde los satélites, el radar y recientemente las telecomunicaciones móviles. Dada la corta longi-

tud de las ondas, antenas pequeñas y eficientes pueden ser utilizadas lo que representa una ventaja considerable para las telecomunicaciones móviles. Las ondas en esta banda, debido a la atenuación y la absorción, sólo pueden viajar distancias cortas en comparación a las ondas de frecuencias más bajas, a menos que se utilicen antenas parabólicas (en el caso de satélites y sistemas de microondas terrestres). Otra ventaja de estas ondas es la posibilidad de reutilización de las frecuencias (sistemas celulares) sin que los transmisores se interfieran entre ellos. Los sistemas de radio móvil utilizan de forma muy extensa las bandas UHF y VHF, la figura 3 muestra las diferentes formas de propagación de las ondas de radio.

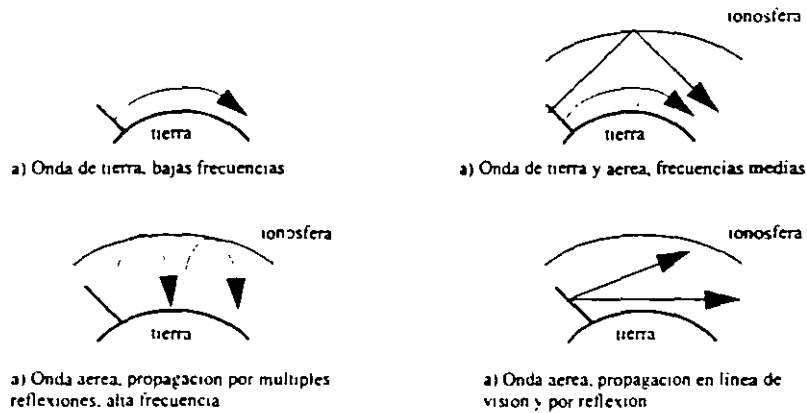


Fig. 3. Propagación de las ondas de Radio

### TRANSMISIONES DE RADIO MÓVIL.

La mayoría de las telecomunicaciones por medio de las ondas de radio están basadas en la transmisión de una onda continua de frecuencia o amplitud fija definida como la portadora. La información, tal que la voz o los datos, es impresa en la onda portadora por medio de la variación de la amplitud, la frecuencia o la fase (o la combinación de algunas de ellas), este proceso es llamado la modulación. La variación de la portadora puede ser continua en cuyo caso la modulación es de tipo análoga, o la variación puede ser en forma de cambios discretos o pasos, niveles o pulsos en cuyo caso la modulación es de tipo digital. Las formas más comunes de la modulación análoga son la modulación de amplitud {Amplitud Modulation AM<sup>1</sup>} y la modulación de la frecuencia –{Frequency Modulation}. Actualmente una serie de modulaciones de tipo digital están bajo consideración para el desarrollo y la implantación de los futuros servicios de telecomunicaciones móviles, esto será expuesto en detalle en el próximo artículo en la sección de la modulación.

1. Con el objeto de enriquecer el texto, las definiciones en ingles son indicadas dentro de los paréntesis de tipo {}.

La onda portadora constituye entonces el circuito de comunicación. Las primeras comunicaciones de radio móvil eran del tipo simplex o "push to talk" donde sólo un participante podía hablar en un momento dado. Actualmente, por cada comunicación móvil dos frecuencias portadoras son utilizadas, una para transmitir de la terminal del abonado (teléfono de bolsillo, de automóvil, avión, etcétera) hacia la terminal de base y otra para transmitir de la terminal de base hacia la terminal del abonado (ver figura 4). El uso de dos frecuencias es la forma más fácil de implantar una operación duplex, lo cual significa que los dos participantes pueden comunicar al mismo tiempo en forma natural. La separación entre estas dos frecuencias es llamada separación de portadoras y tiene un gran impacto en el costo y el funcionamiento del sistema móvil. La portadora modulada ocupa una región estrecha del espectro alrededor de una frecuencia de la portadora no modulada o nominal, el ancho de esta región -el ancho de banda ocupado- es comúnmente definido como el canal de radio. Algunos sistemas utilizan un ancho de banda estrecho, típicamente entre 25 y 30 KHz por cada transmisión, otros de banda ancha utilizan algunos Mhz. Por ejemplo en Gran Bretaña, uno de los sistemas de telefonía móvil se encuentra en la banda UHF, entre 890 MHz y 950 MHz, cada canal tiene un ancho de banda de 25 KHz y una separación entre canales de 25 KHz. Dado que todas las conversaciones en los sistemas de telefonía móvil son de tipo duplex dos canales son requeridos por cada comunicación, esto hace necesario la reutilización de las frecuencias para el aprovechamiento máximo del espectro y la disponibilidad de canales. Sin embargo, el diseño de un sistema móvil para la cobertura de una área requiere la consideración de otros factores como: la interferencia entre transmisores que se encuentren operando a la misma frecuencia, las condiciones del medio ambiente que puedan afectar la onda portadora durante la propagación, el cumplimiento de ciertas condiciones para asegurar la calidad del canal de comunicación, etcétera. La revisión de estos factores de diseño son el objeto de los siguientes párrafos.

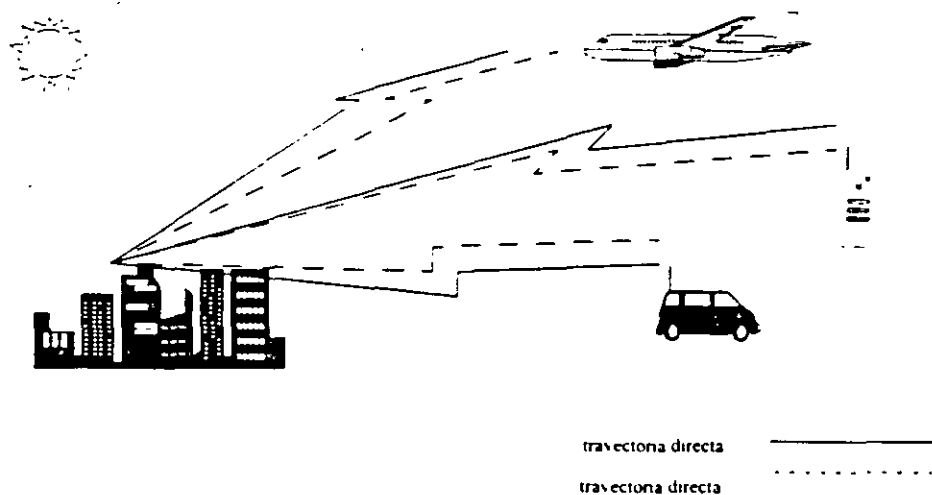


Fig. 4. Circuitos de telecomunicaciones móviles

## RUIDO E INTERFERENCIA

La transmisión de la señal de radio es afectada por el ruido y la interferencia: el ruido es considerado como el resultado de los procesos aleatorios que producen energía de radiofrecuencia, como por ejemplo, el encendido de un auto, el ruido térmico de un receptor, etcétera. La relación entre el nivel de la señal y el nivel de ruido es la Relación Señal a Ruido RSR {Signal Noise Radio SNR} o la relación entre la Portadora y el Ruido P/R {Carrier-to-Noise C/N}. Esta última es la medida más básica de la calidad de la señal. Por su lado la interferencia es una forma de degradación de la señal producida por otras emisiones de radio. Dos tipos de interferencia existen (ver figura 5): la interferencia del canal adyacente que ocurre cuando la energía de una portadora está presente en un canal adyacente y la interferencia de los canales adyacentes la cual ocurre cuando dos transmisiones en la misma frecuencia de portadora llegan a un receptor.

El interés de la radio digital es la reducción y simplificación de todas las fuentes de degradación de las características de la señal de radio digital, dicho de otra forma la disminución de la ocurrencia de errores durante la transmisión de las señales digitales, lo cual es definido como el Rango de Error de los Bitios {Bits Error Range BER}; este último utilizado comúnmente en lugar de muchas otras medidas excepto en el caso de la medida de la relación C/I.

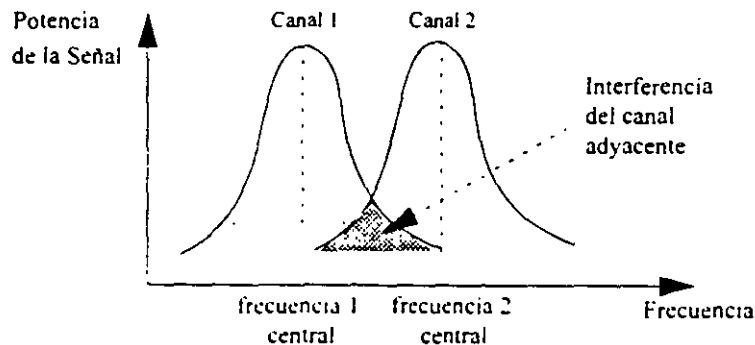


Fig. 5. Interferencia del canal adyacente

## -PERDIDAS EN EL ESPACIO.

Otro concepto básico de la propagación de la onda de radio es la predicción {budget} de las pérdidas del enlace de radio, el cual determina la calidad de la transmisión. Una predicción será diseñada para asegurar que una señal de nivel suficiente sobrevivirá al proceso de transmisión y alcanzará un SNR o un BER requerido y aceptable para la operación del sistema. La predicción del enlace es medida en términos de decibelios (dB), la figura siguiente presenta los parámetros de una predicción típica.

$$G_s = L_e + M + L_q + L_m + L_d - G_t - G_r$$

donde  $G_s$  = ganancia del sistema en db  
 $L_e$  = pérdidas en el espacio libre  
 $L_t$  = pérdidas debidas a las líneas de transmisión  
 $L_m$  = pérdidas debidas a otros factores (desalineamiento)  
 $L_d$  = pérdidas debidas a las desadaptaciones de los componentes de la radio  
 $M$  = margen de desvanecimiento  
 $G_t$  = ganancia de la antena transmisora  
 $G_r$  = ganancia de la antena receptora

Fig. 6 Predicción de un enlace de radio

A lo largo de su trayectoria, la señal estará expuesta a una serie de obstáculos que pueden impedir que alcance su receptor probable, una falla del enlace de radio durante algunos milisegundos puede producir una degradación notable del canal de comunicaciones. Estos obstáculos son de tres tipos principalmente:

a) Espacio libre. En el caso más simple -transmisor omnidireccional- la potencia recibida de la señal disminuye cuando el receptor se aleja del transmisor. En el vacío "el espacio libre" la intensidad de la señal disminuirá en forma inversa y proporcional al cuadrado de la distancia. En otras palabras, si la señal recibida a un kilómetro de distancia del transmisor es de 1 Watt, esta misma señal será de un cuarto de Watt a 2 kilómetros. En la práctica, debido a que las telecomunicaciones móviles no se realizan en el espacio libre, las pérdidas de la trayectoria serán más severas de lo que preve este teorema. Este tipo de sistema puede ser modelado de forma más precisa por medio del inverso cúbico de la distancia y hasta de una potencia más elevada. El establecimiento de este teorema refleja los efectos del terreno, la atmósfera y otros elementos del mundo real. Estas pérdidas también son altamente dependientes de la frecuencia. A notar que el análisis de la propagación de las ondas de radio es todavía un campo empírico, especialmente en el caso de las nuevas aplicaciones, los servicios móviles y las nuevas frecuencias elevadas.

b) Atenuación. Debido a los efectos de la atenuación, las ondas de radio pueden ser parcialmente o totalmente bloqueadas cuando su energía es absorbida o bloqueada por obstáculos físicos del medio ambiente. El elemento de absorción puede ser la lluvia, el follaje de los árboles, una montaña, etcétera. La causa específica de la severidad de la atenuación depende principalmente de la frecuencia, por ejemplo las ondas electromagnéticas de 1 Ghz no son afectadas relativamente por la lluvia, por el contrario, las ondas de frecuencias superiores a 10 Ghz son normalmente afectadas. Entre más elevada sea la frecuencia mayor será la atenuación, por esta razón, para obtener el mismo nivel de calidad de una señal recibida una potencia de transmisión más elevada será necesaria a frecuencias más elevadas: por ejemplo la FCC permite una potencia máxima de transmisión de 100 KW para las radio difusoras de señales de televisión en la parte baja de la banda de

50 a 90 MHz, en el caso de la banda 500-800 MHz la máxima potencia de transmisión permitida es de 5000 KW. Históricamente, el desarrollo de la tecnología de la radio ha procedido desde las frecuencias bajas hacia las frecuencias elevadas debido a que la mayoría de las aplicaciones actuales requieren más ancho de banda, esto sólo es posible a frecuencias más elevadas. Otros efectos importantes de la atenuación de las ondas de radio sobre todo en las zonas urbanas son las múltiples reflexiones y la atenuación debido al follaje de los árboles lo que lleva a la creación del efecto fantasma.

c) Desvanecimiento. Una onda de radio también puede ser reflejada por cualquier objeto en la atmósfera: una montaña, un edificio, un aeroplano, etcétera. Estas reflexiones producirán necesariamente diferentes trayectorias creando uno de los problemas más difíciles en la transmisión de la radio. La dispersión por retardo, propagación de la señal por diferentes trayectorias, producirá que la señal viaje por múltiples trayectorias las cuales llegarán con una diferencia en el tiempo produciendo una deformación por retardo. En la práctica este retraso provocará una dispersión de las señales produciendo una interferencia de símbolos en el caso de los bits digitales. Otro efecto importante es el desvanecimiento de Raleigh; dado que la fase de las múltiples trayectorias será modificada por las reflexiones en el caso de una señal directa y una señal reflejada con una diferencia de fase de 180 esto producirá la cancelación de la señal a la entrada del receptor. El tercer efecto importante, presente solo en las aplicaciones móviles, es el defasamiento Doppler, el movimiento de un receptor con respecto a un transmisor producirá un defasamiento Doppler; cuando un transmisor móvil envía una frecuencia a un receptor inmóvil, el receptor observará una señal ligeramente superior a la transmitida en el caso contrario será una frecuencia ligeramente inferior.

## **ALTERNATIVAS DE LOS ENLACES DE RADIO.**

El enlace de radio, entre la estación base y las terminales móviles, es la parte principal del sistema. La selección de una tecnología de radio determinará en gran medida las características económicas y de funcionamiento del sistema. Hace veinte años la selección del sistema era mucho más simple dado que existía una tecnología predominante: la transmisión de las señales en forma analógica utilizando la modulación en frecuencia {FM}. Hoy por el contrario existen una docena de alternativas, la mayor parte en el dominio digital, basadas en los métodos de modulación y las técnicas de codificación de la voz. Pero, hablando en forma más extensa, existen tres super familias de tecnologías para los enlaces de radio que serán consideradas en la próxima generación de los sistemas celulares:

- 1) Las técnicas de modulación análogas avanzadas.
- 2)-Las técnicas digitales.
- 3) Las técnicas de espectro ancho.

Aunque desde mi punto de vista, la tendencia es hacia el uso de las arquitecturas digitales, debemos reconocer que las técnicas análogas avanzadas son vistas como una tecnología viable para los enlaces de radio de la próxima generación gracias a la reducida utilización del espectro electromagnético requerido por cada canal. En particular dos métodos son ha considerar: la FM de banda estrecha y la modulación en banda única.

Por su parte los sistemas en base a la tecnología digital, como será expuesto en la segunda parte de



este artículo, consisten en dos procesos: la codificación de la información; conversión de la señal analógica en una forma digital y b) la modulación; impresión de la información en forma digital sobre la señal de radio efectuada por medio de la variación en forma controlada de algún parámetro clave de la señal.

## **COMPONENTES DE LOS SISTEMAS DE RADIO.**

En esta sección describiremos brevemente los principales elementos o unidades que componen comúnmente un sistema de radio móvil:

a) Unidad de interfaz de la línea. La mayoría de los sistemas de transmisión, ya sean por cable o por radio, requieren un equipo de interface entre el equipo de modulación y la línea de transmisión. Las funciones típicas de este equipo de interfaz para los sistemas de radio son: proveer una ganancia o atenuación de las señales para establecer niveles de transmisión adecuados, compensación de la ganancia y equalización de las pérdidas, formación del nivel de transmisión para optimizar el funcionamiento de la relación señal a ruido a transmitir. Por otra parte, una conmutación automática de protección puede ser requerida con el objeto de asegurar que una falla en los amplificadores de la unidad de interfaz y del equipo asociado no afectará el funcionamiento general del sistema.

b) Unidad de modulación. En los sistemas de radio la señal de banda base es utilizada para modular la portadora de radio. En los sistemas de larga distancia y algunos de corta distancia, la modulación y la demodulación es realizada a frecuencia intermedia (FI) por el transmisor terminal o el receptor terminal respectivamente. Esto será expuesto con más detalle en la segunda parte de este artículo.

c) Sistemas de antenas y torres. Las antenas y las torres son elementos importantes en el diseño de los sistemas de radio desde el punto de vista funcional y económico. Capacidades de banda ancha con alta ganancia, alta pérdidas de retorno, buena directividad en el caso de los enlaces de larga distancia y omnidireccional casi hexagonal en el caso de los sistemas de telefonía celular, y polarización doble son requisitos típicos de las antenas. Sin embargo, las características de las antenas tienen un gran impacto en los requisitos de las torres. La ganancia de la antena por ejemplo está relacionada directamente con las dimensiones físicas de la antena lo que afecta la carga, la estabilidad y el costo de la torre. Así algunos compromisos entre el costo y el rendimiento son necesarios. La selección de la torre por su parte está definida por una serie de factores interrelacionados los cuales incluyen el costo, el terreno, el sistema de radio seleccionado y el número de las antenas que serán acomodadas. La altura media de las torres de los sistemas de larga distancia es de 200 pies y en el caso de enlaces a corta distancia es de 30 metros. Por último en cuanto a la polarización podemos decir que para obtener una alta discriminación entre los canales adyacentes y facilitar el diseño del sistema de las redes, la separación y combinación entre canales transmitidos es posible utilizando diferentes polarizaciones. La polarización se refiere a la orientación del campo eléctrico de la onda radiada. las polarizaciones lineales horizontal y vertical (en referencia al plano de tierra) son comúnmente utilizadas en los sistemas de radio móvil.

## **UNIDADES PARA LA COMUNICACION**

La necesidad de unidades para la comunicación (microtelefono, pagets, telefono de bolsillo etcétera) compactas y ligeras implican grandes restricciones de diseño. La batería es el componente más importante, por su peso, sus dimensiones y su capacidad, para la determinación de la potencia disponible y el rango de operación. Por otra parte, esta bien claro que estas unidades no serían posibles sin los progresos de la electronica integrada y en particular la tecnología de VLSI. Las diferentes funciones electronicas requeridas son: la manipulación de las señales de voz, la codificación de los canales, la ecualización o nivelación de las señales transmitidas y recibidas, el control y la supervisión para la localización de la unidad, la indicación de un número de abonado, el registro, los cambios de canales debidos a desvanecimientos o cambios de áreas, etcétera. Generalmente existen dos tipos de potencias de transmisión de las unidades móviles: 250 mW y 1W que permiten alcanzar distancias entre 0.5 Km. en las ciudades y hasta 8 Km. en las areas rurales.

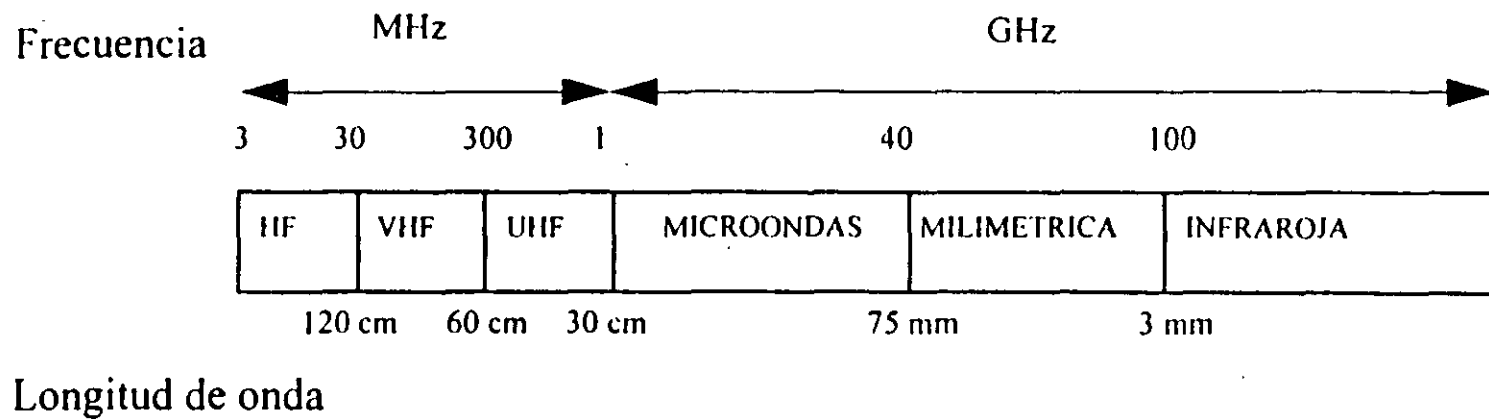
## **CONCLUSIÓN**

En este articulo, primero de una serie de dos, hemos presentado los conceptos fundamentales de la Radio Digital que han hecho posible la evolución más importante de las telecomunicaciones móviles. La primera generación de los servicios de telefonía móvil, en base a sistemas con modulaciones análogas AMPS y NMT, han dado como resultado sistemas totalmente incompatibles impidiendo la consideración de un sistema móvil integrado. Por el contrario, las técnicas de modulación digital combinadas con las señales radio han demostrado grandes posibilidades de integración entre los diferentes sistemas móviles y la red telefonica integrada.

El progreso fulgurante y la complejidad del lenguaje tecnologico de estos sistemas ha provocado que los usuarios de las telecomunicaciones no dispongan de los conceptos fundamentales para la comprensión o la planeación de sus sistemas de administración o información. Por otra parte, los avances de las telecomunicaciones publicados en las revistas especializadas presentan textos complejos produciendo el desaliento. Con el objeto de remediar esta situación este artículo presenta los conceptos fundamentales relacionados con la planeación de un sistema de telecomunicaciones móviles en base a la radio digital, en particular la primera parte aborda las tecnicas de radio y la segunda parte, tratará los conceptos básicos de las tecnicas digitales.

## **BIBLIOGRAFIA**

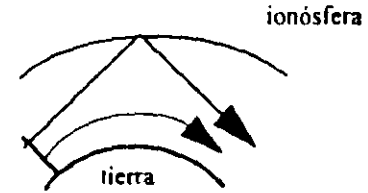
- [1] Proyecto RACE
- [2] Gonzalez J. Sistemas Avanzados
- [3] Internet
- [4] Lans Wans
- [5] Comunicaciones digitales
- [6] Bell



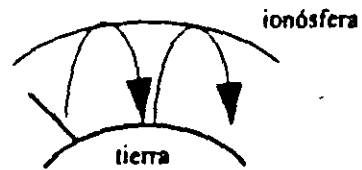
Espectro electromagnético de telecomunicaciones



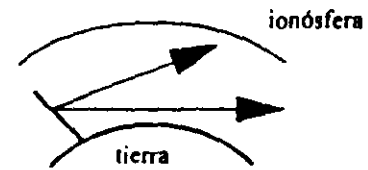
a) Onda de tierra, bajas frecuencias.



a) Onda de tierra y aérea, frecuencias medias.

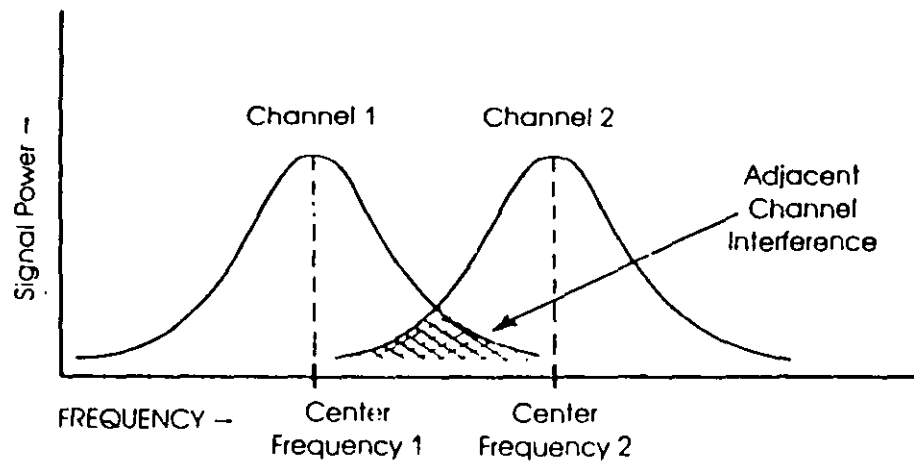


a) Onda aérea, propagación por múltiples reflexiones, alta frecuencia.

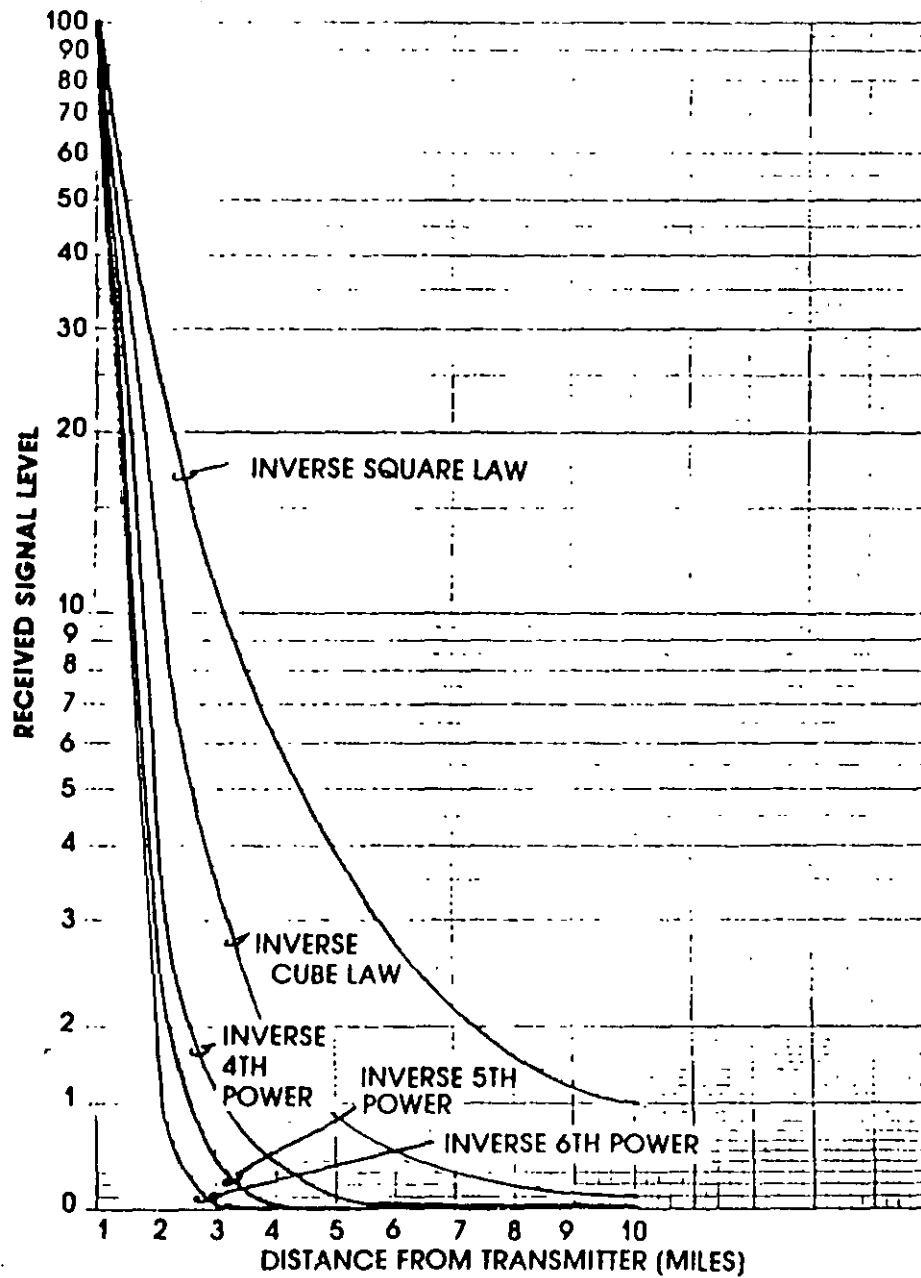


a) Onda aérea, propagación en línea de visión y por reflexión

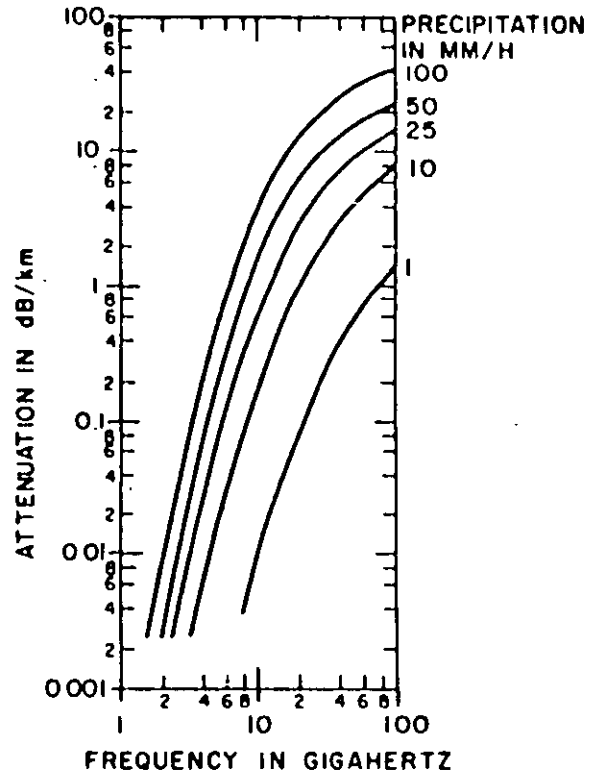
## Propagación de las ondas de Radio



Adjacent Channel Interference.

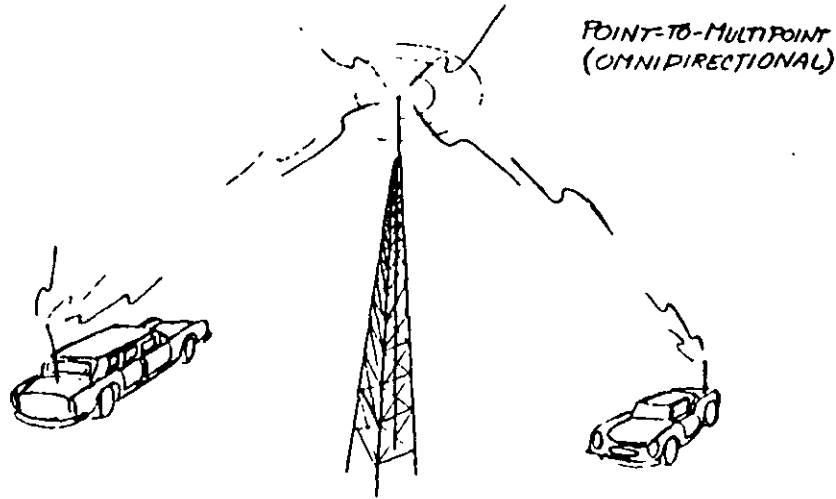


Path Loss as a Function of Assumed Inverse Power Law.



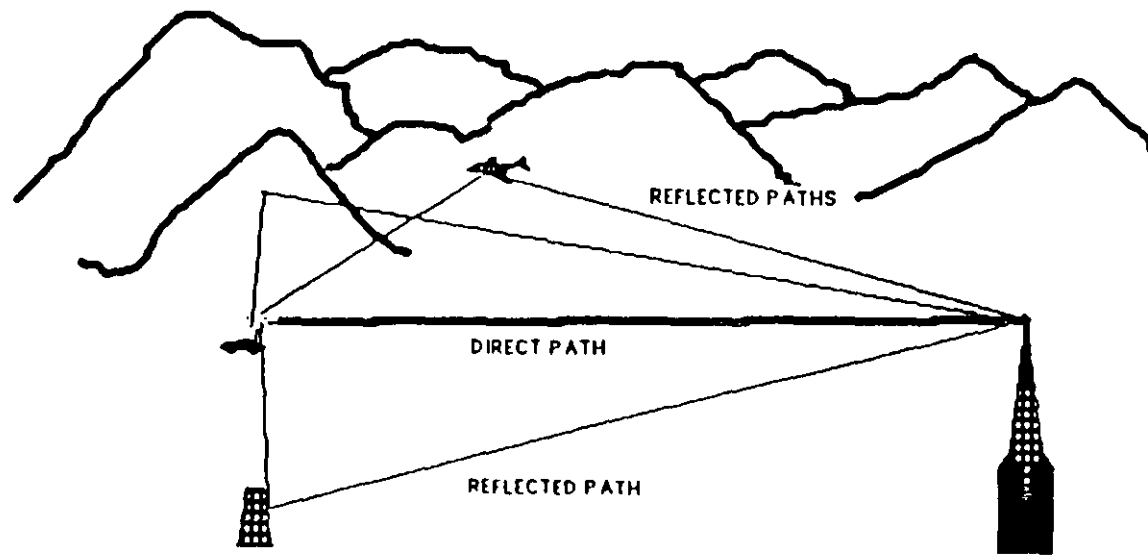
Rainfall Attenuation as a Function of Frequency.

Source: William C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, p.89.

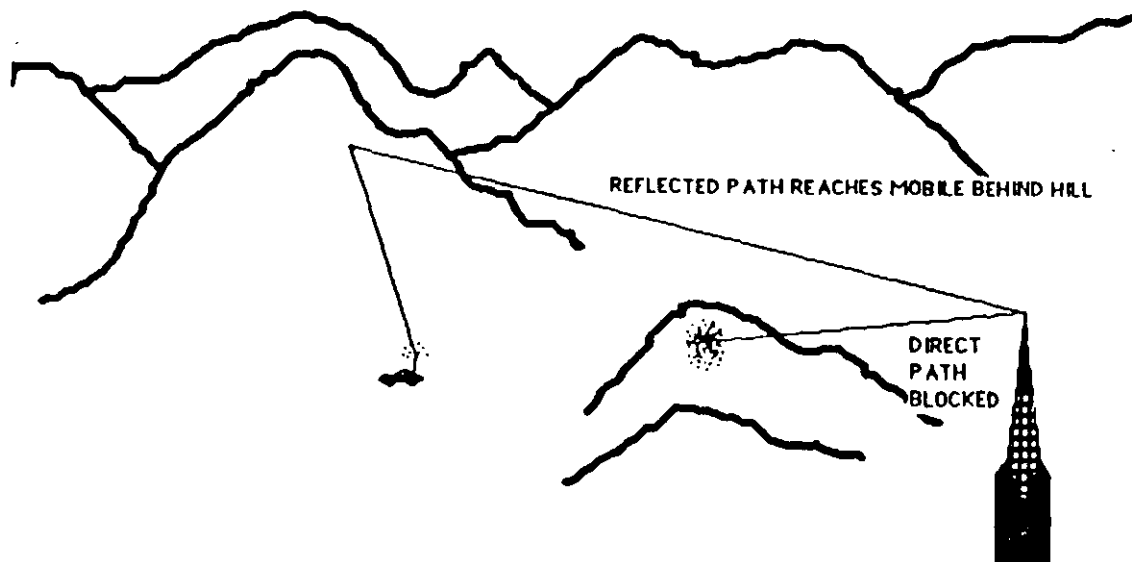


Point-to-Point versus Point-to-Multipoint Transmission.

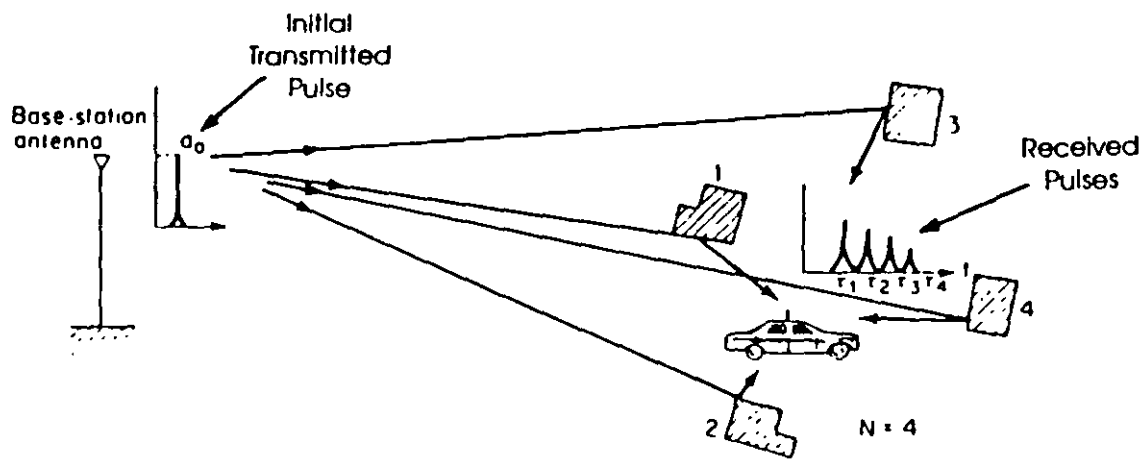




Multipath Propagation.



Multipath Allows Propagation around Obstacles.



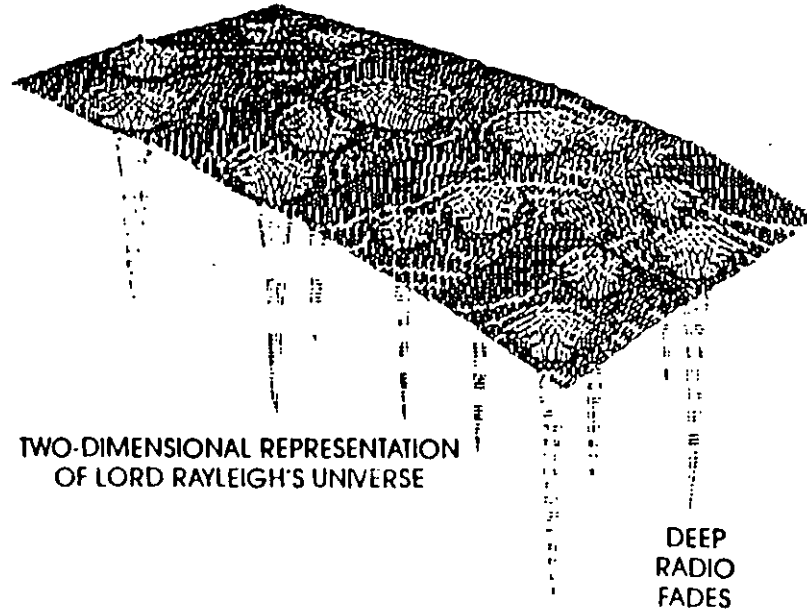
(a)



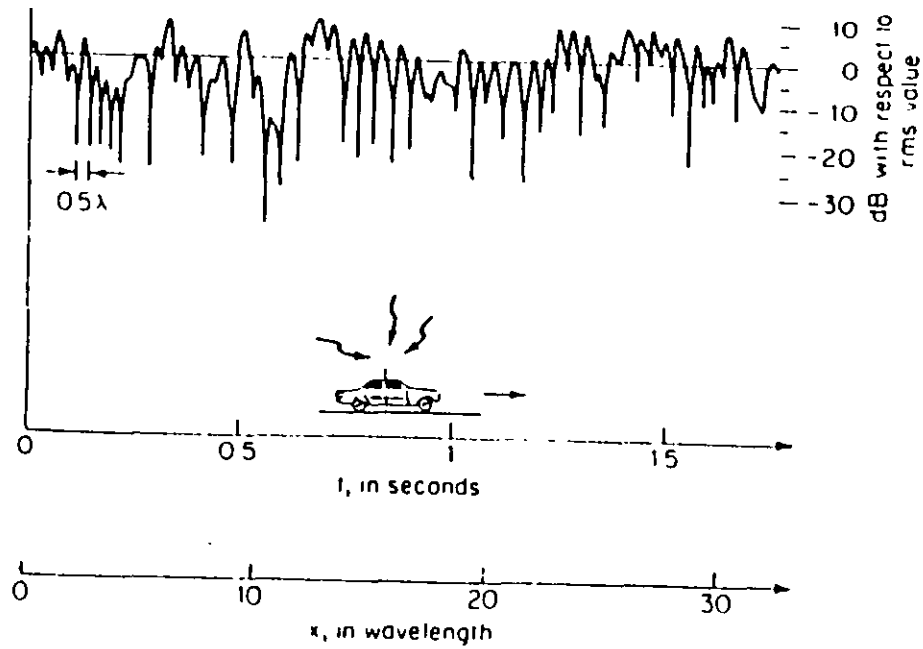
(b)

Illustration of Delay Spread.

Source: William C.Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, p.40.

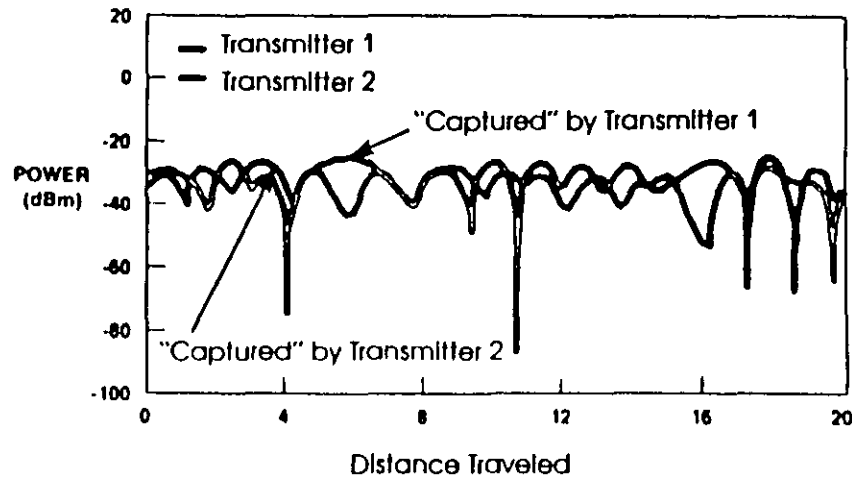


Lord Rayleigh's Universe.



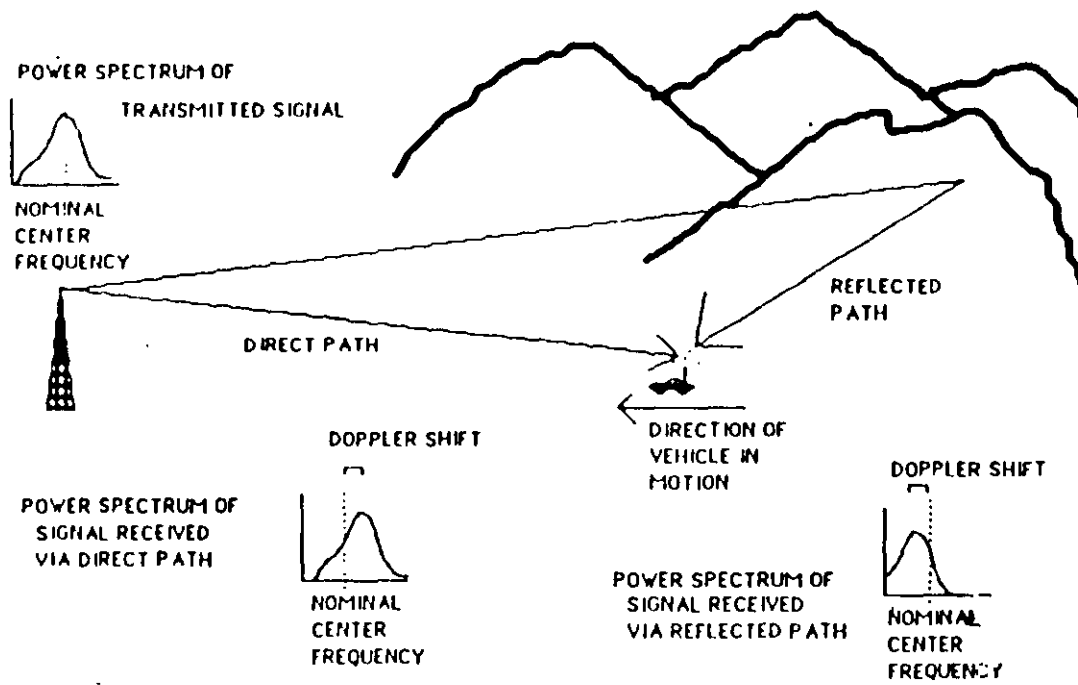
Typical Fading Signal Received While the Mobile Unit Is Moving.

Source: William C.Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, p.46.

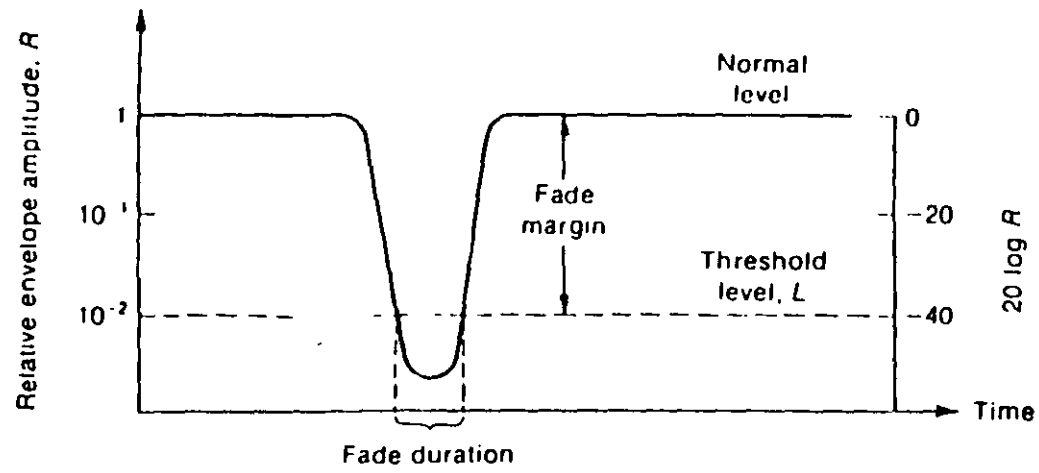


Rayleigh Patterns from Two Co-Channel Transmitters.

Source: derived from Cox, et al., *IEEE Proc.*, p. 768.



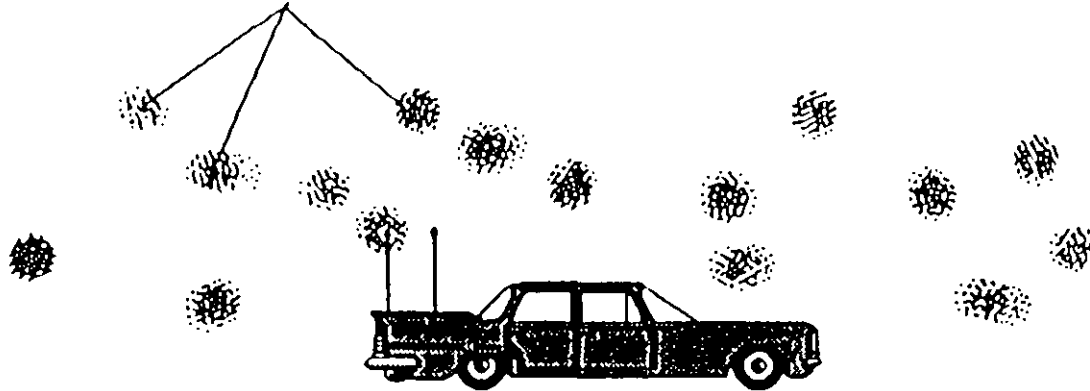
Idealization of the Doppler Effect on Received Signals in a Mobile Multipath Environment.



Fade Margin.

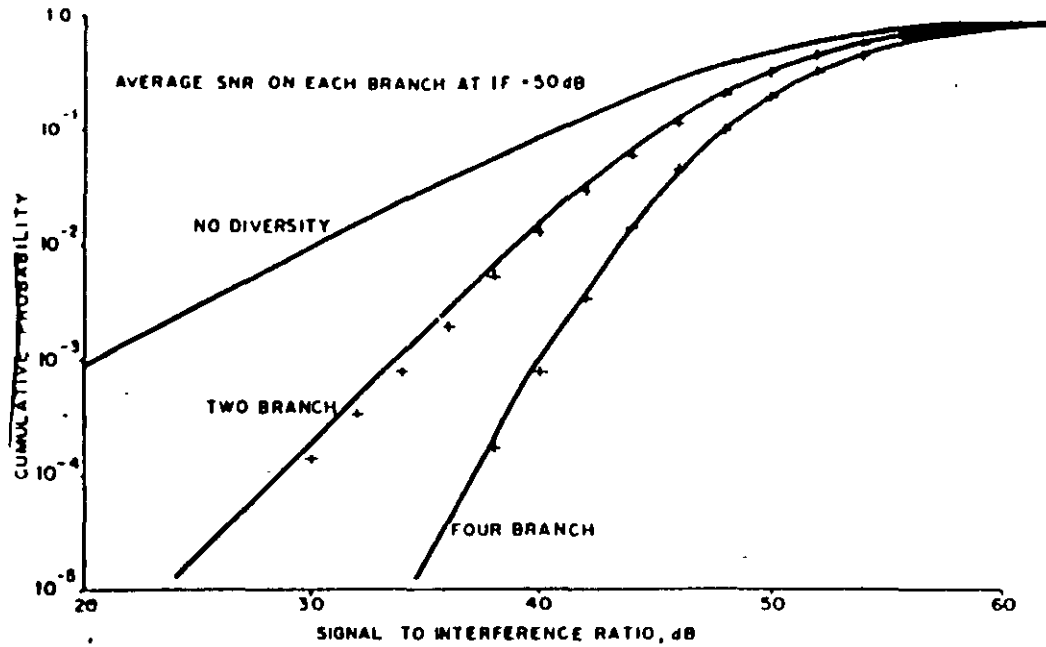
Source: David Smith, *Digital Transmission Systems*, p.382.

IDEALIZATION OF DEEP RAYLEIGH FADES



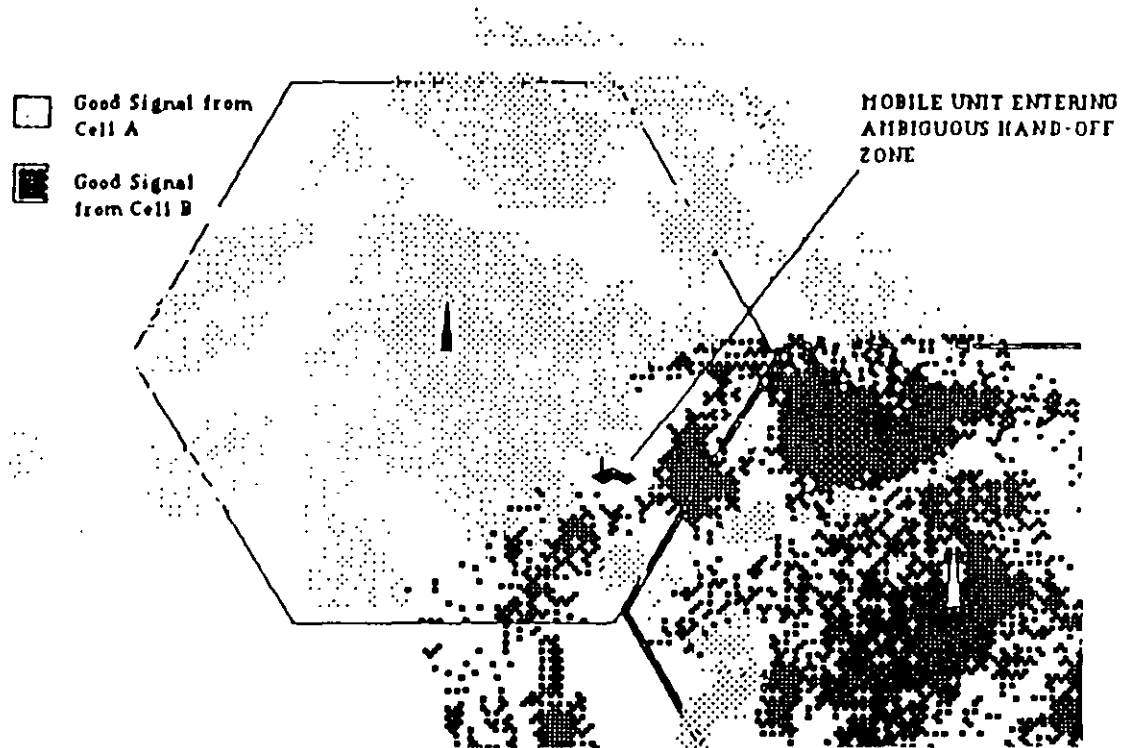
TWO ANTENNAS: IT IS UNLIKELY THAT BOTH ANTENNAS WILL BE IN A DEEP FADE AT THE SAME MOMENT

Idealization of Space Diversity.



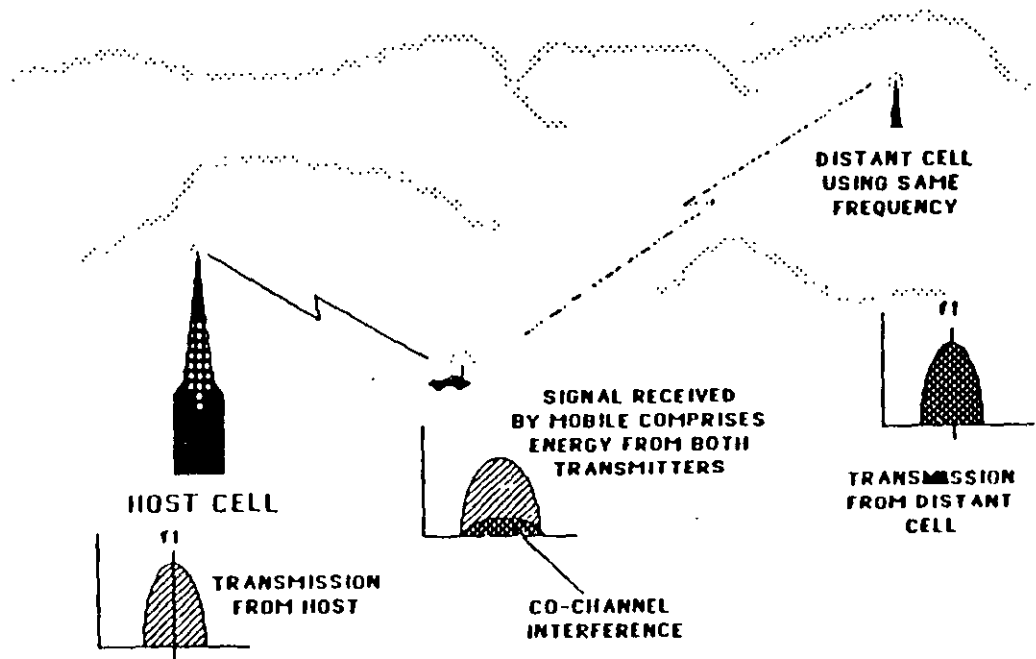
Effects of Spatial Diversity: Two-Branch and Four-Branch.

Source: William C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, p.363.

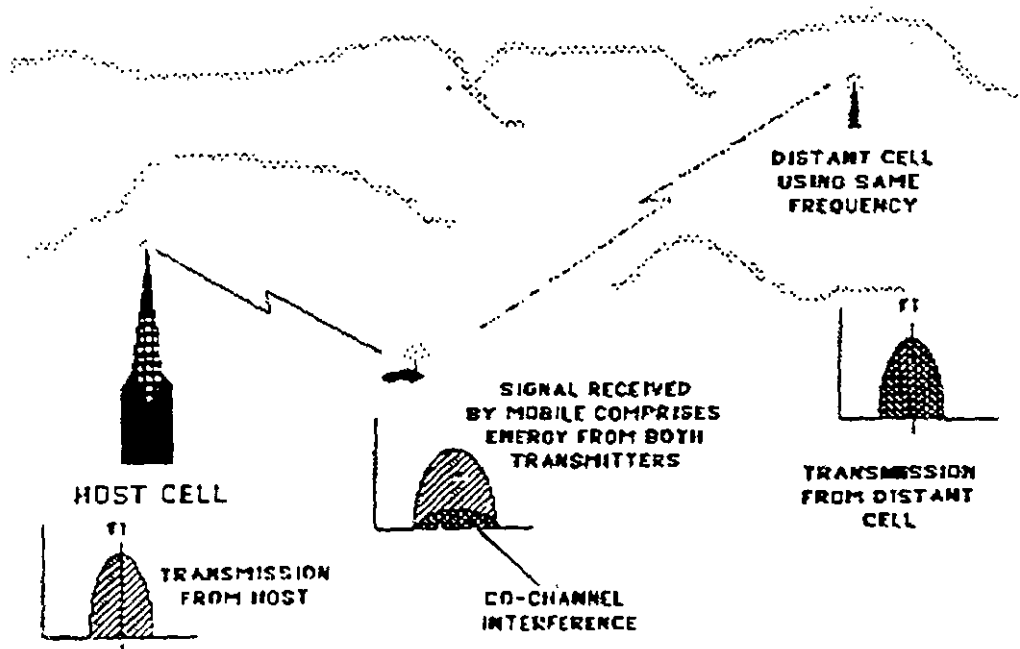


Two Adjacent Fuzzy Cells.

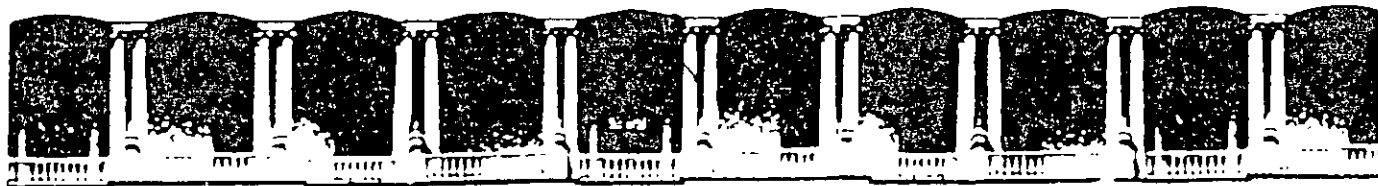




Co-Channel Interference.



Co-Channel Interference.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**APLICACIONES FUTURAS**

**CONFERENCISTA  
DR. JAVIER GONZÁLEZ VILLARRUEL  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

# Aplicaciones Futuras

## Sistemas arregados

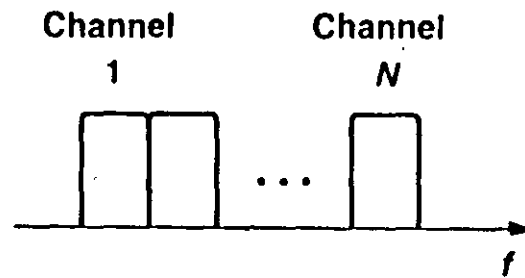
- un dibujo sobre los multiplicadores <sup>fig.</sup> test plan
- una foto sobre la unidad interior  $11 \times 7, 26, 38$
- test plan
- plot test
- SW bloque a diagonales

# Técnicas de Múltiple Acceso

- Múltiple Acceso por División de Frecuencia
- Múltiple Acceso por División de Tiempo
- Múltiple Acceso por División de Codigos

# Múltiple Acceso por División de Frecuencia

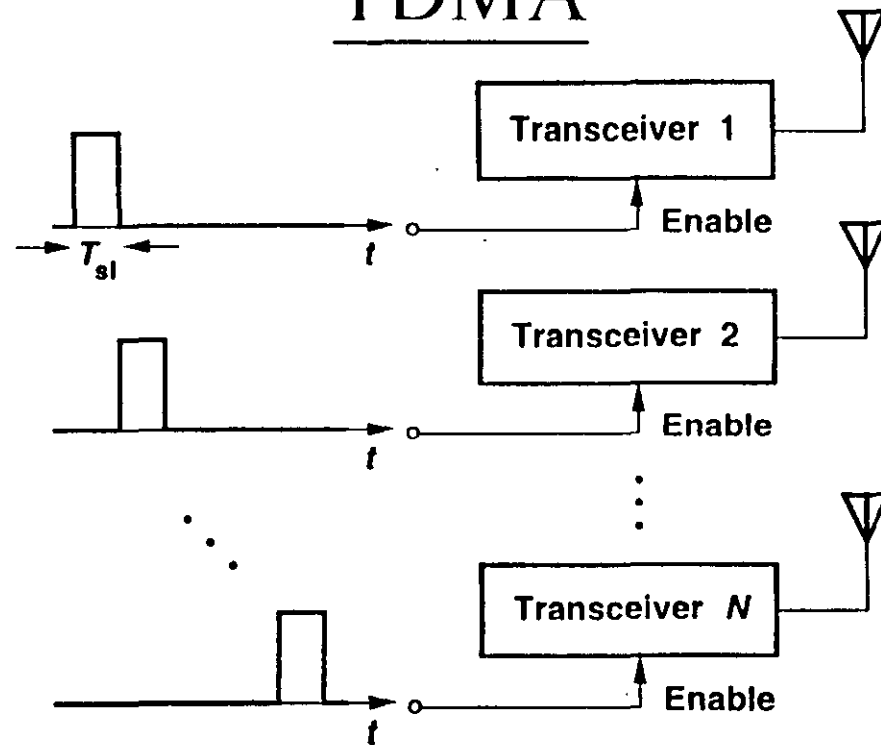
## FDMA



- Asignada al inicio de la comunicación
- Capacidad limitada
- Utilizada en los primeros sistemas de red celular

# Múltiple Acceso por División de Tiempo

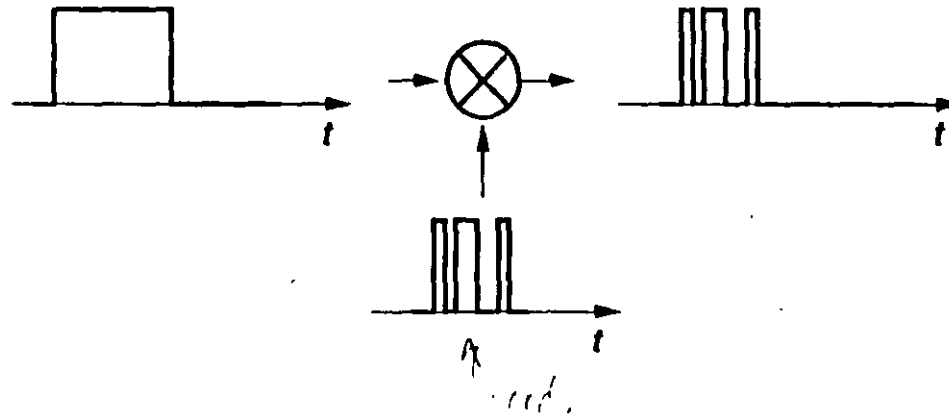
## TDMA



- Los datos son almacenados mientras no son transmitidos
- Requiere datos digitales; permite la compresion de la voz
- Utilizada generalmente junto con la FDMA
- Ahorra potencia al encender y apagar el Amp. de Potencia.

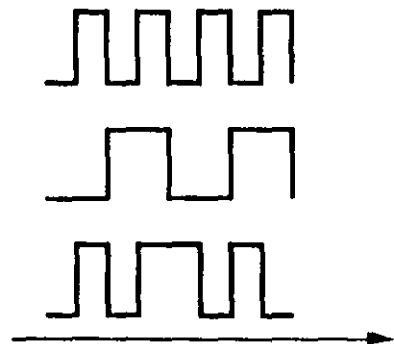


# Múltiple Acceso por División de Códigos CDMA

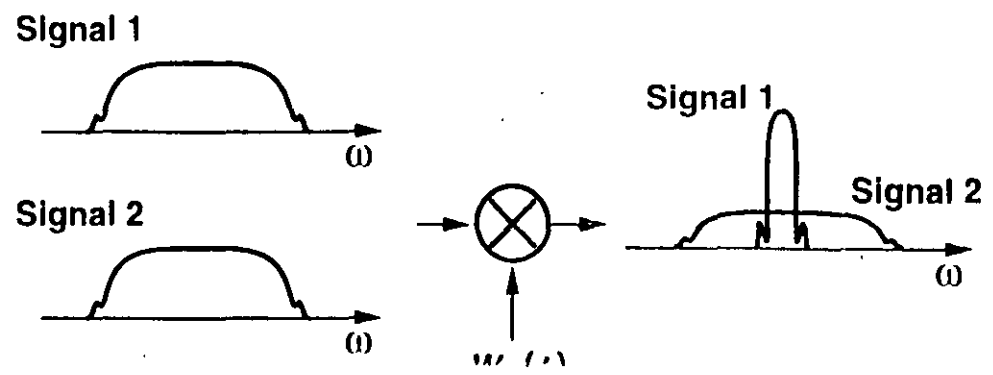
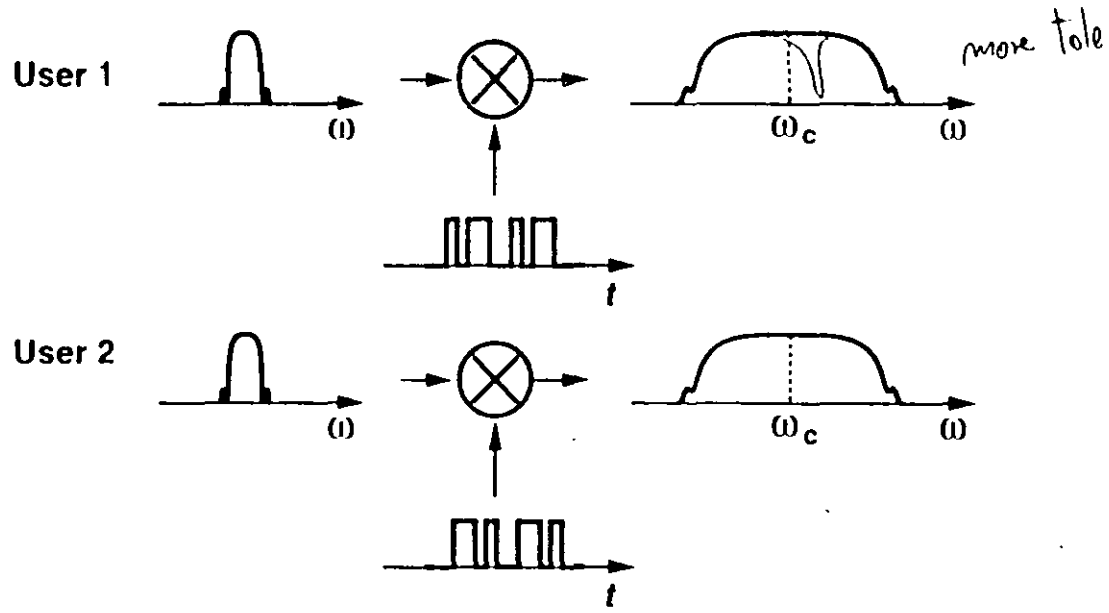


## Examples of Walsh Code:

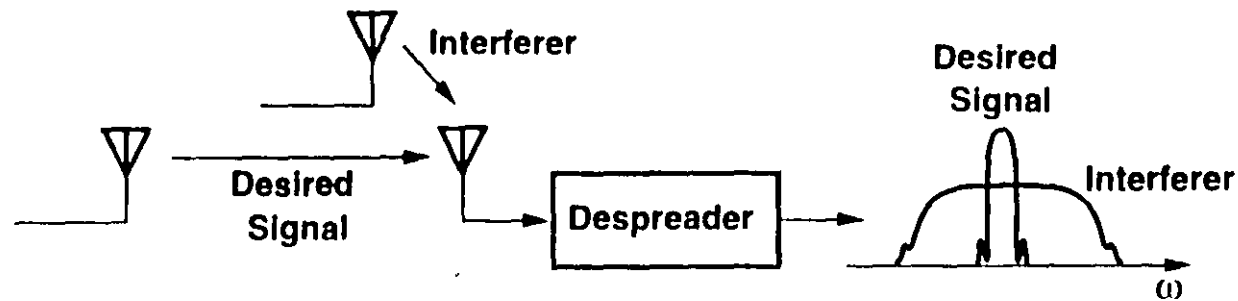
Quadrature  
64 x 128 combinations



# Modulación (extensión) y Desmodulación (compresión)



# Efectos de una Fuerte Interferencia



- Requiere el uso de control de potencia
- El control de la potencia reduce la disipación de la potencia media de la unidad móvil
- Tambien reduce las interferencias promedio vistas por los otros usuarios

# Arquitecturas de los Transceptores de RF

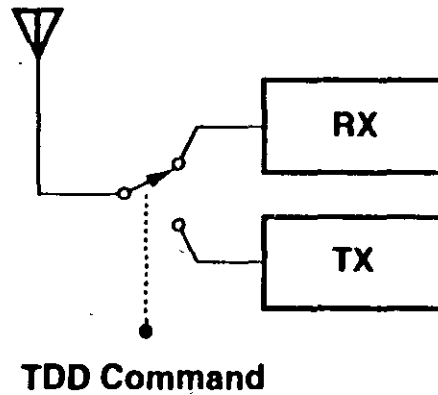
- Normas inalámbricas
- Receptores Homodinos y Heterodinos
- Receptores a rechazo de la imagen y de FI digital
- Arquitecturas de los Transmisores
- Casos

# Normas Inalambricas

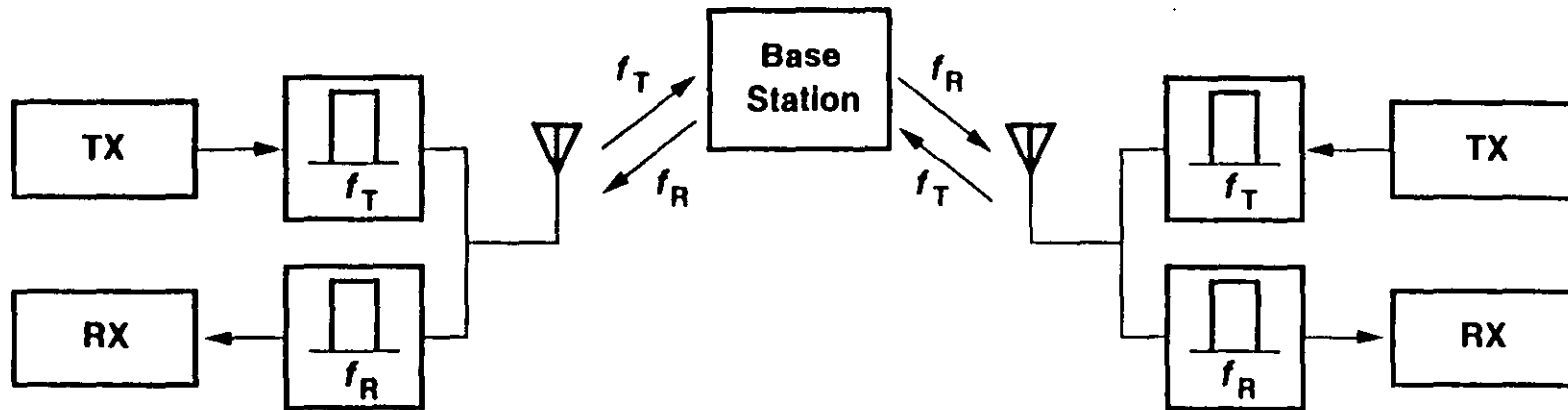
- AMPS
- IS-54
- GSM
- IS-95
- DECT

# Técnicas de Duplex

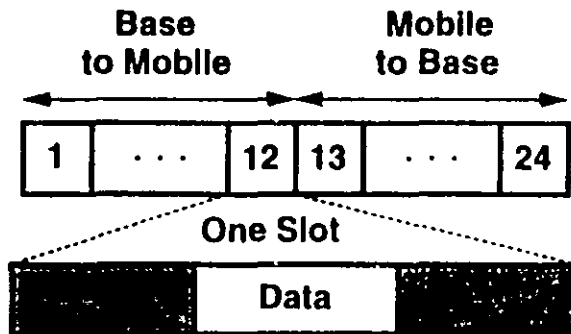
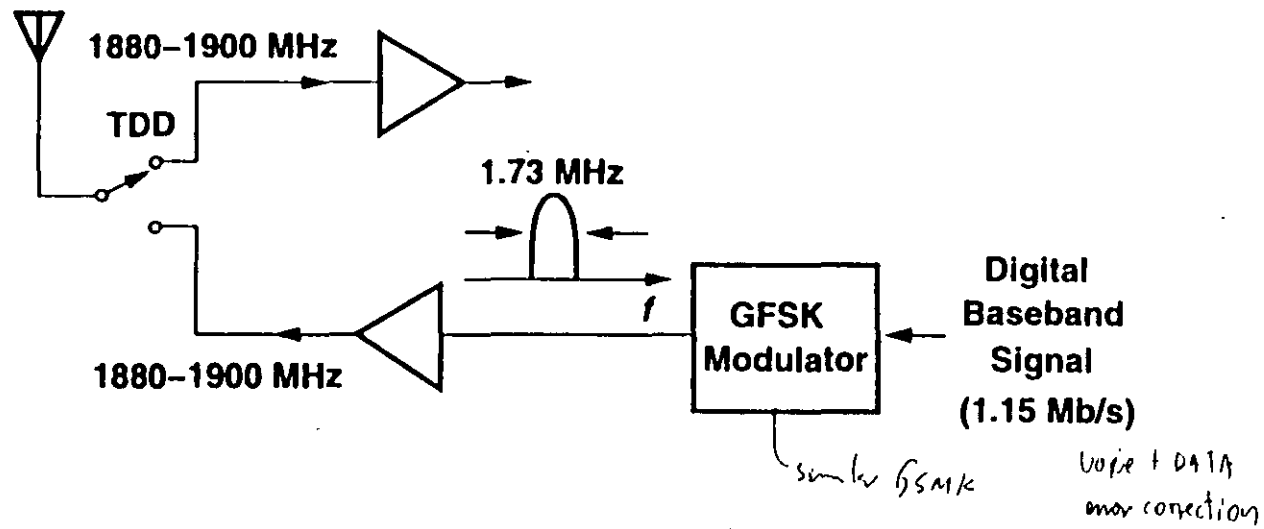
**TDD:**



**FDD:**



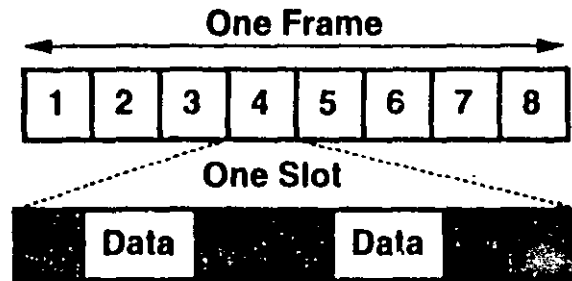
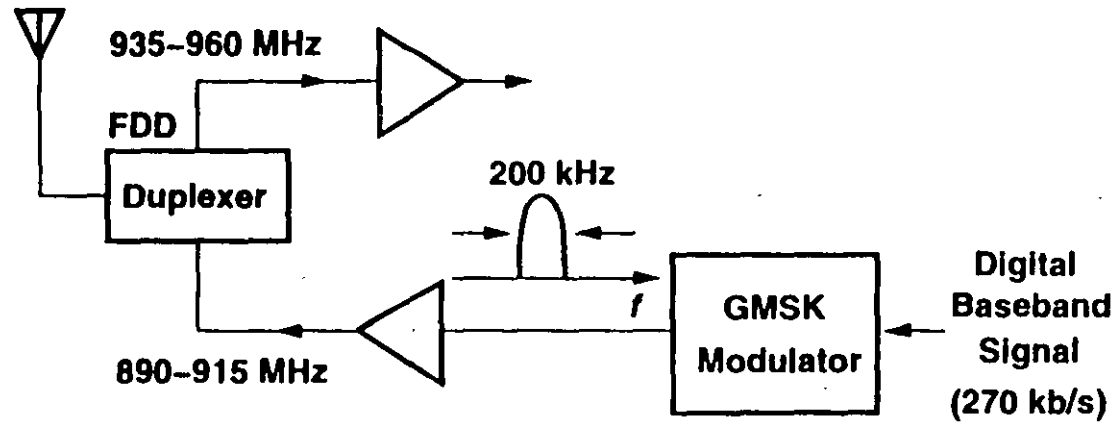
# DECT



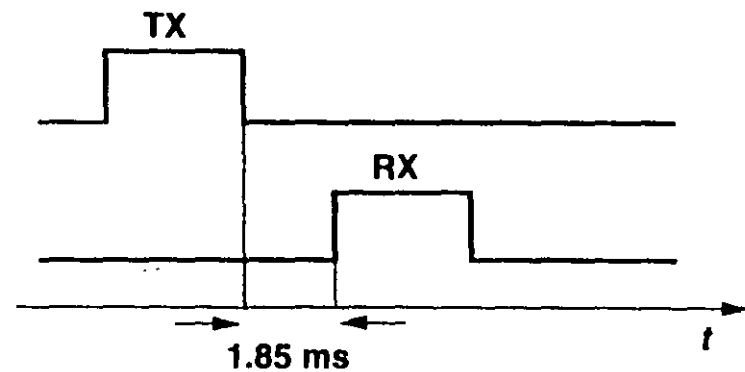
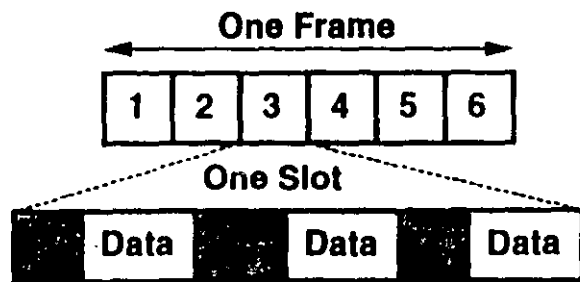
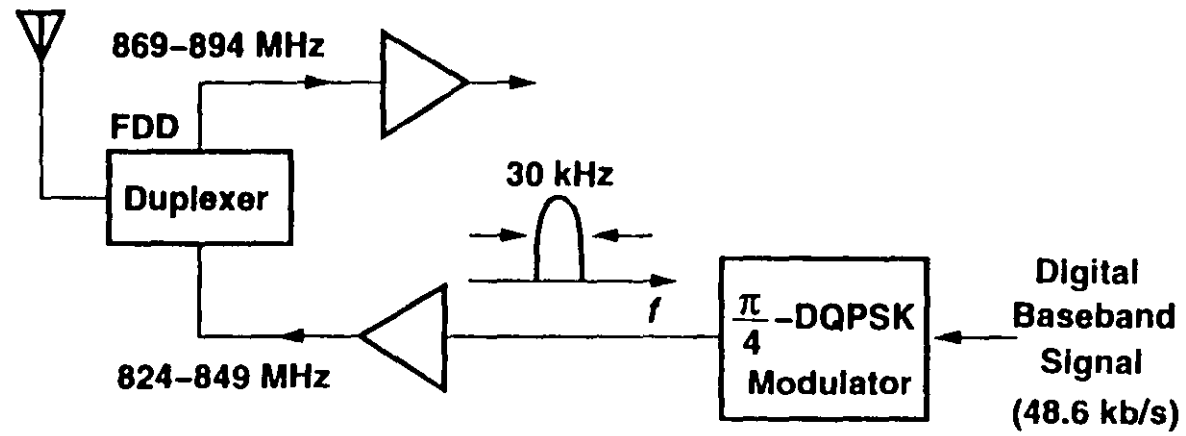
*Qualcomm CDMA higher capacity*



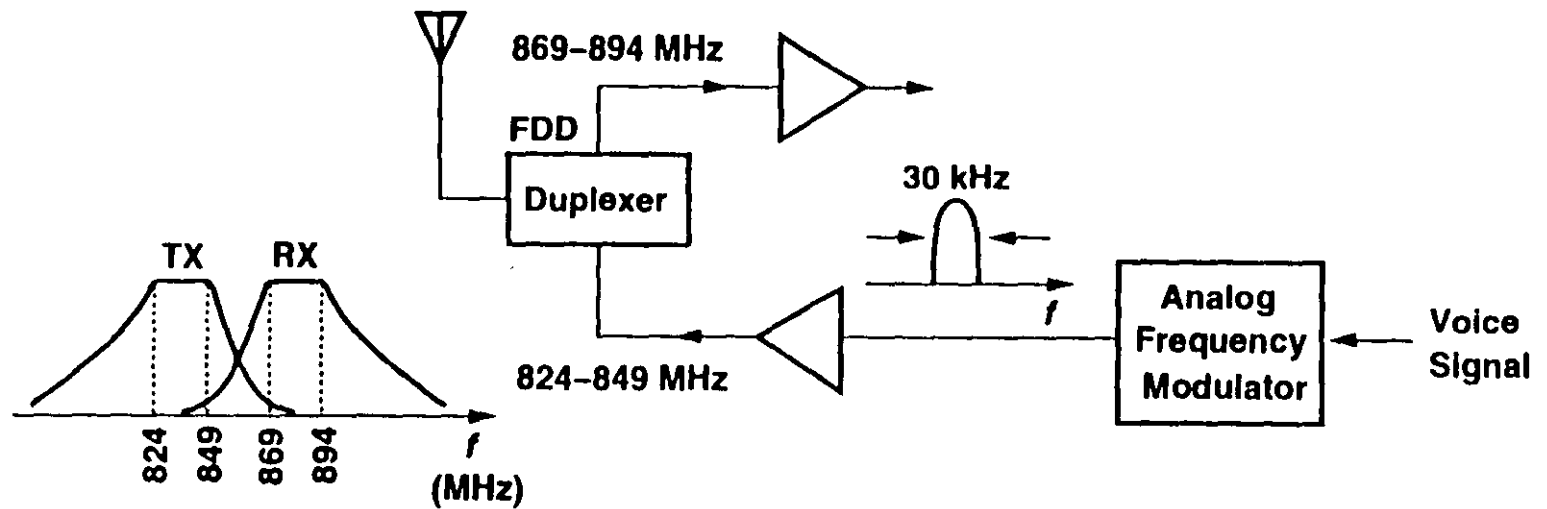
# GSM



# Sistema Celular Digital en Norte América

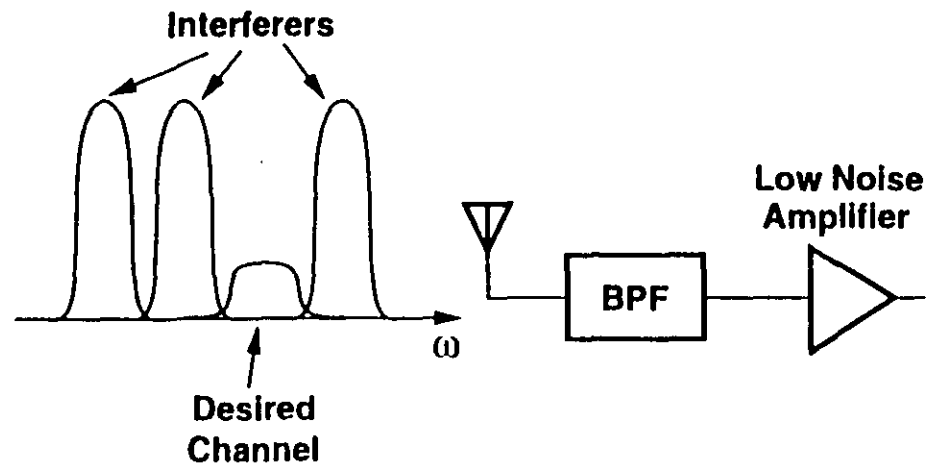
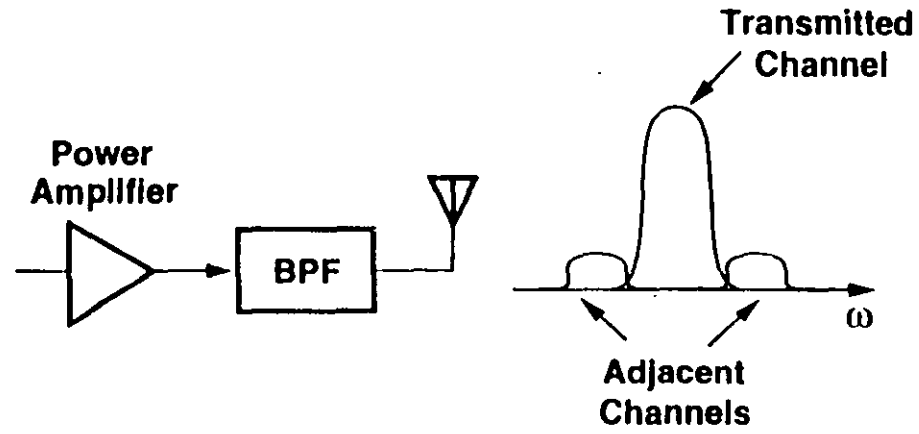


# Servicio Telefónico Móvil Avanzado

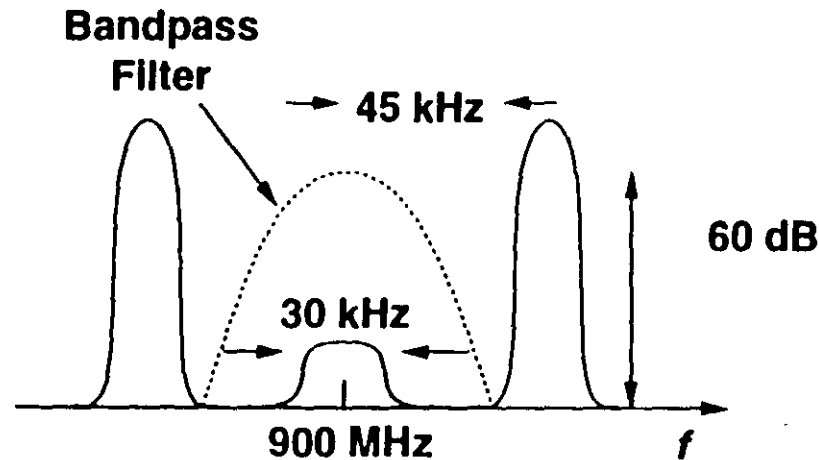


- Disponibilidad simultánea de Rx y Tx

# Banda Limitada

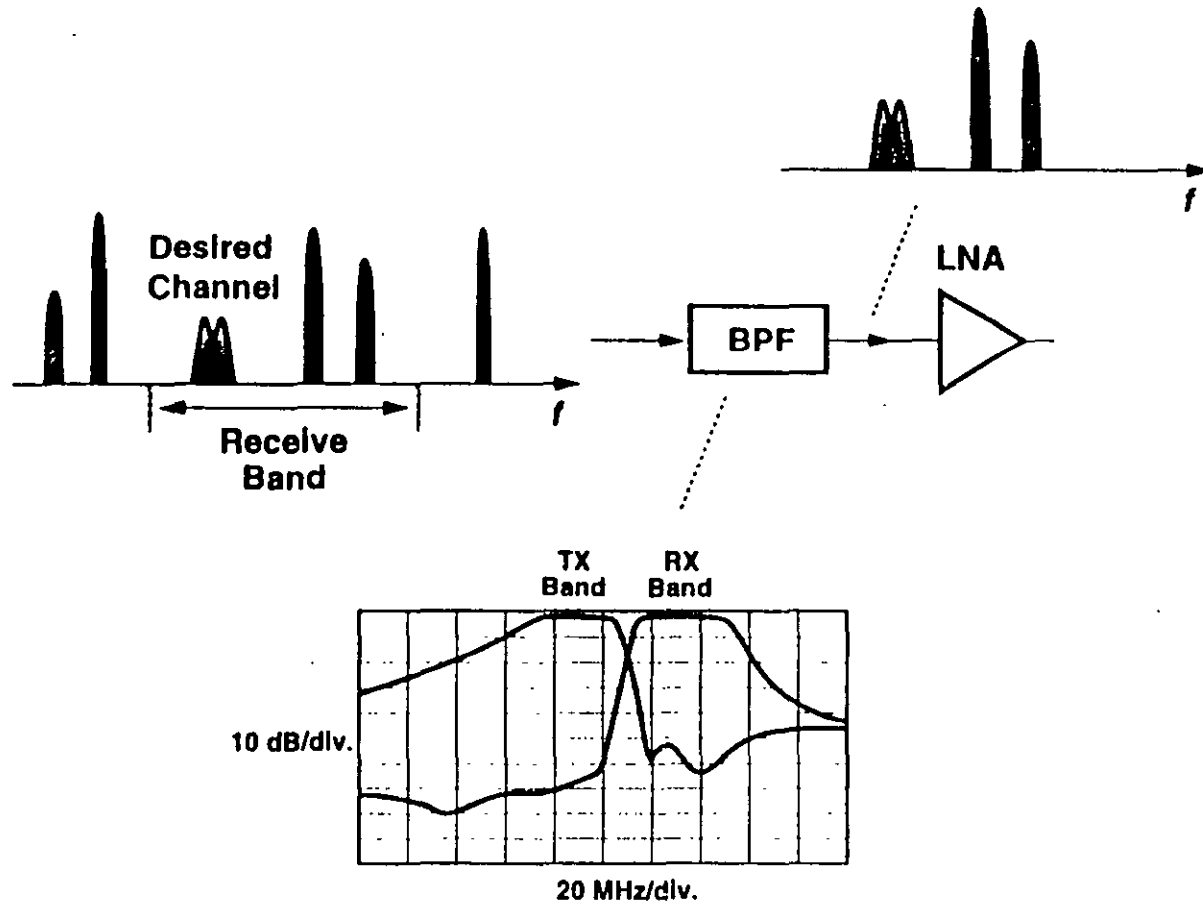


# Filtrado; Primera Etapa



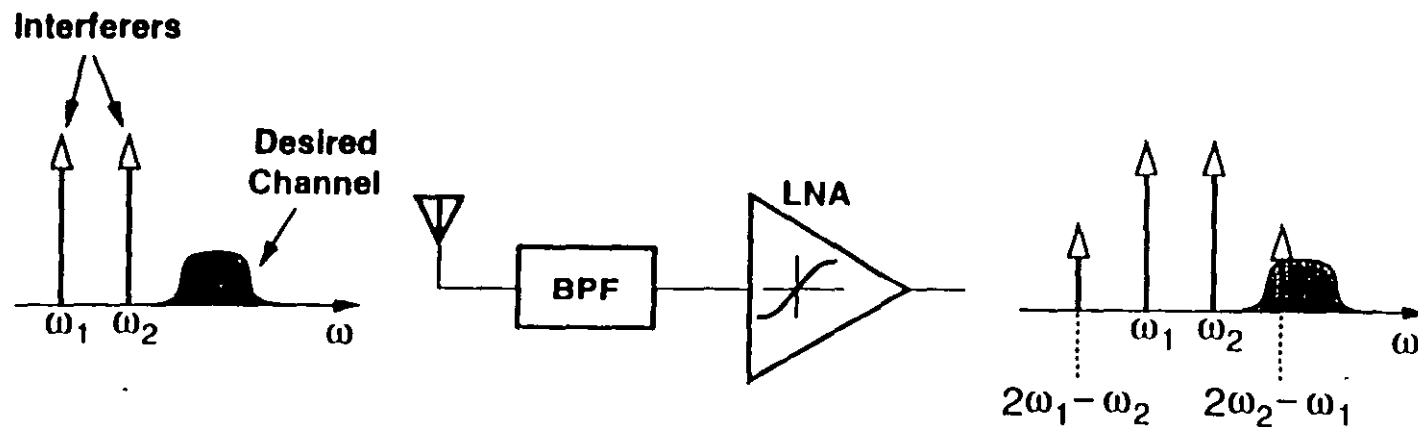
- El factor  $Q$  requerido es altamente prohibitivo
- No es posible variar la frecuencia central del filtro

# Selección de la Banda vs. Selección del Canal



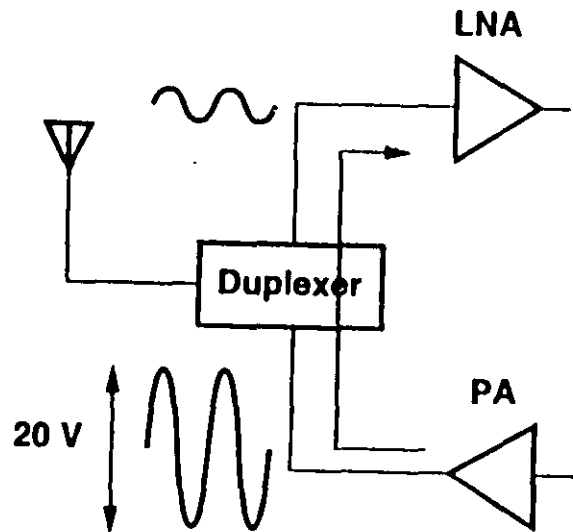
- La selección del canal debe realizarse a una frecuencia central más baja

# Efecto de las Interferencias Adyacentes



- Todas las etapas antes de la selección del canal deben ser suficientemente lineales
- Más alta ganancia en las etapas precedentes requiere más alta linealidad

# Desensibilización del LNA por el A.P.



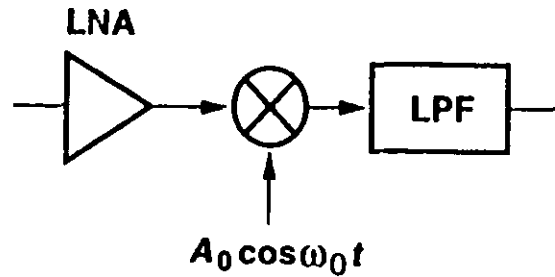
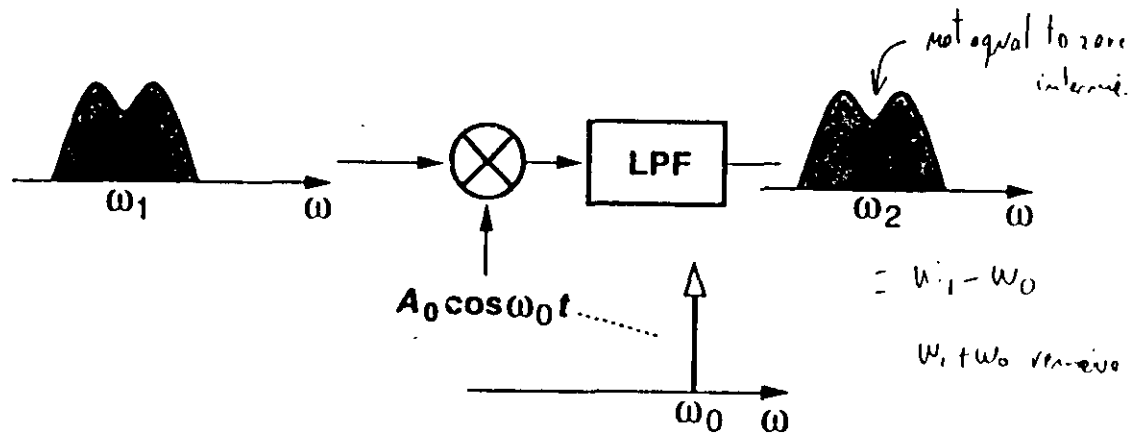
- Resuelto si los tiempos asignados a la Rx y Tx están defasados



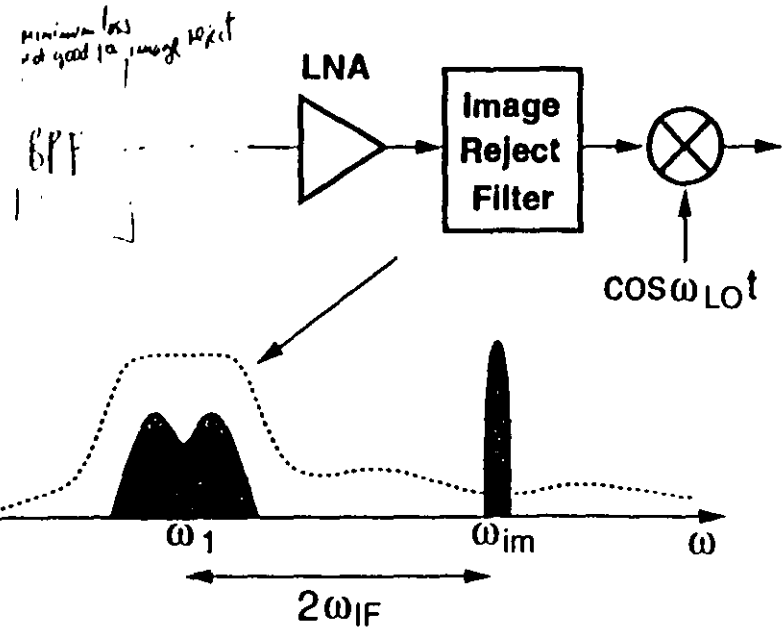
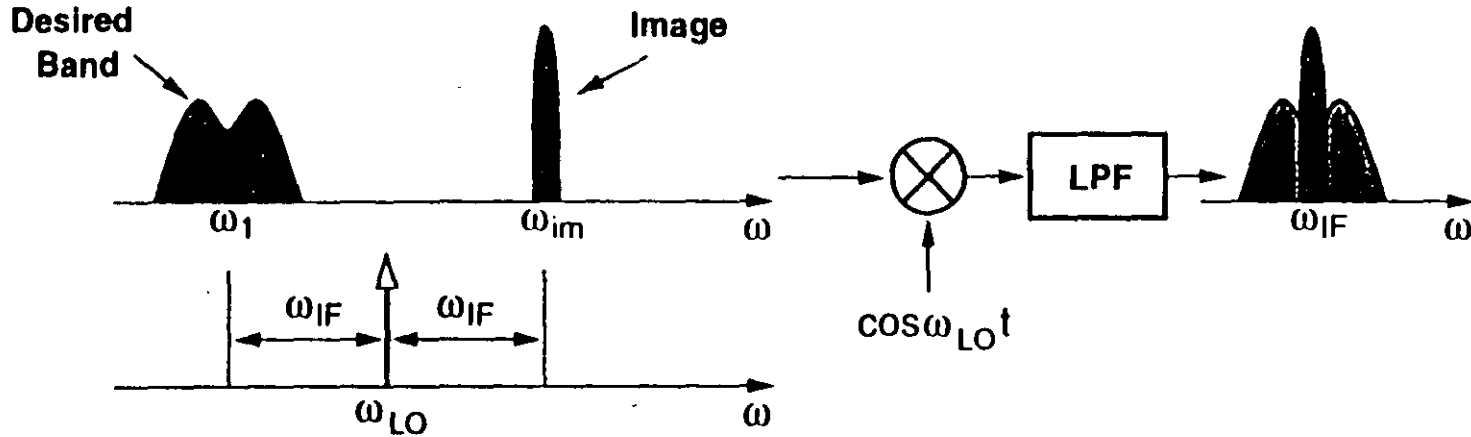
# Arquitecturas de los Receptores

- Heterodina
- Homodina
- Rechazo de la imagen
- Sub-muestreo
- FI digital

# Receptor Heterodino Simple

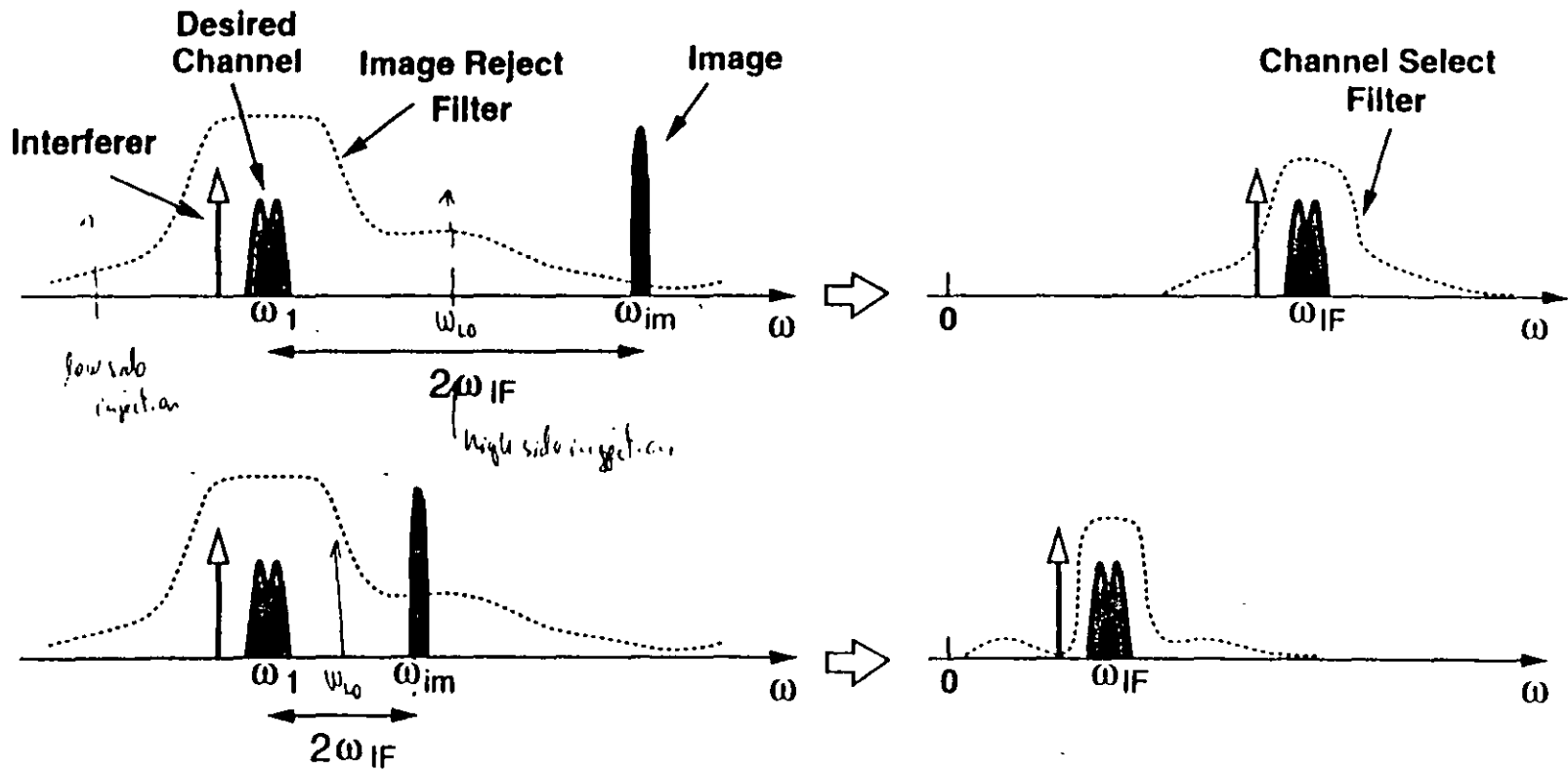
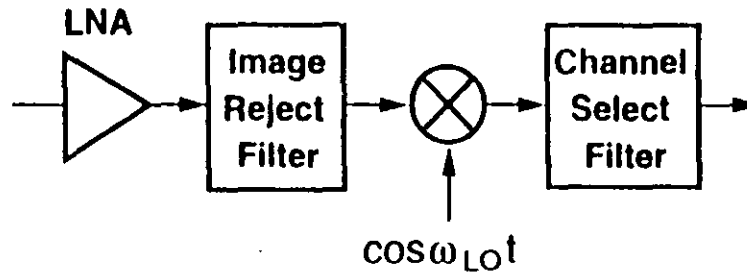


# Receptor Heterodino Simple



if  $\omega_1 \rightarrow im$   
 limit  $T_1$

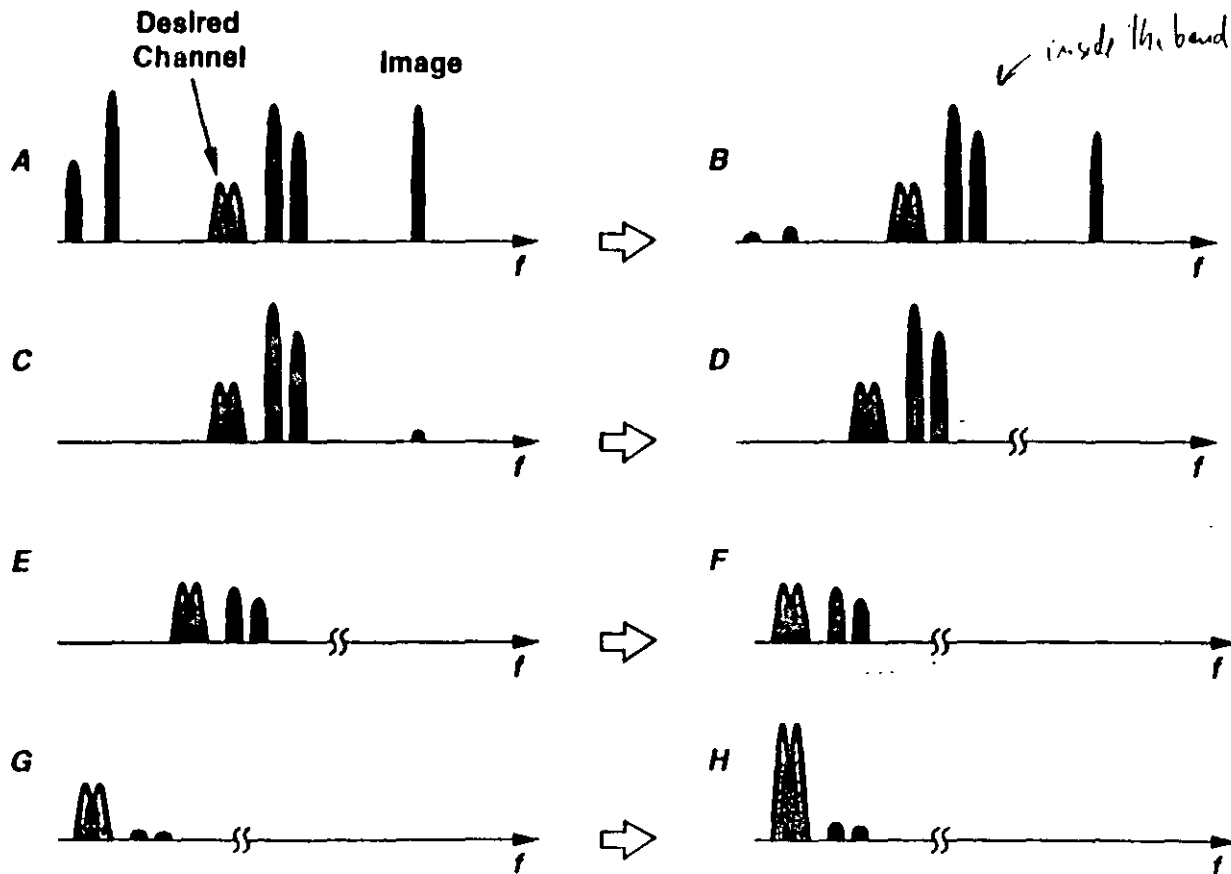
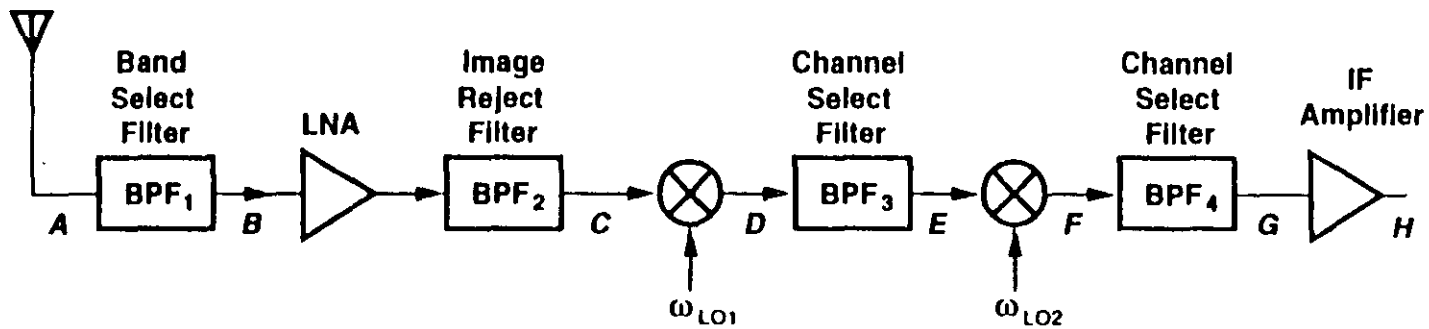
# Selección de la FI



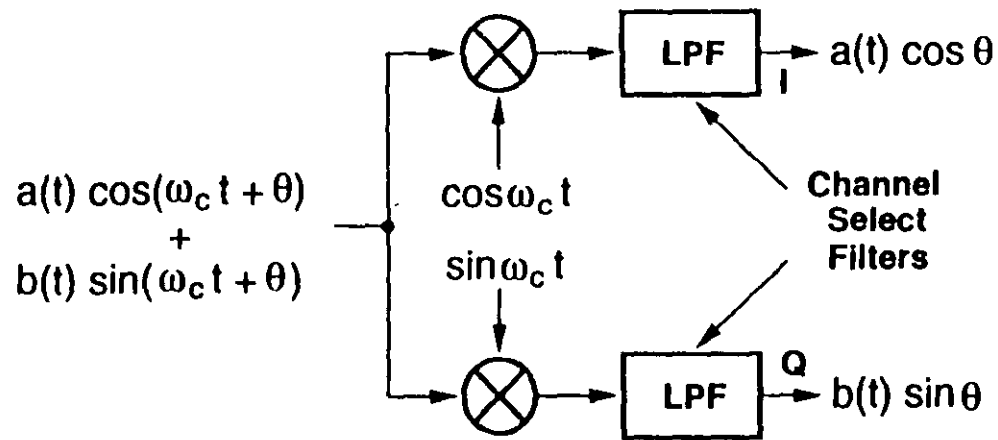
## Selección de la FI

- Sensibilidad vs. Selectividad
- Dimensiones y disponibilidad de los filtros de FI
- Localización de la imagen en una banda tranquila
- Inyección de banda alta vs inyección de banda baja
- Número de osciladores en el transceptor

# Receptor Heterodino a doble FI



# Conversión descendente en Cuadratura



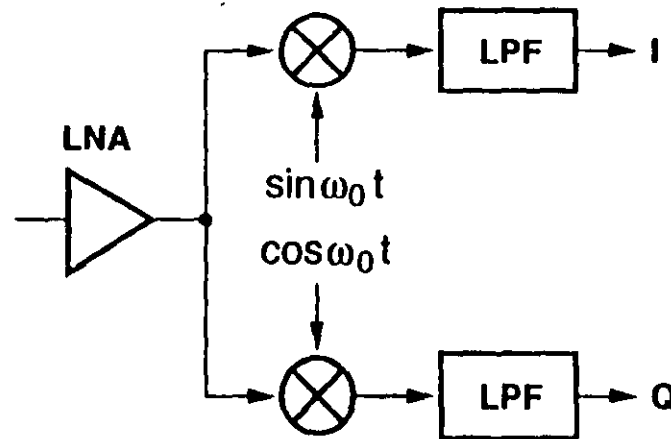
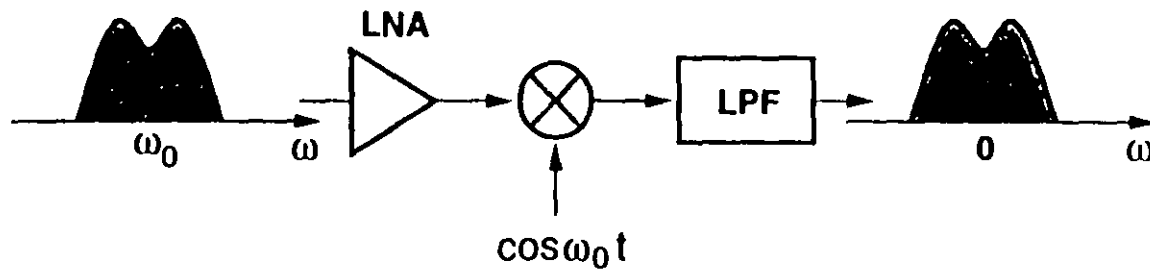
- Requerida en modulación de fase o de frecuencia

# Problemas en el caso Heterodino

- Sensibilidad vs selectividad
- El LNA debe controlar una carga de 50 Ohms
- Los filtros de FI y de rechazo de la imagen son caros y voluminosos
- La distribución de la ganancia, el ruido, la linealidad y el filtrado es difícil y altamente dependiente de la disponibilidad de los componentes.
- La selección de los osciladores y los espurios hace la planeación de la frecuencia difícil



# Arquitectura Homodina



- No requiere filtro para el rechazo de la imagen
- El LNA no requiere manejar una carga de 50 Ohms
- El filtro de selección del canal puede ser integrado

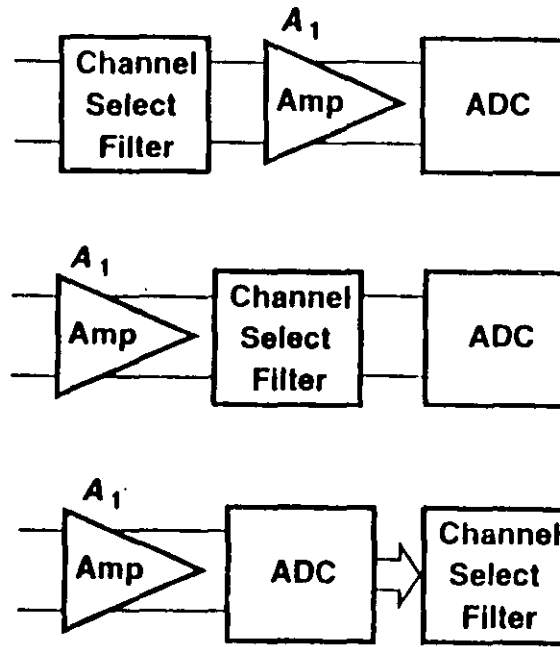
# Problemas del Receptor Homodino

- Selección del canal
- Offsets de C.D.
- Desadaptación de las señales I/Q
- Distorsión de orden par
- Ruído tipo flicker
- Fugas del O.L.
- Cambio de frecuencia del O.L.

# Problemas del Receptor Homodino

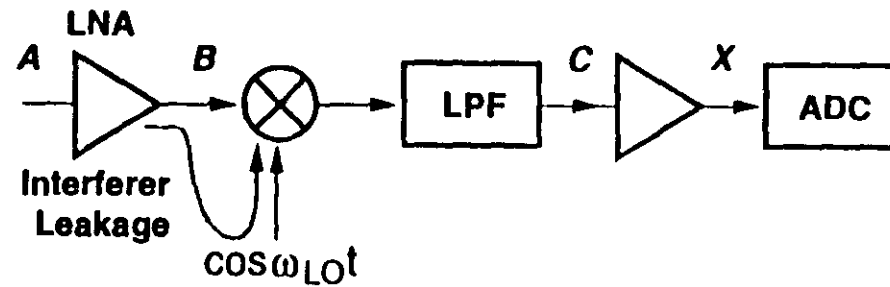
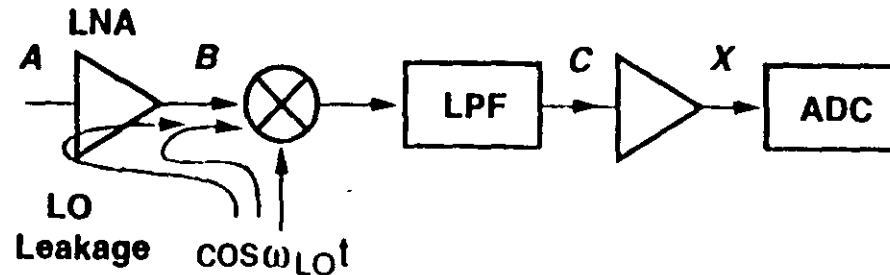
- Selección del canal
- Offsets de C.D.
- Desadaptación de las señales I/Q
- Distorsión de orden par
- Ruído tipo flicker
- Fugas del O.L.
- Cambio de frecuencia del O.L.

# Selección del Canal



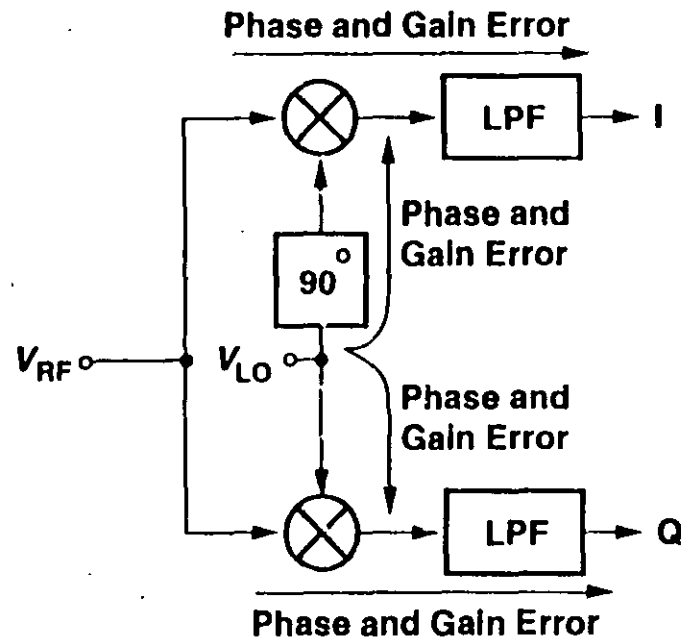
- El filtrado activo tiene un rango limitado
- Compromisos entre: ruido, linealidad, disipación de la potencia, impedancia de entrada

# Offsets de C.D.



- Los offsets son mucho mas grandes que la señal
- Los offsets pueden saturar las etapas siguientes

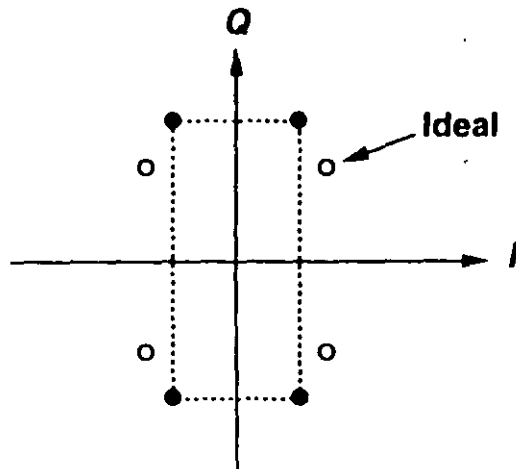
# Desadaptación de las Señales I/Q



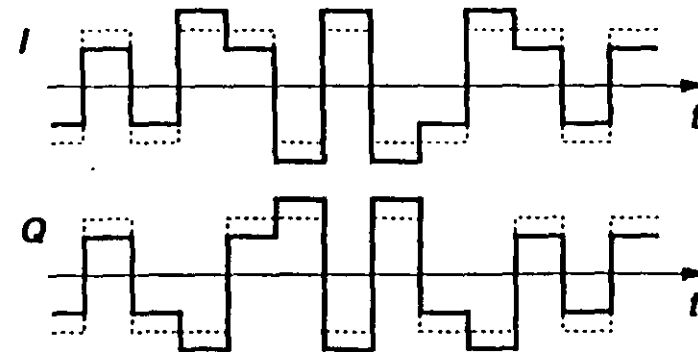
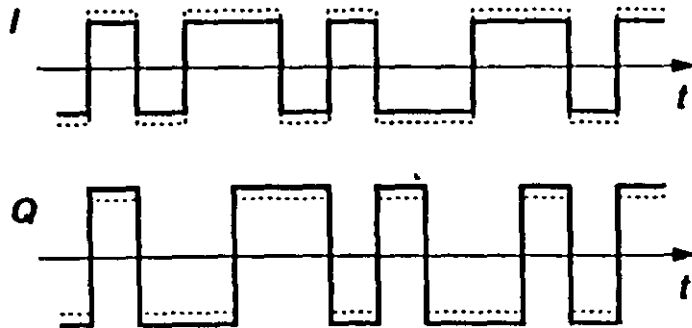
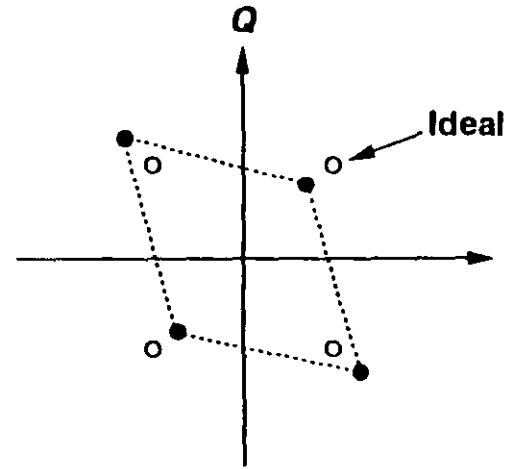
- Los desbalances del O.L. y del mezclador son más significativos a frecuencias elevadas

# Efectos de la desadaptación entre las señales I/Q

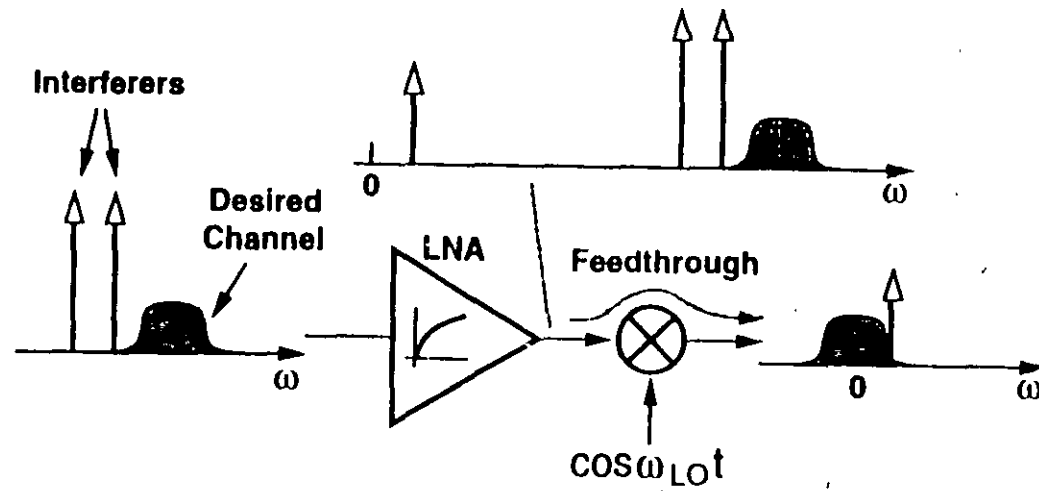
## Gain Mismatch



## Phase Mismatch

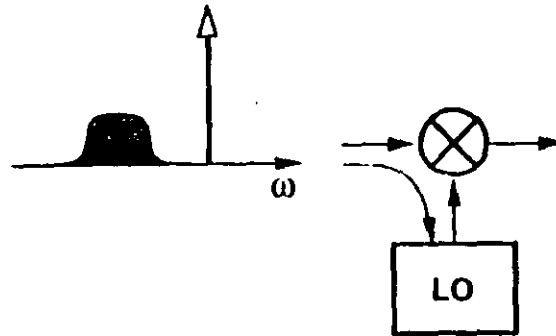


# Distorsión de Orden Par



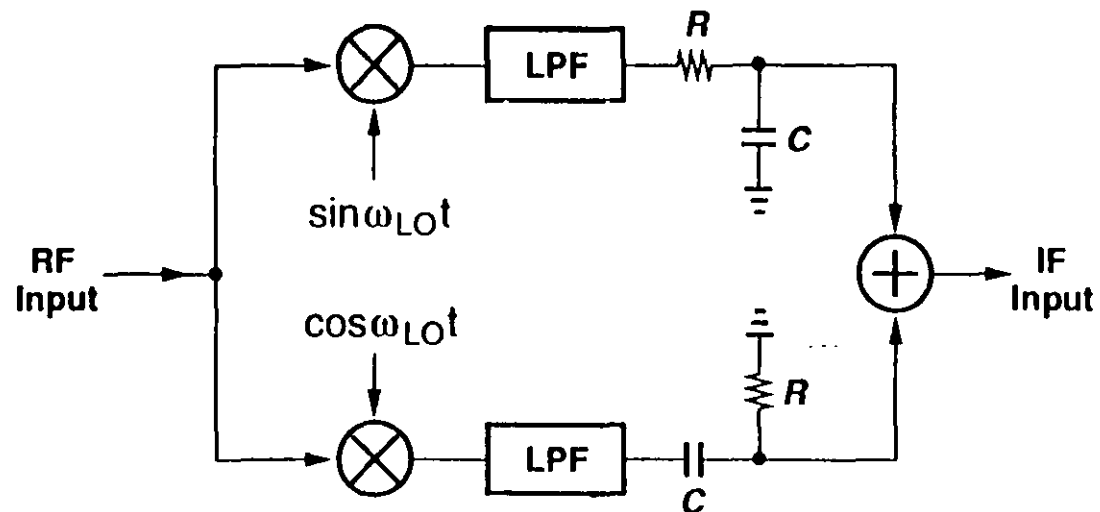
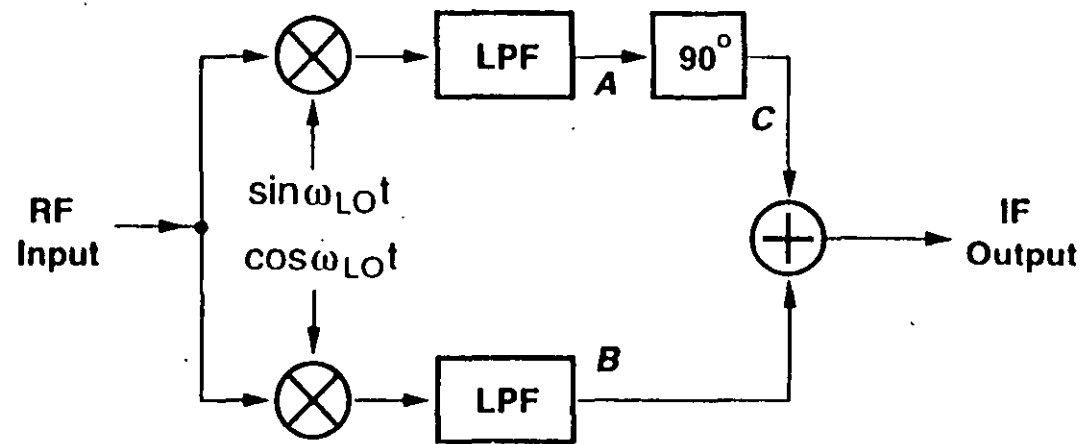


# Cambio de Frecuencia

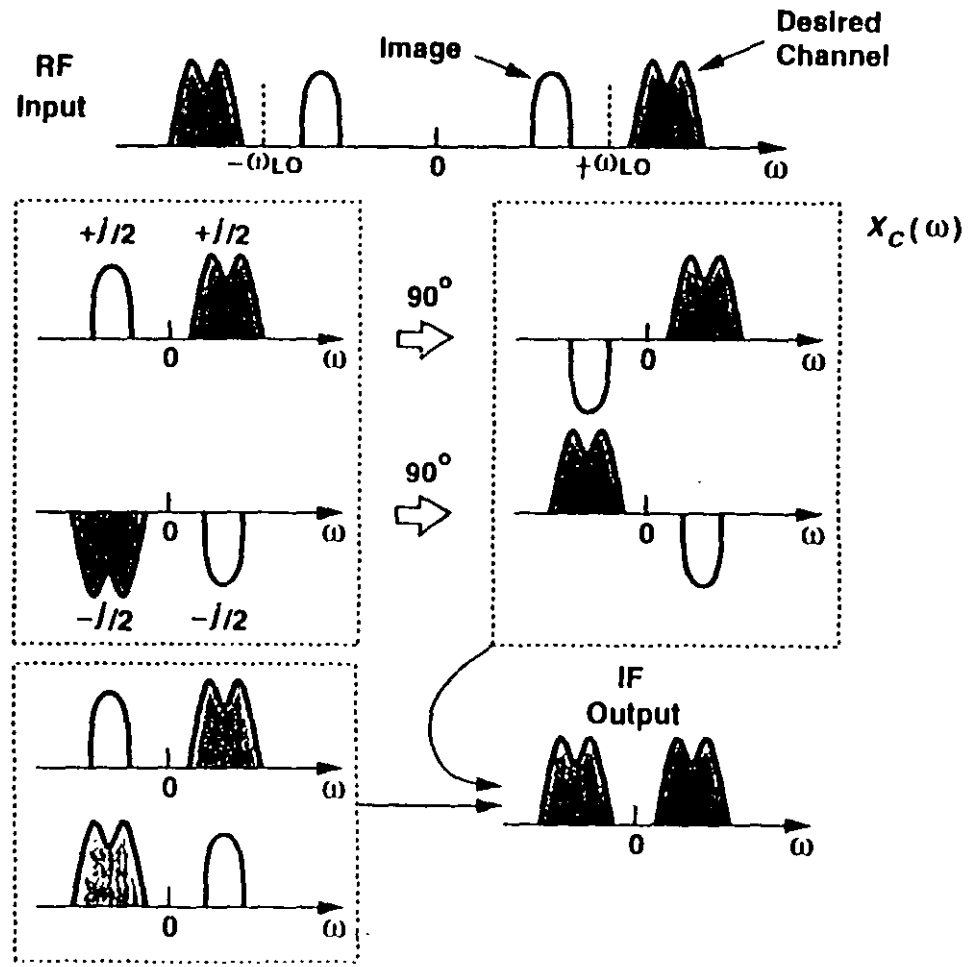
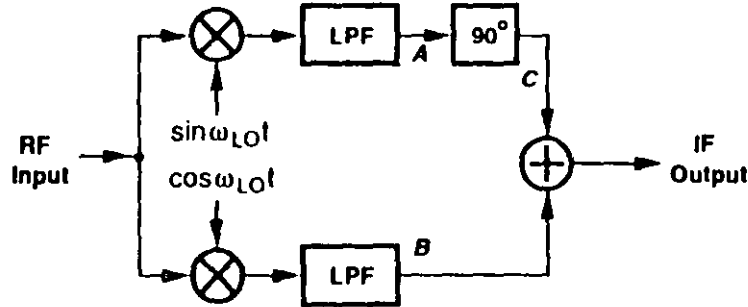


- Requiere un elevado aislamiento entre el O.L. y el mezclador
- Mucho menos significativo en el caso de los receptores heterodinos

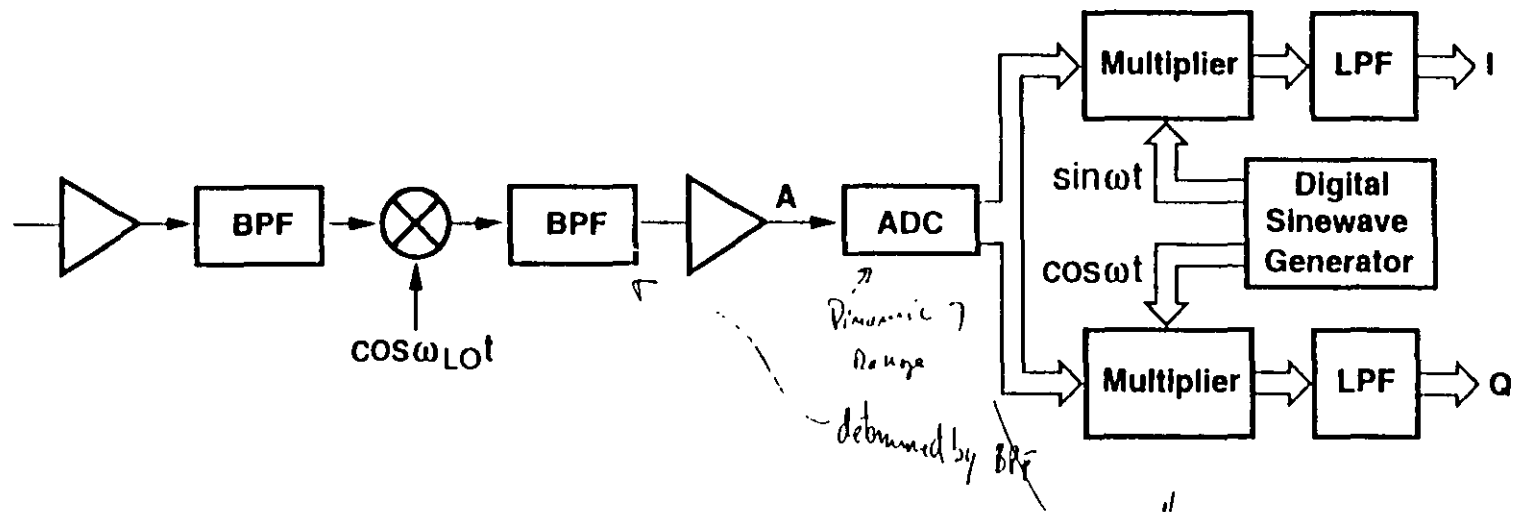
# Receptor de Rechazo Tipo Hartley



# Receptor de Rechazo Tipo Hartley

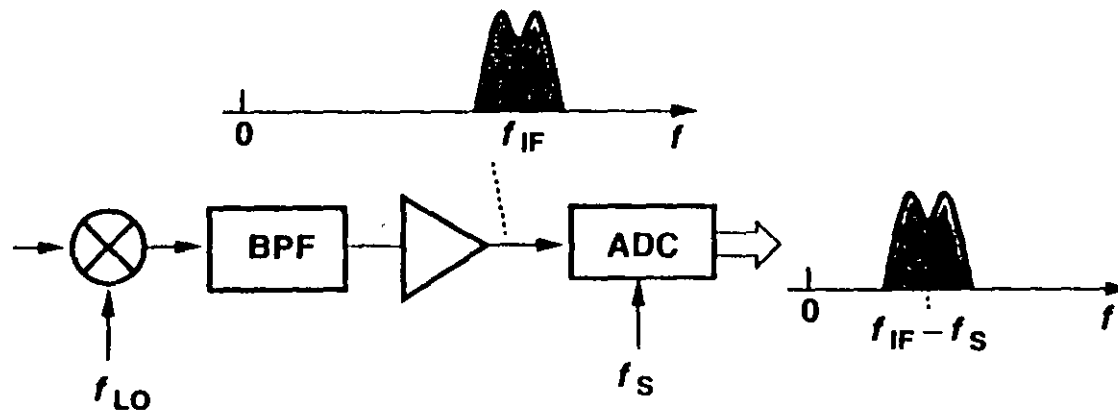


# Receptor de FI Digital



- Inmune al desacoplamiento de  $I/Q$
- No requiere doble O.L. y mezclador
- El filtrado de selección de canal se realiza en el dominio digital
- Pero el ruido, la linealidad y rango dinámico del CAD son criticos

# Receptor con Muestreo de la FI



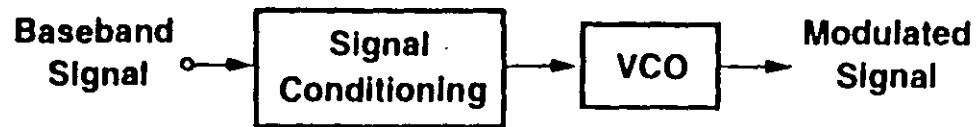
- El ruido de fondo, la linealidad y el rango dinámico del CAD son críticos

# Arquitectura de Transmisores

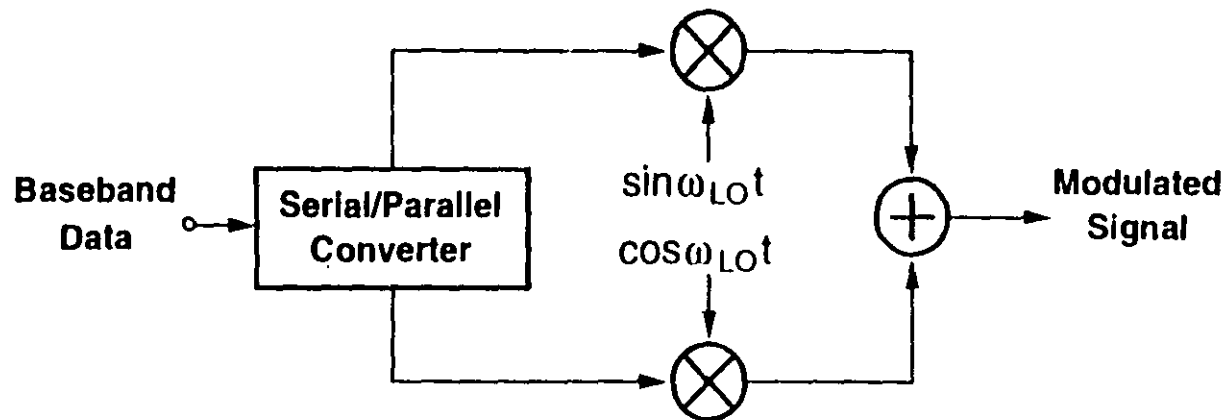
- Interface Banda base / RF
- Interface amp. de pot. / antena
- Transmisor a conversión directa
- Transmisor a dos etapas

# Interface Banda base / RF

## FM



## Quadrature Modulation

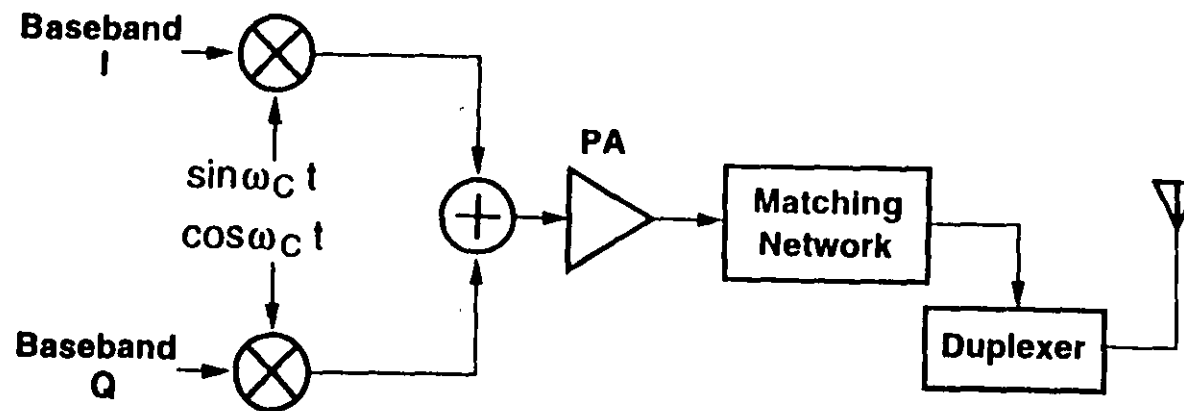


## Interface Amp de pot. / Antena

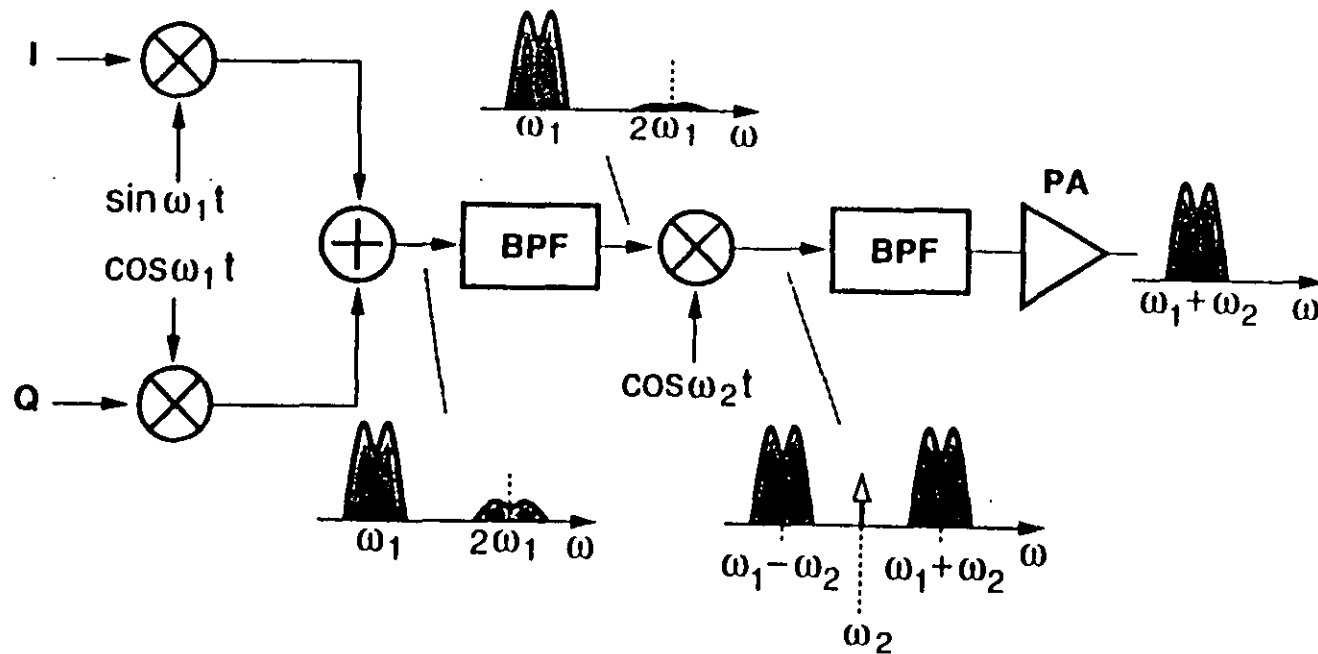
- Los duplexores tienen una pérdida de 2 a 3 dBs; 30 a 50 % de la potencia de salida es perdida
- Los conmutadores TDD tienen pérdidas de 0.5 a 1 dB
- Los espurios del amplificador. de potencia pueden ser importantes



# Transmisor a Conversión Directa

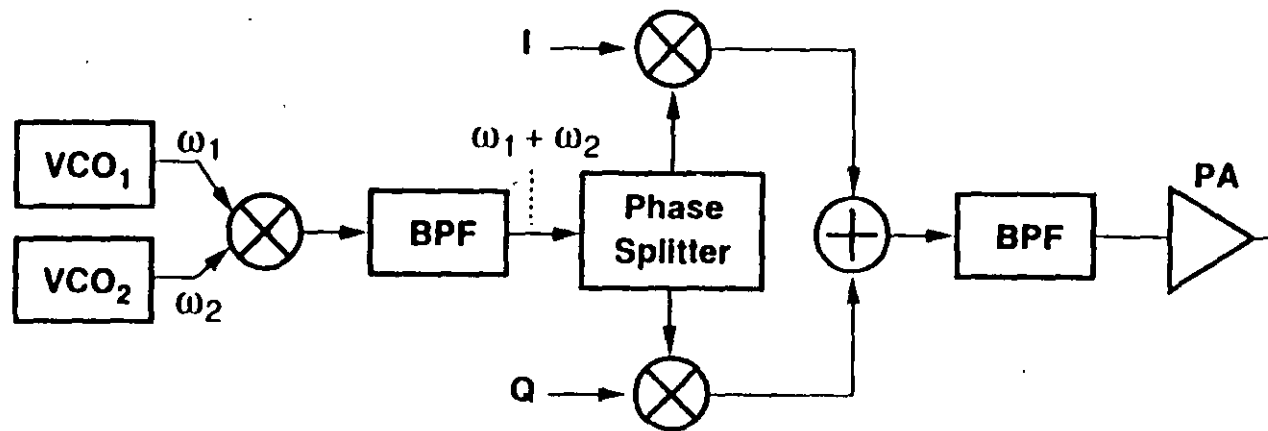


# Transmisor a dos Etapas



- Mejor adaptación de I y Q
- Más filtrado requerido

# Conversión de Subida Directa con Offset del O.L.



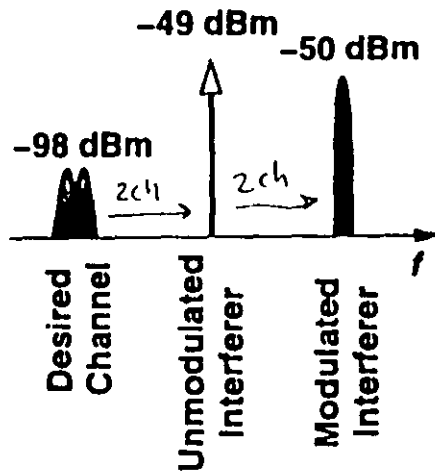
- Cada VCO requiere un lazo de sintetizador
- Los filtros de paso banda son voluminosos y caros

# Pruebas de Funcionamiento de los Tranceptores

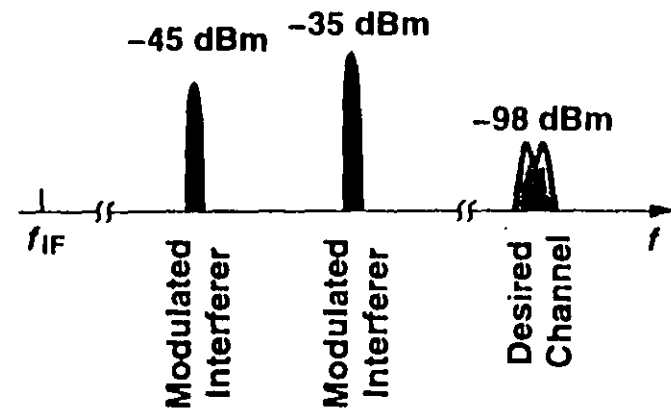
- Sensibilidad y rango dinámico
- Rechazo del canal adjacente
- Intermodulación
- Rechazo de la imagen
- Respuesta de espurios
- Interferencia

# Ejemplo de pruebas para GSM

## In-Band Intermodulation

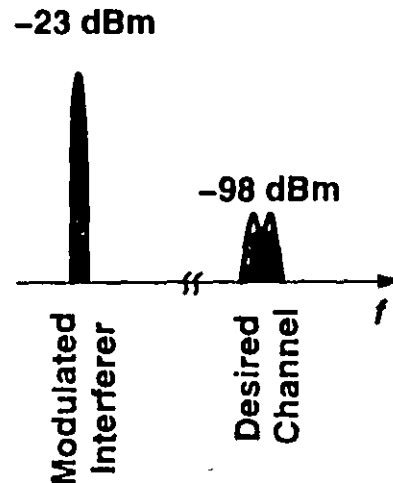


## Out-of-Band and Second-Order Intermodulation

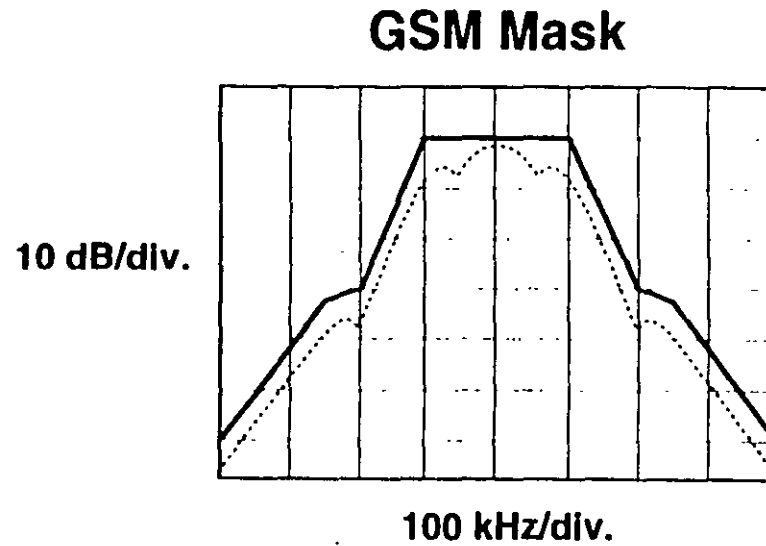


$C/N = 4 \text{ dBm} - 8 \text{ dB}$

## Out-of-Band Crossmodulation



# Emisiones no Deseadas



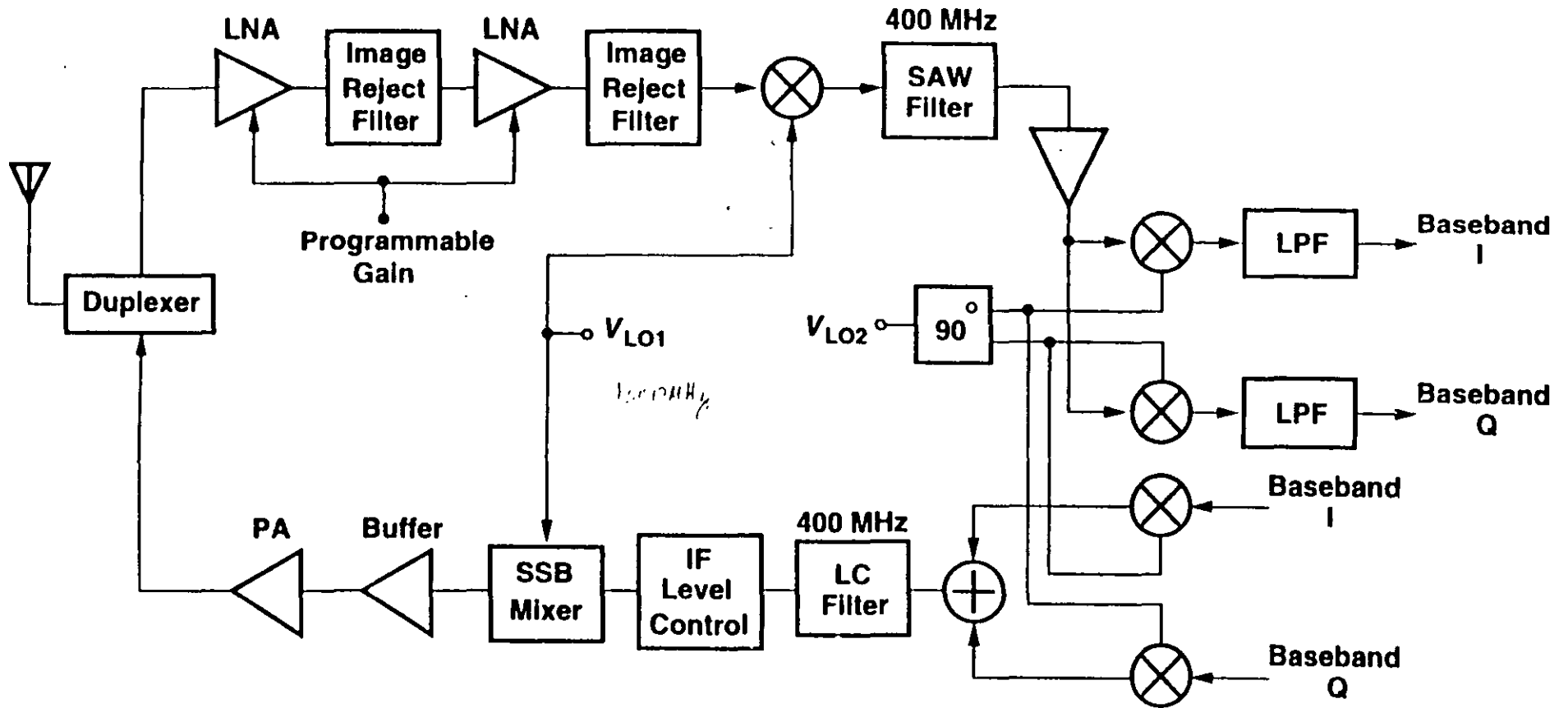
- Potencia del canal adjacente
- Espurios y harmonicos
- Ruído en la banda de recepción

# Casos

- Receptor Motorola FM
- Receptor Radio buscador Philips
- Receptor DECT Philips
- Transceptor GSM Lucent
- Transceptor GSM Philips

# Philips GSM Transceiver

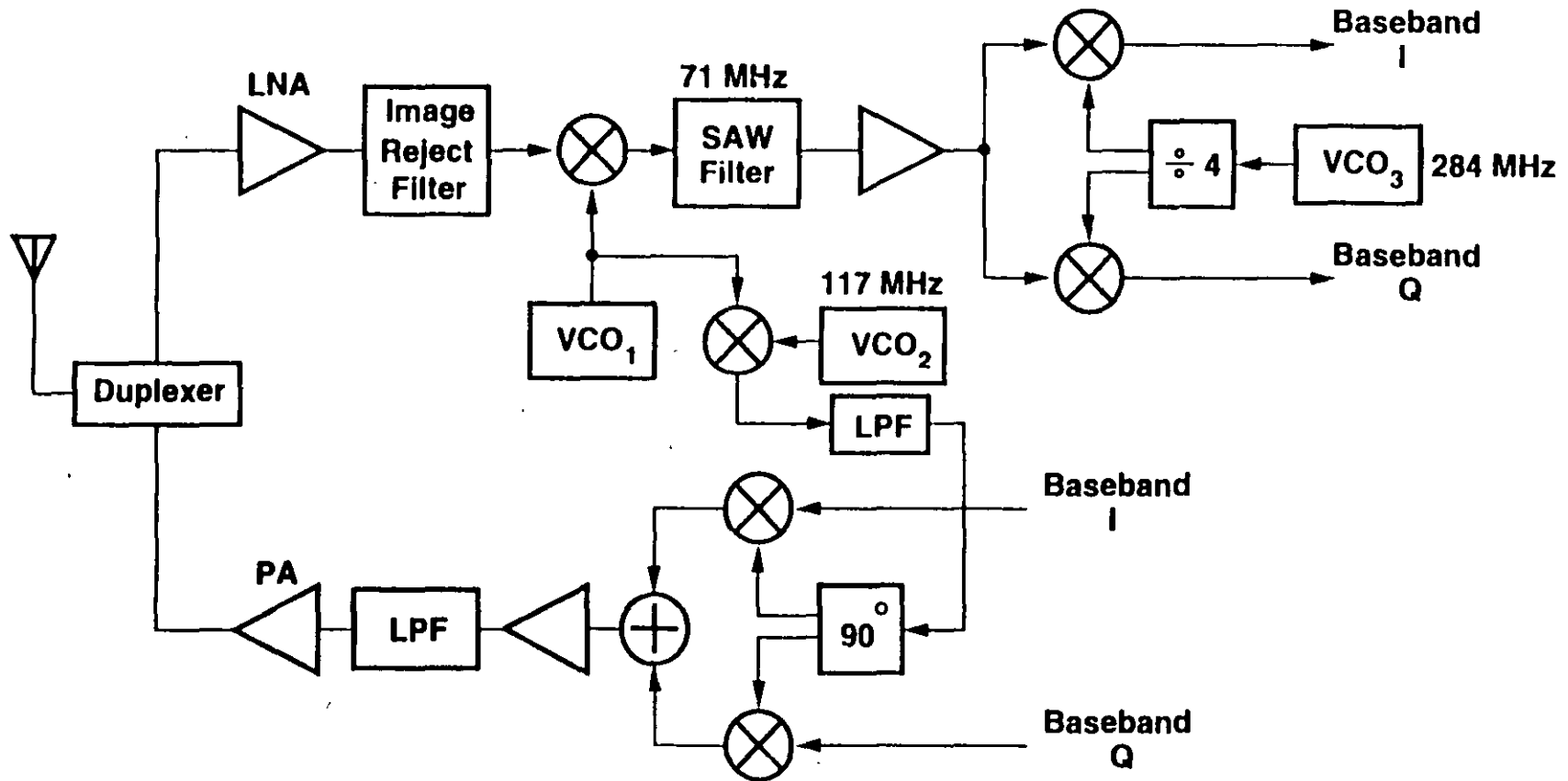
change to buy two Image Reject Filters



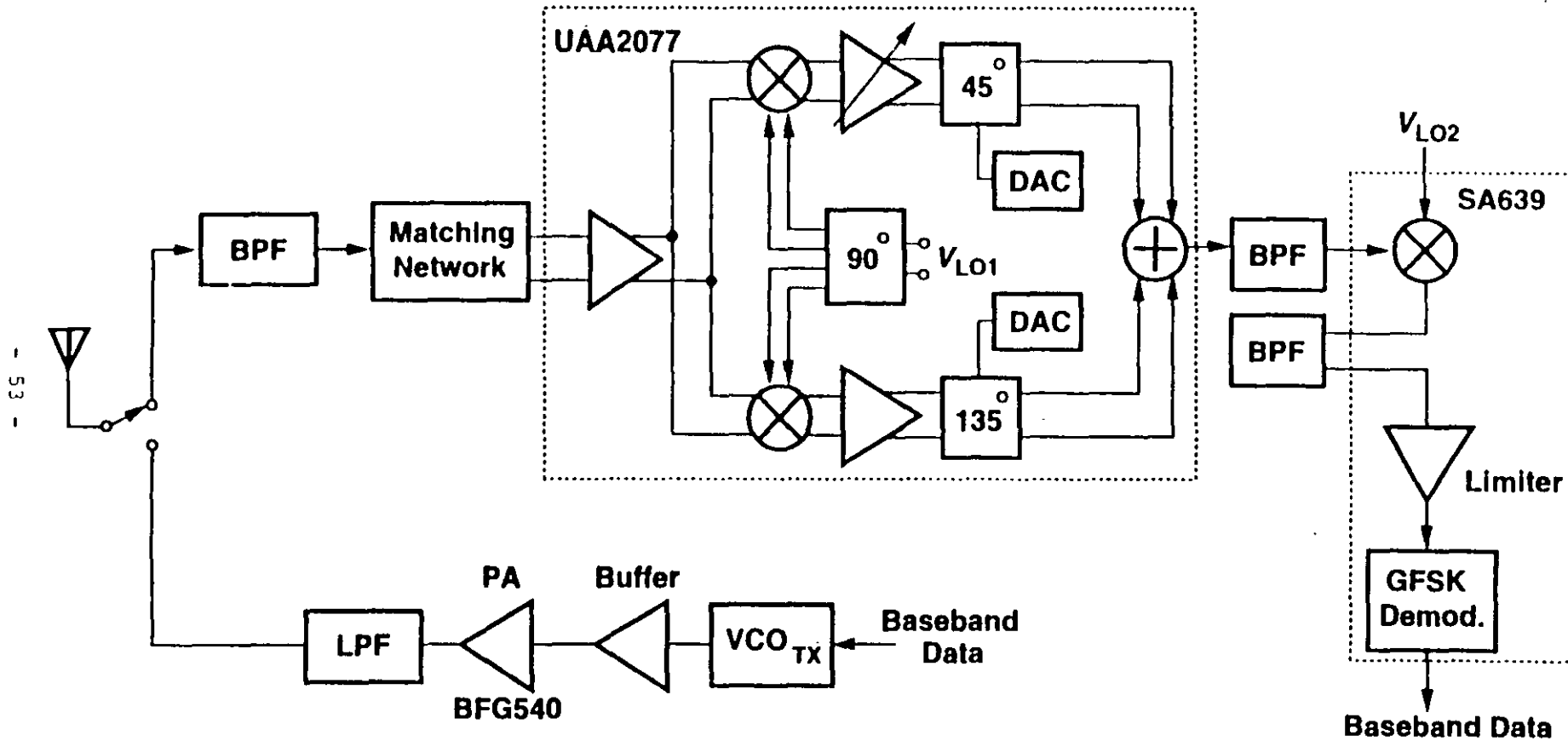


# Lucent GSM Transceiver

W. J. 20 20



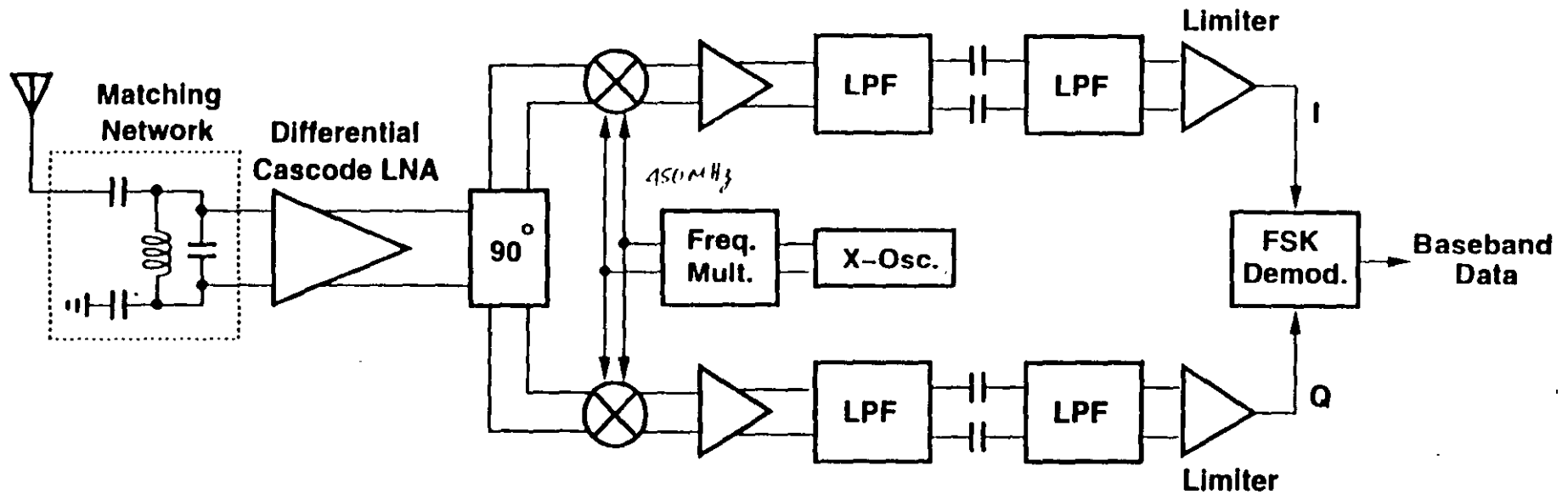
# Philips DECT Receiver



- Open-Loop Operation of TX VCO

# Philips Pager Receiver

5V  
UAA2080T

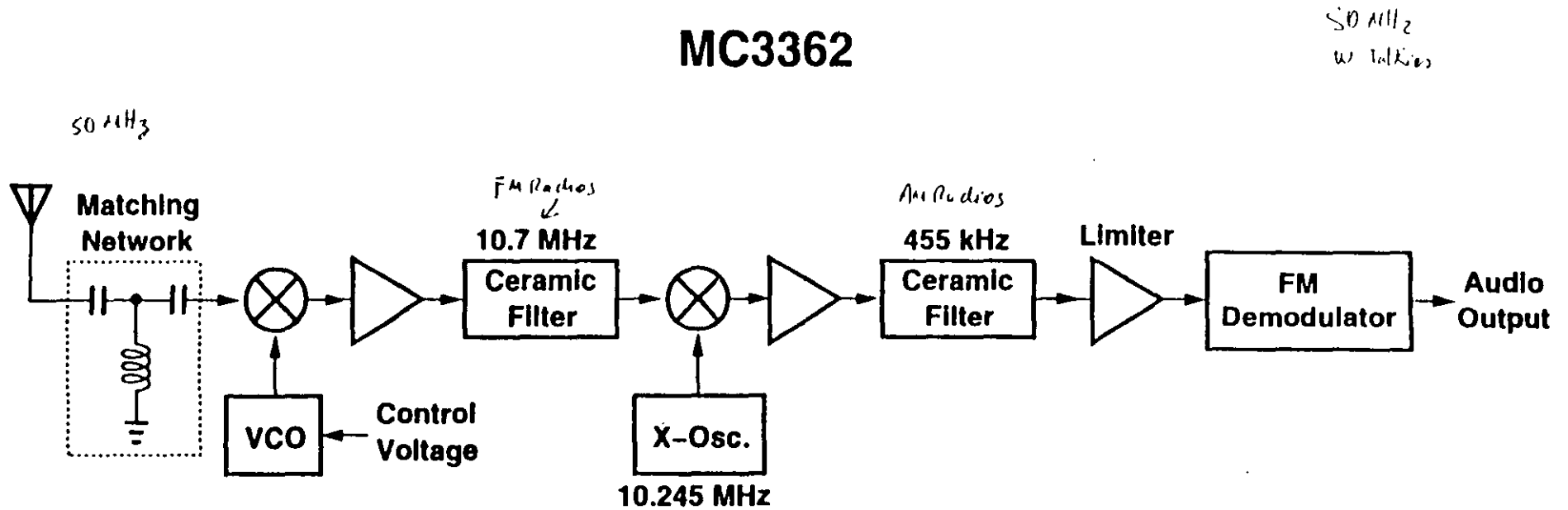


- Supply Current: 3 mA
- BER = 3% for -125 dBm input @ 1.2 kb/s

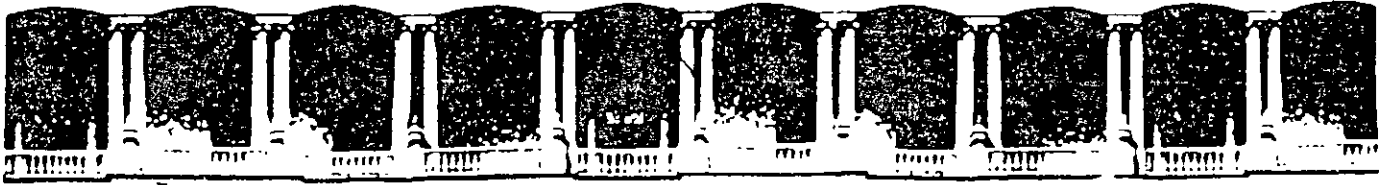
15 yrs/ago

# Motorola FM Receiver

MC3362



- Supply Current: 5 mA
- SNR = 20 dB for 0.7- $\mu\text{V}$  input



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**SISTEMAS AVANZADOS DE RADIO DIGITAL**

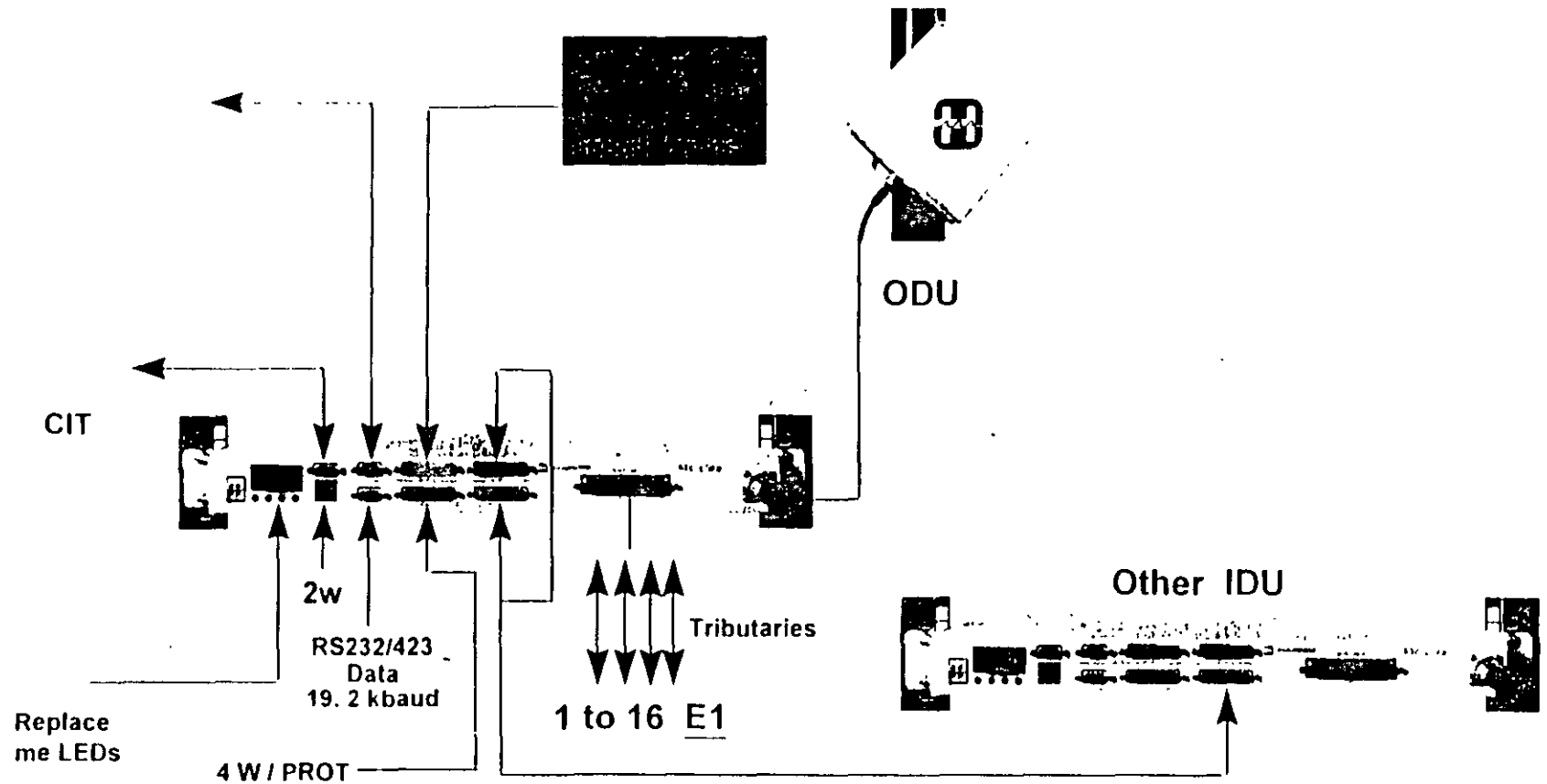
**CONFERENCISTA  
DR. JAVIER GONZÁLEZ VILLARRUEL  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

# Sistemas Avanzados de Radio Digital

# Radio Digital Avanzado

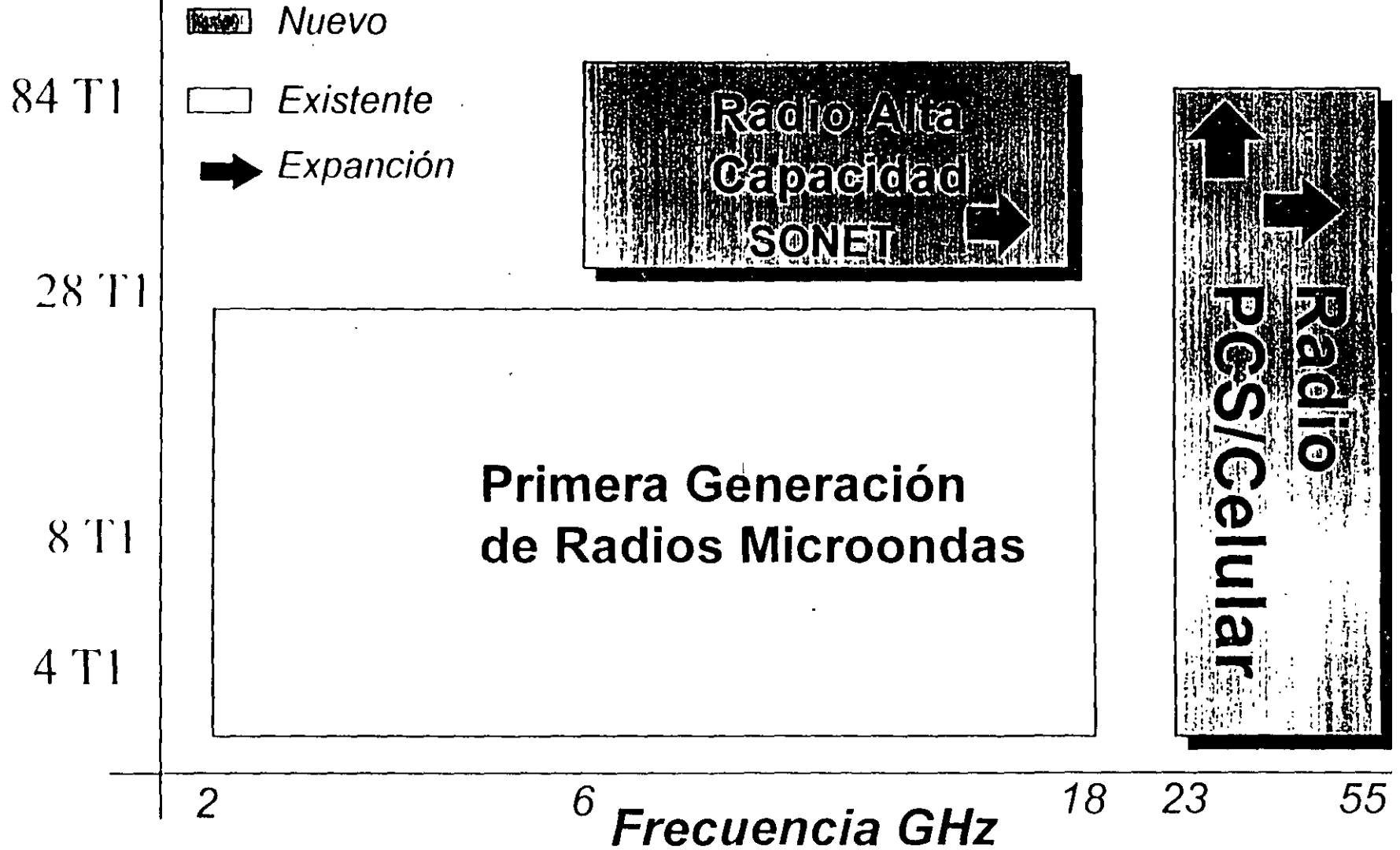
Unidad Interior

DVA o  
FarScan/StarScan  
NMS or SNMP



Capacidad

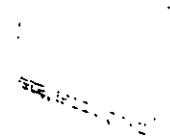
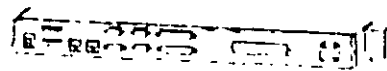
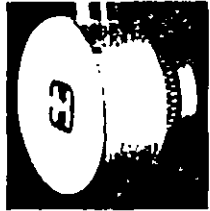
Productos



- 4 -



# Radio Digital Microondas



## Radio Digital

### Actualización

Actualización por software de 1 to 8 DS1

Minimo costo de Operación (MTBF > 100,000 Hrs)

### Instalación Rapida

Algunas semanas

Configuración con software

Rapida Instalación

### Servicios en todo el Mundo

24 horas

## Radio Digital Antena Plana

### Valor Agregado

Antena "Invisible"

Expandible de 8 DS1 a DS3

Instalación más rapida

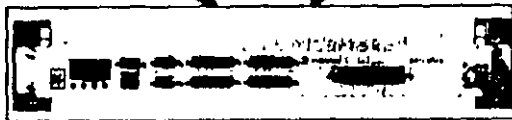
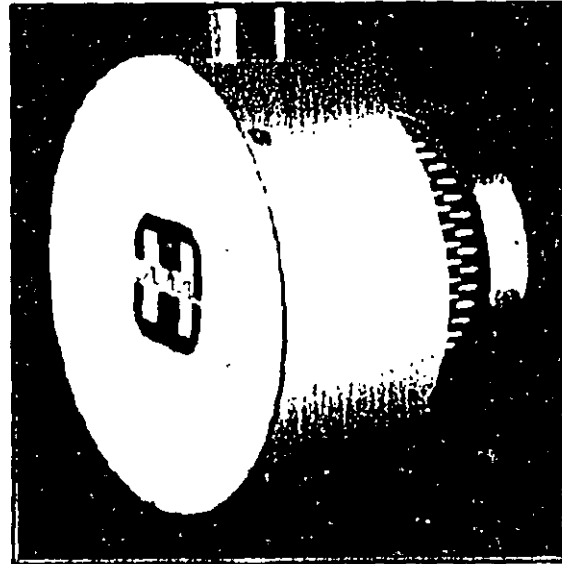
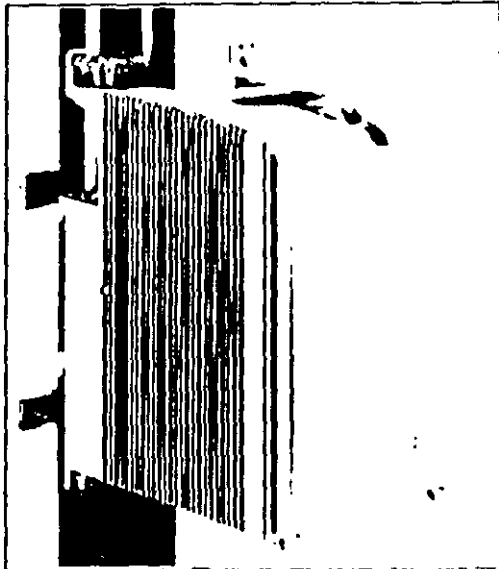
Mejor utilización del espectro (4/16 QAM)

# Radio Digital Avanzado

---

15/18/23 GHz  
4/8 DS1, DS3

38 GHz  
4/8 DS1

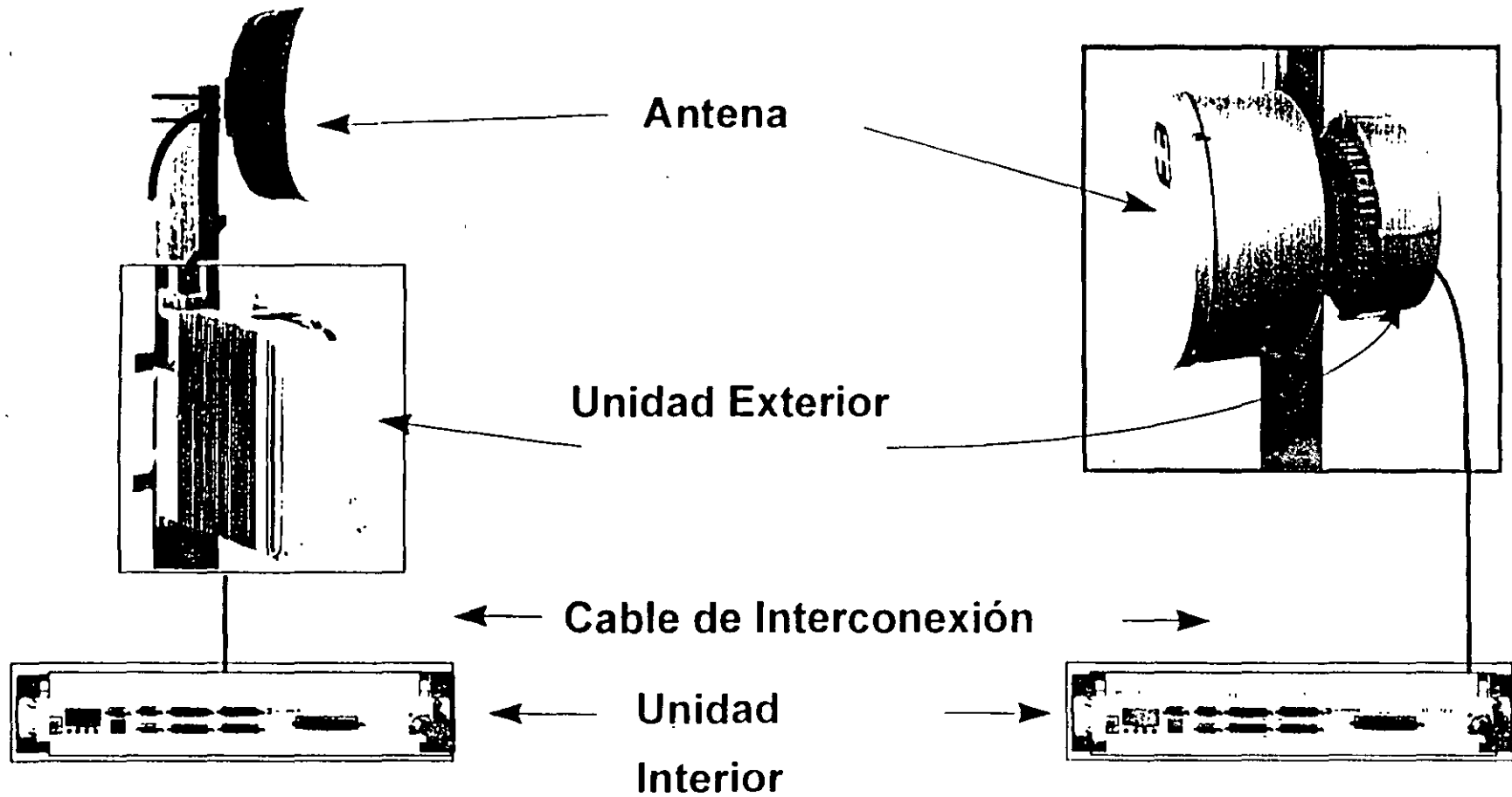


4 Level FSK

# Radio Digital Avanzado

## Arquitectura

### 4 Elementos

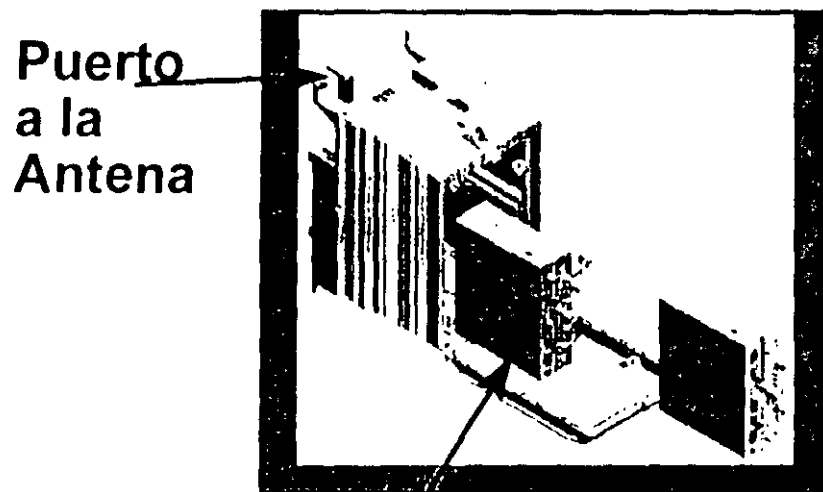


# Radio Digital Avanzado

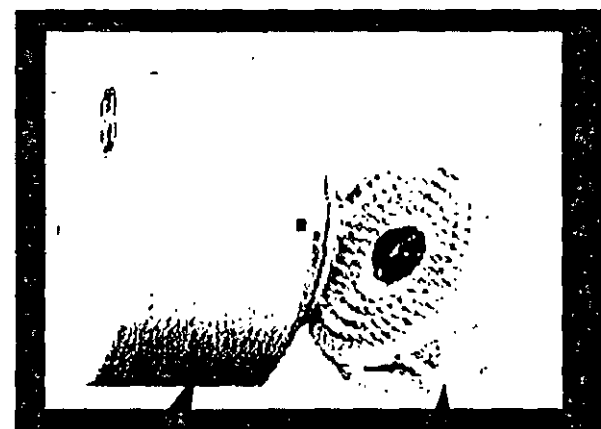
Unidad Exterior

15/18/23 GHz

38 GHz



Transceptor

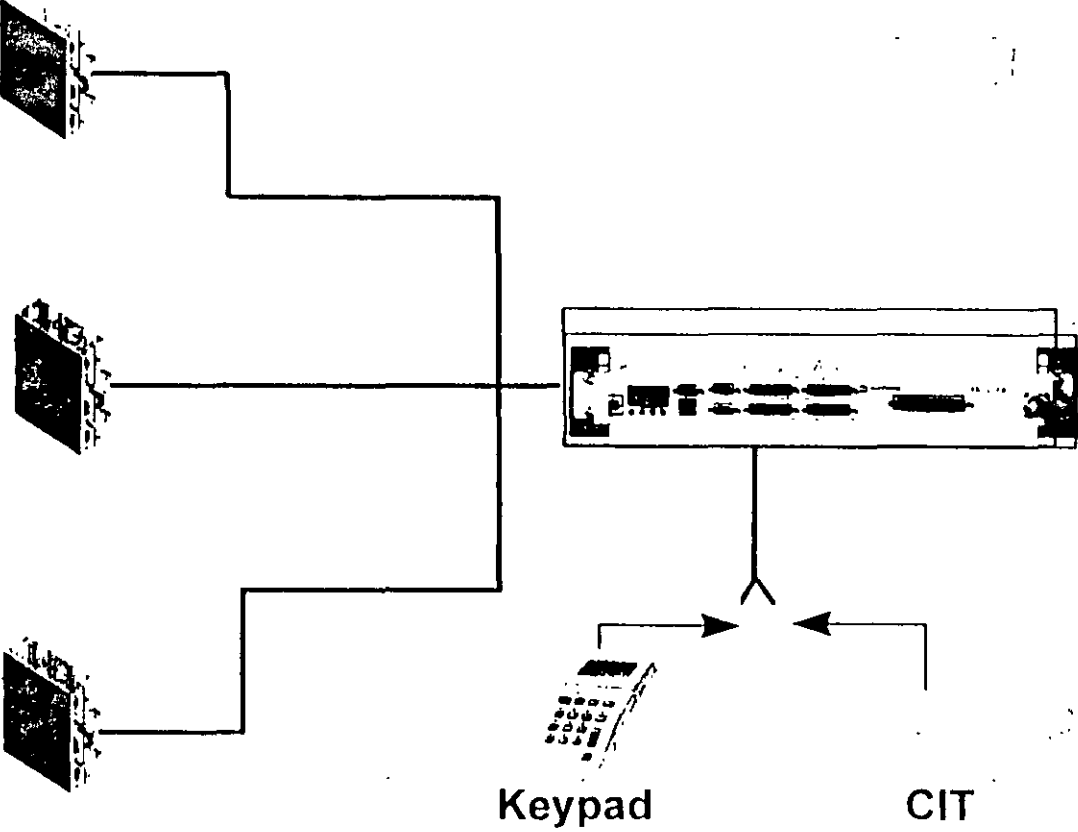
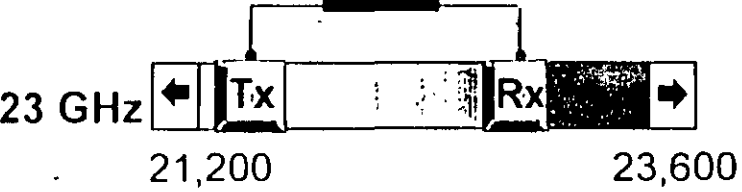
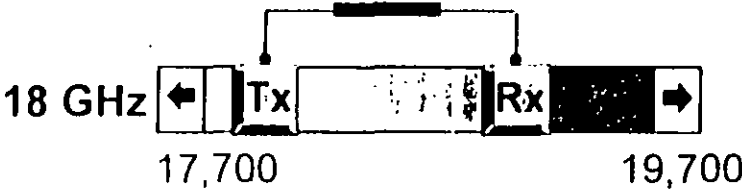


Antena

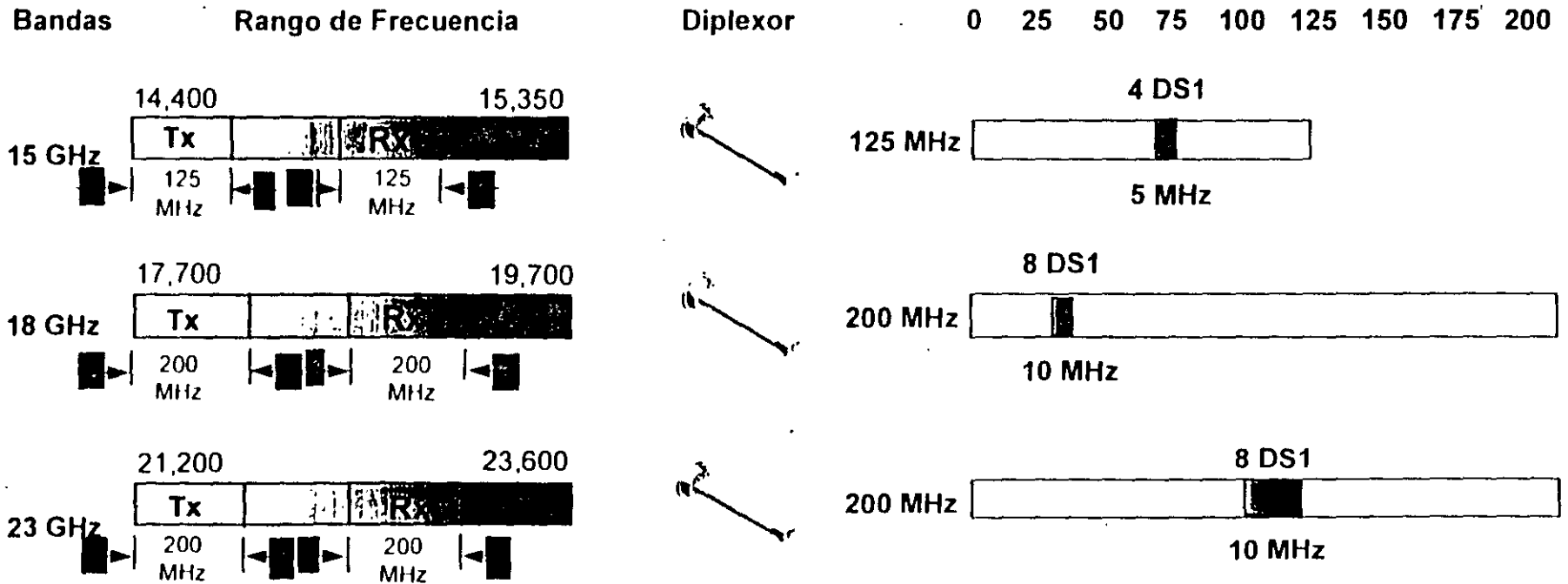
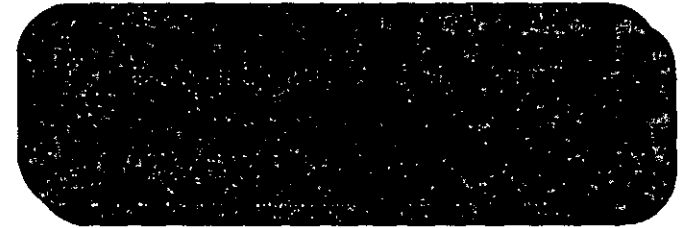
Transceptor

- 8 -

# Radio Digital Avanzado



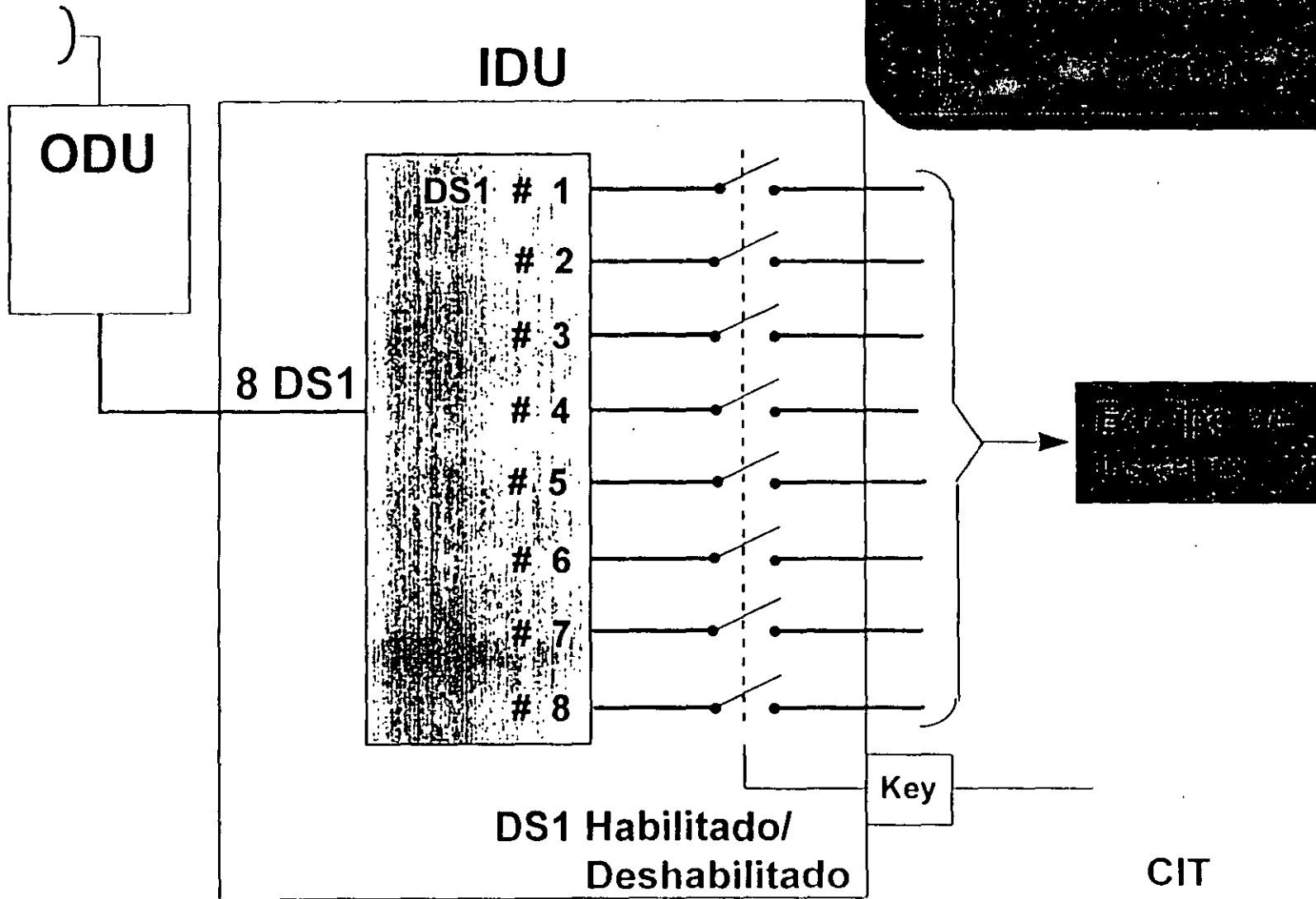
# Radio Digital Avanzado



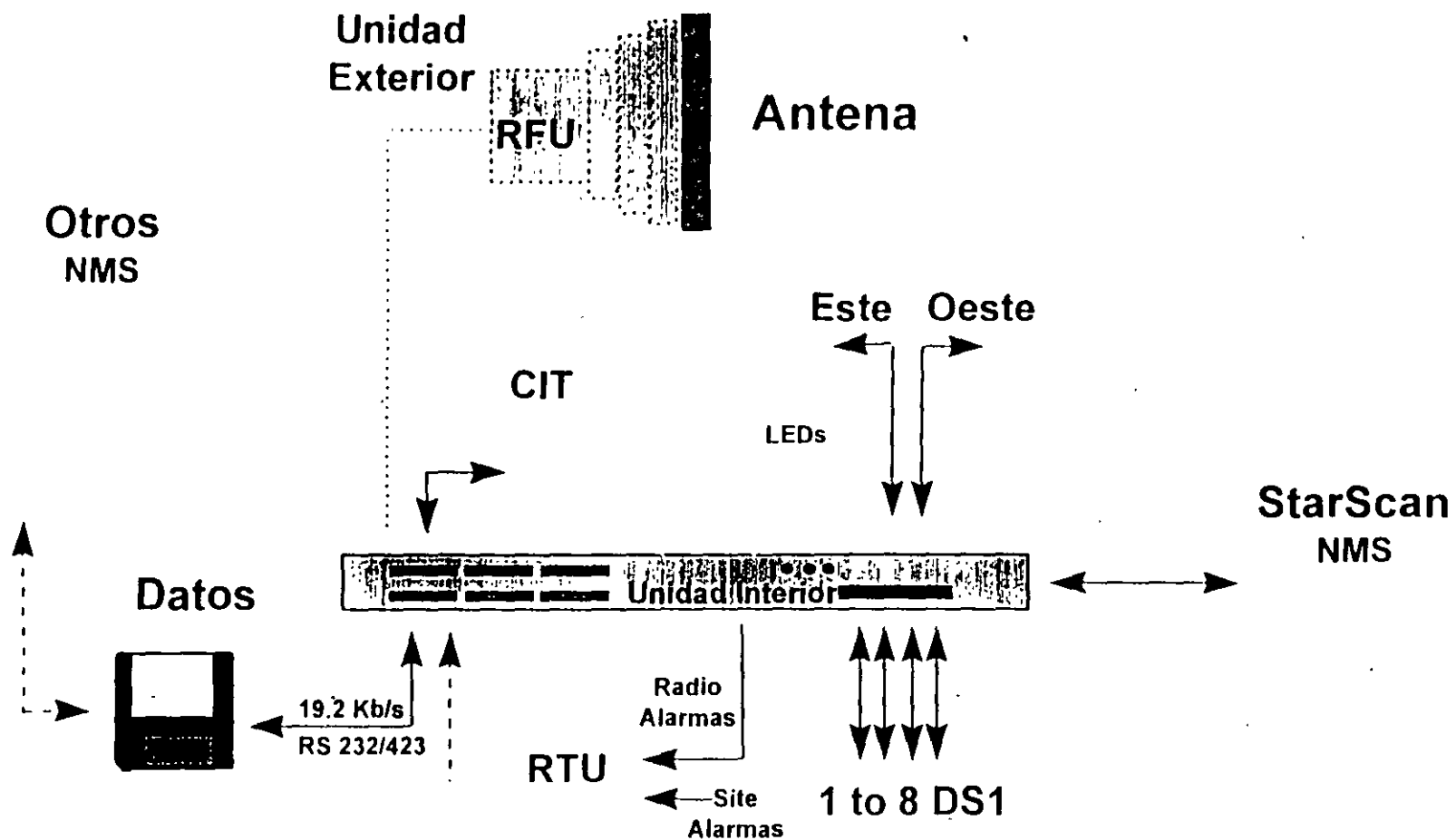
Capacidad del Canal

	5 MHz BW 4 DS1	10 MHz BW 8 DS1
15 GHz	25	12
18 GHz	40	20
23 GHz	40	20

# Radio Digital Avanzado

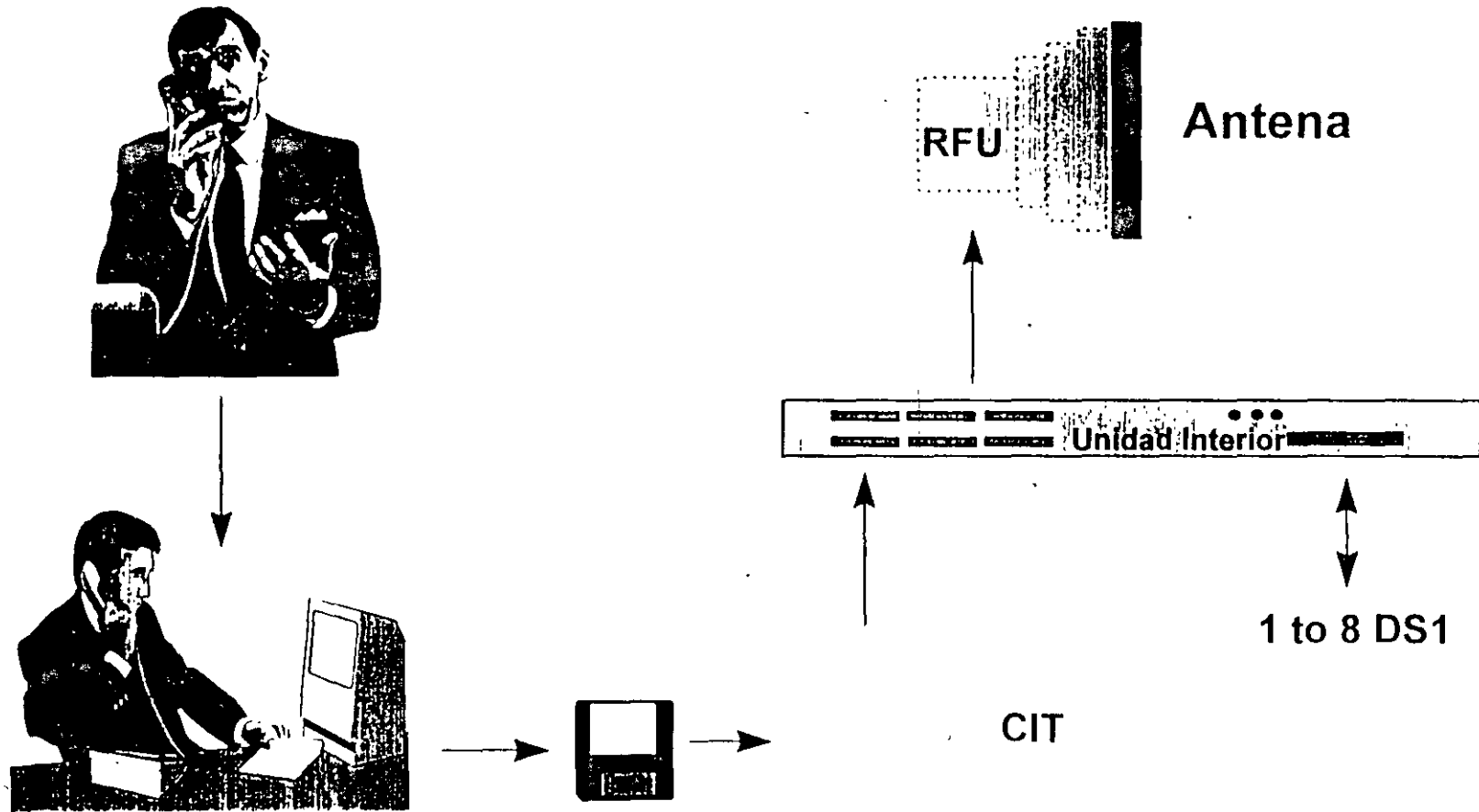


# Unidad Interior Radio Digital

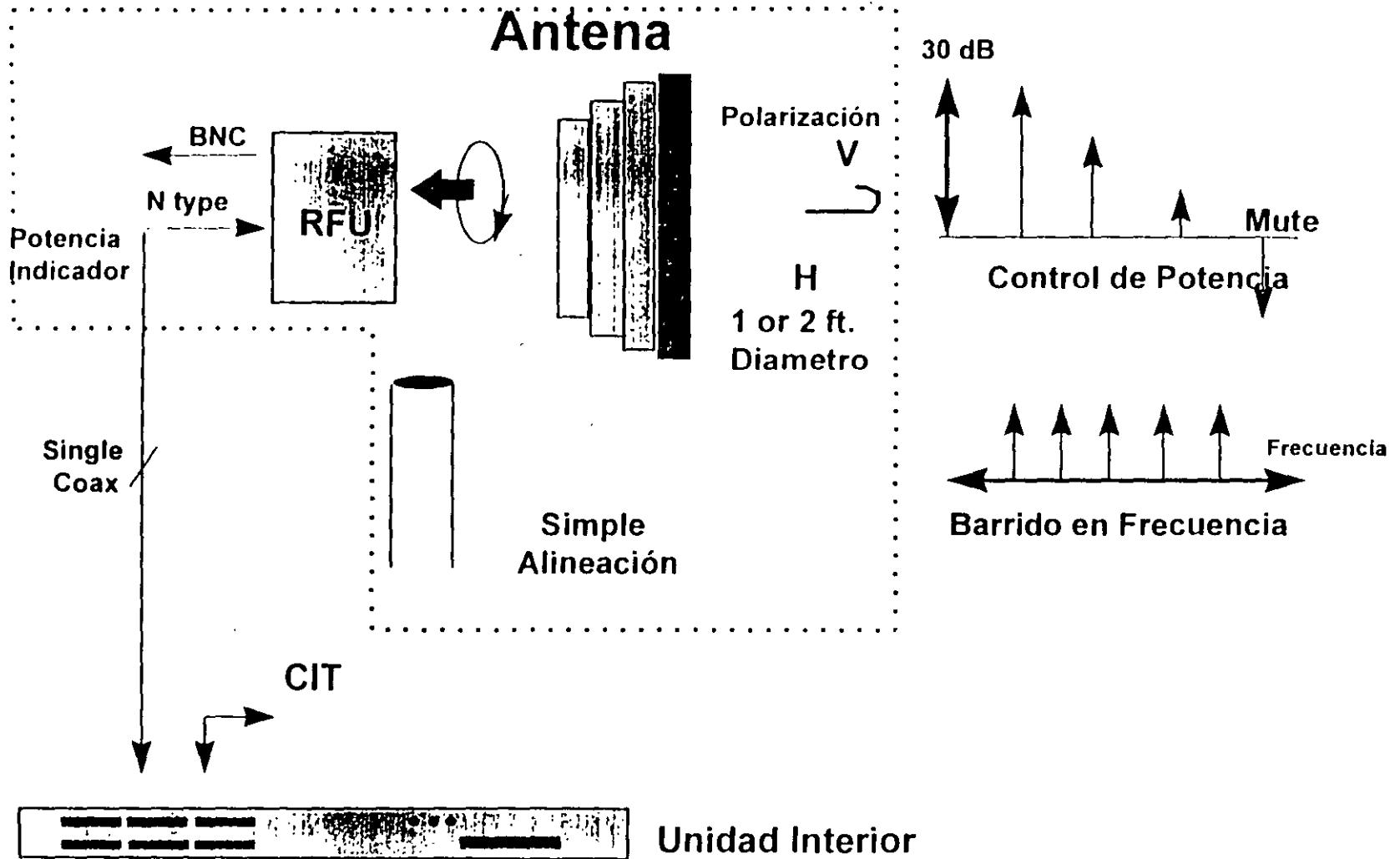




# Actualización a Distancia

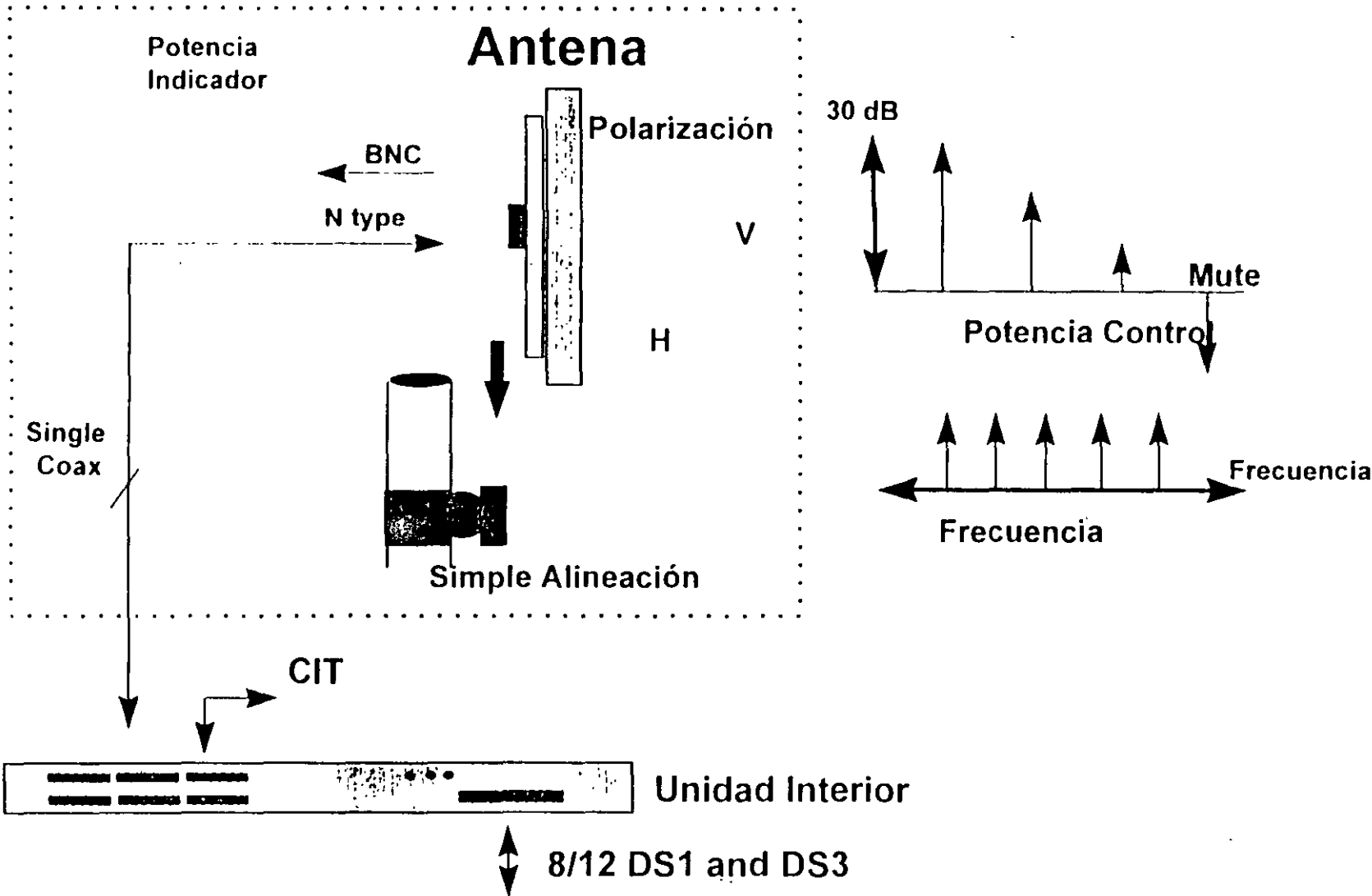


# Unidad Exterior

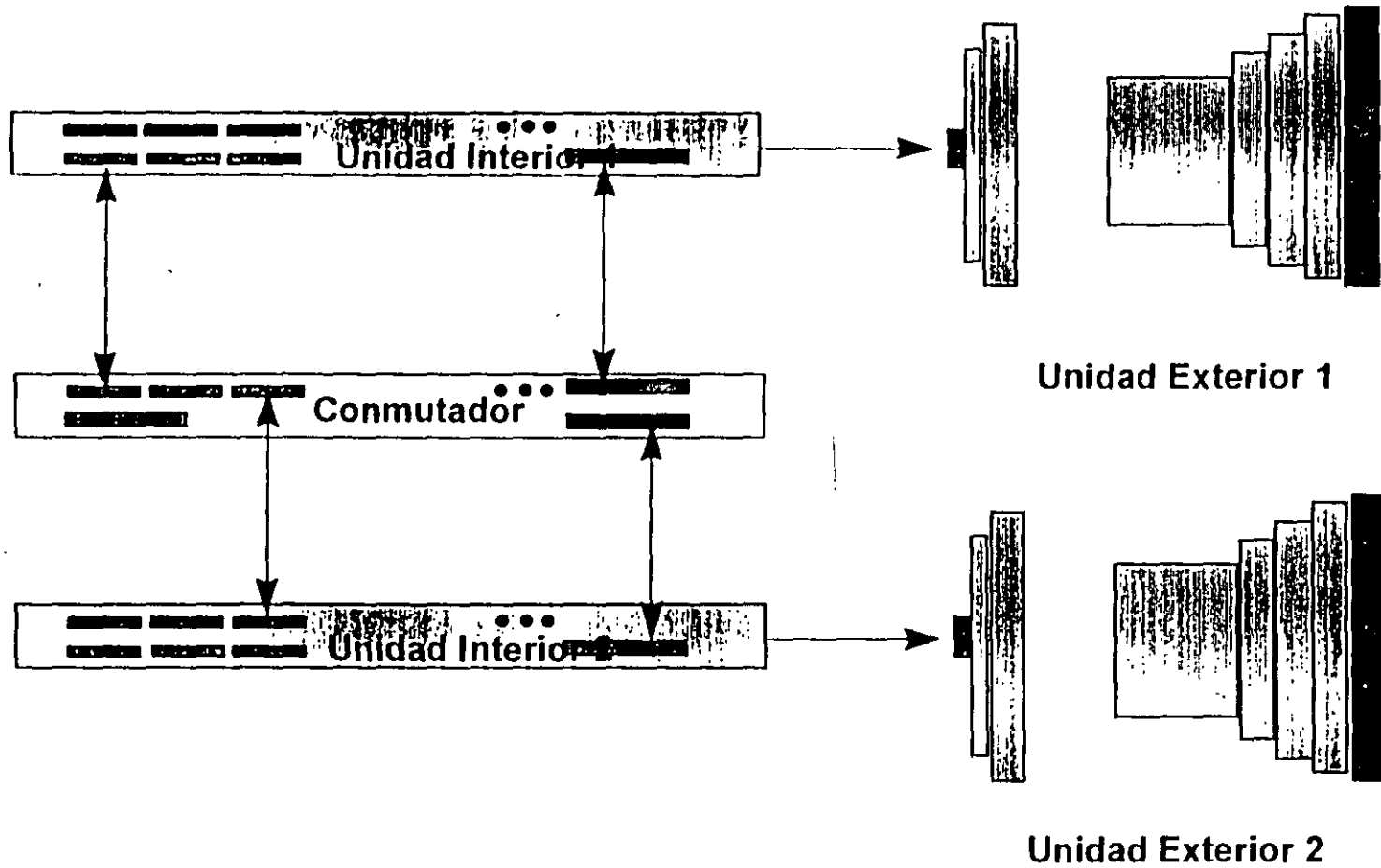


14

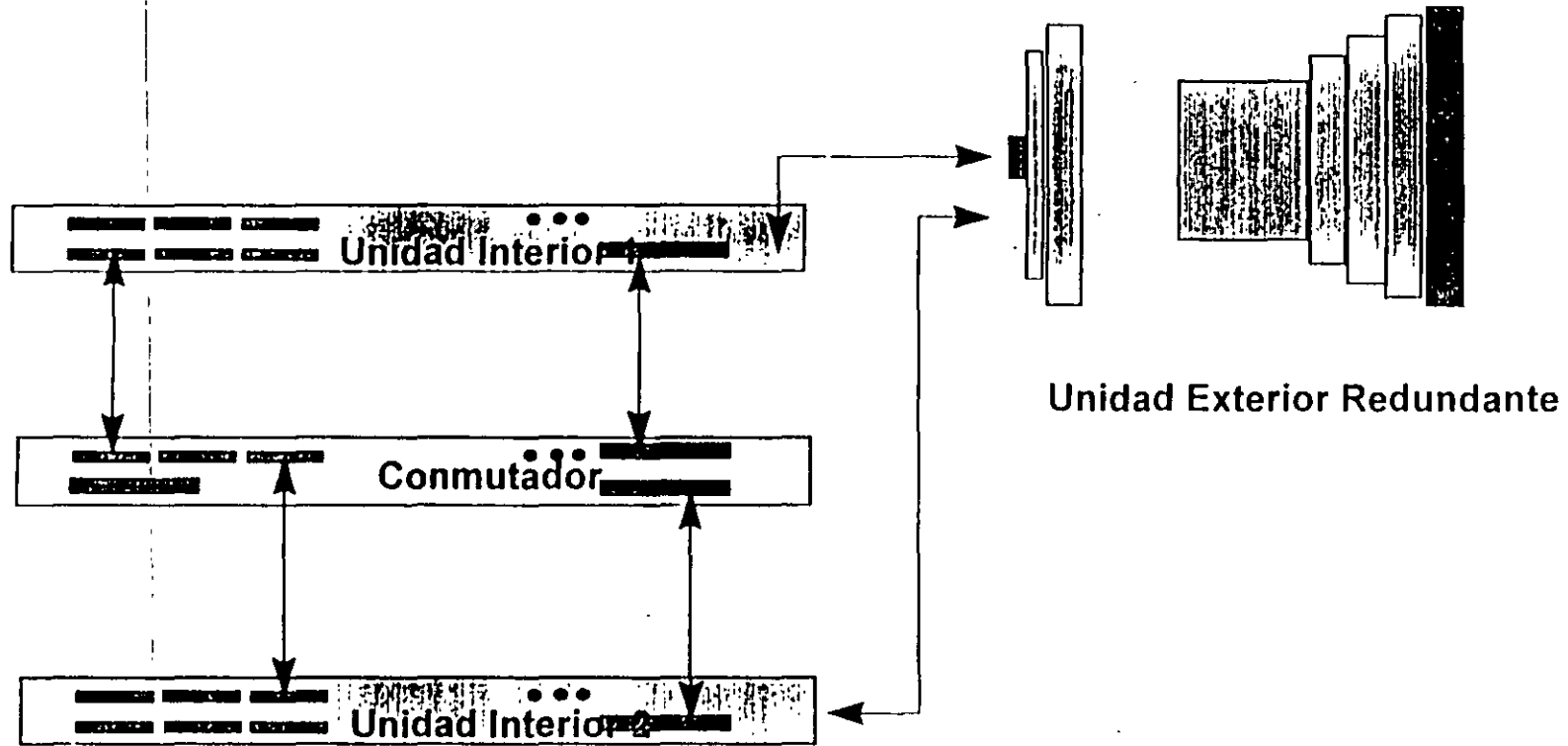
# Antena Plana



# Esquema de Protección



# Unidad Exterior Redundante



# Beneficios del Radio Digital

## Resumen

- Capacidad de actualización del Software
- Solución económica
- Rapida Instalación
  - Entrega en par de semanas
  - Configuración en-sitio (Potencia transmitida, Frecuencias)
  - Alineación de la Antena Simple y precisa
- Unidad de Radio.
  - Fácil reemplazo
  - Mantiene la Alineación de la Antena
  - Fácil mejoría de la Antena
- Plataforma Común para todas las Frecuencias
- Sin Opciones
- Puede ser Integrado con Otras Redes

# Radio Digital PCS/Celular

## Resumen

- Sistema de Alta Capacidad ( >8 DS1 hasta DS3)
- Expandible de 8 DS1 a DS3
- Eficiencia espectral con modulación QAM
- Antena "Invisible"
- Posibilidad de montaje en muros
- **En el Futuro Inmediato**
- Compatibilidad con Sonet a OC1
- Alineación Electrónica de la Antena

# Aplicaciones

## Rural

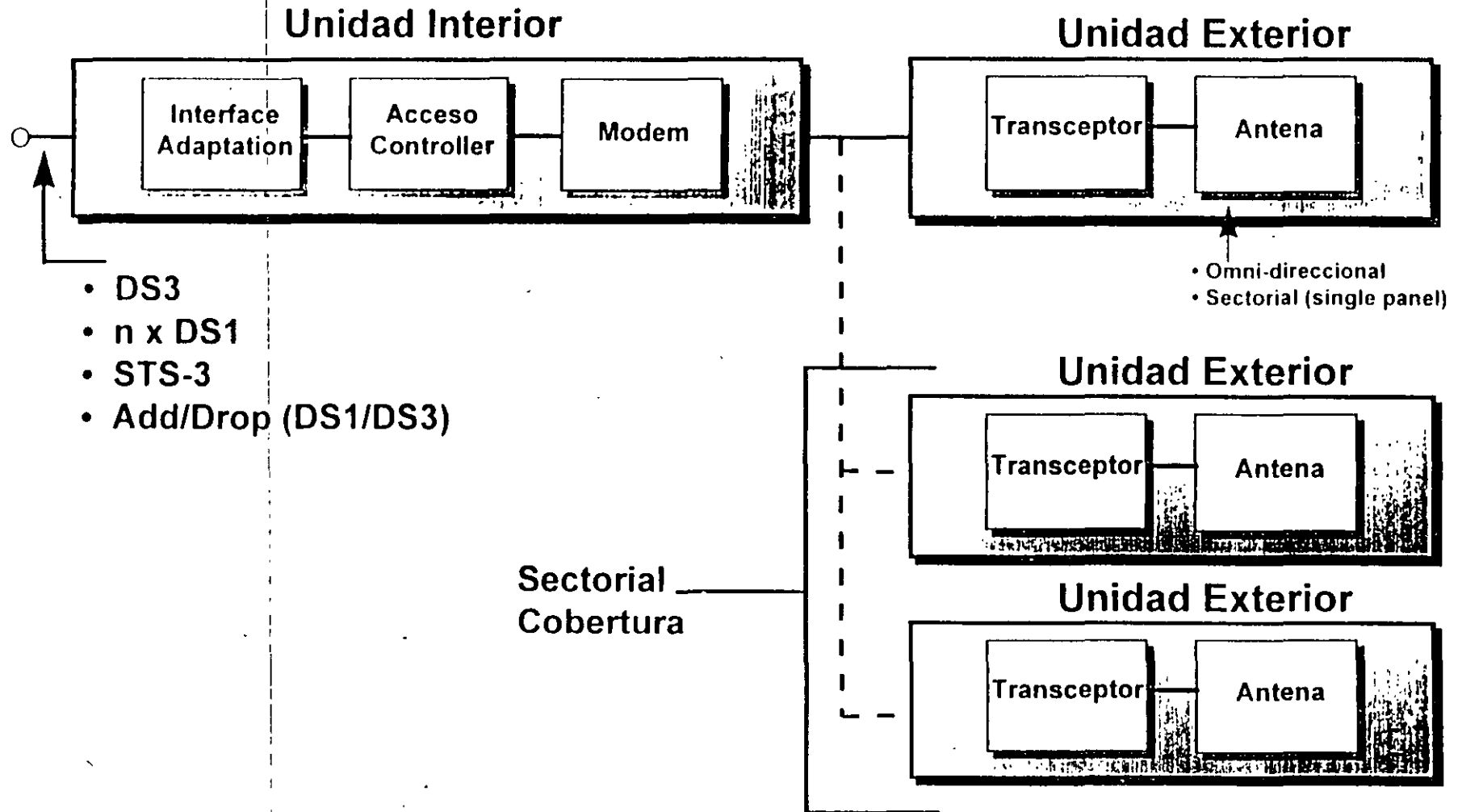
- Larga Distancia y baja Capacidad
- Voz y Datos

## Ciudad

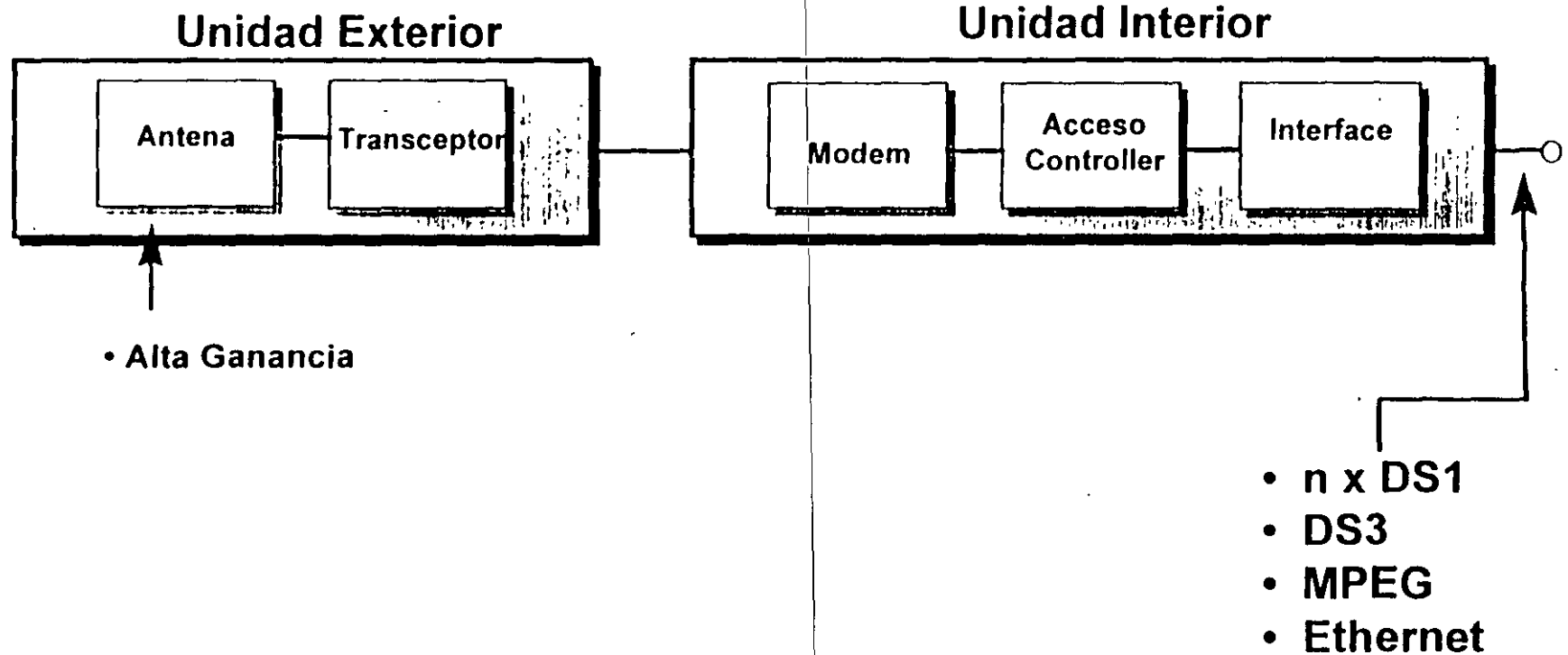
- Cortas Distancias y Alta Capacidad
- PCS
- TV
- WLL
- CAPs



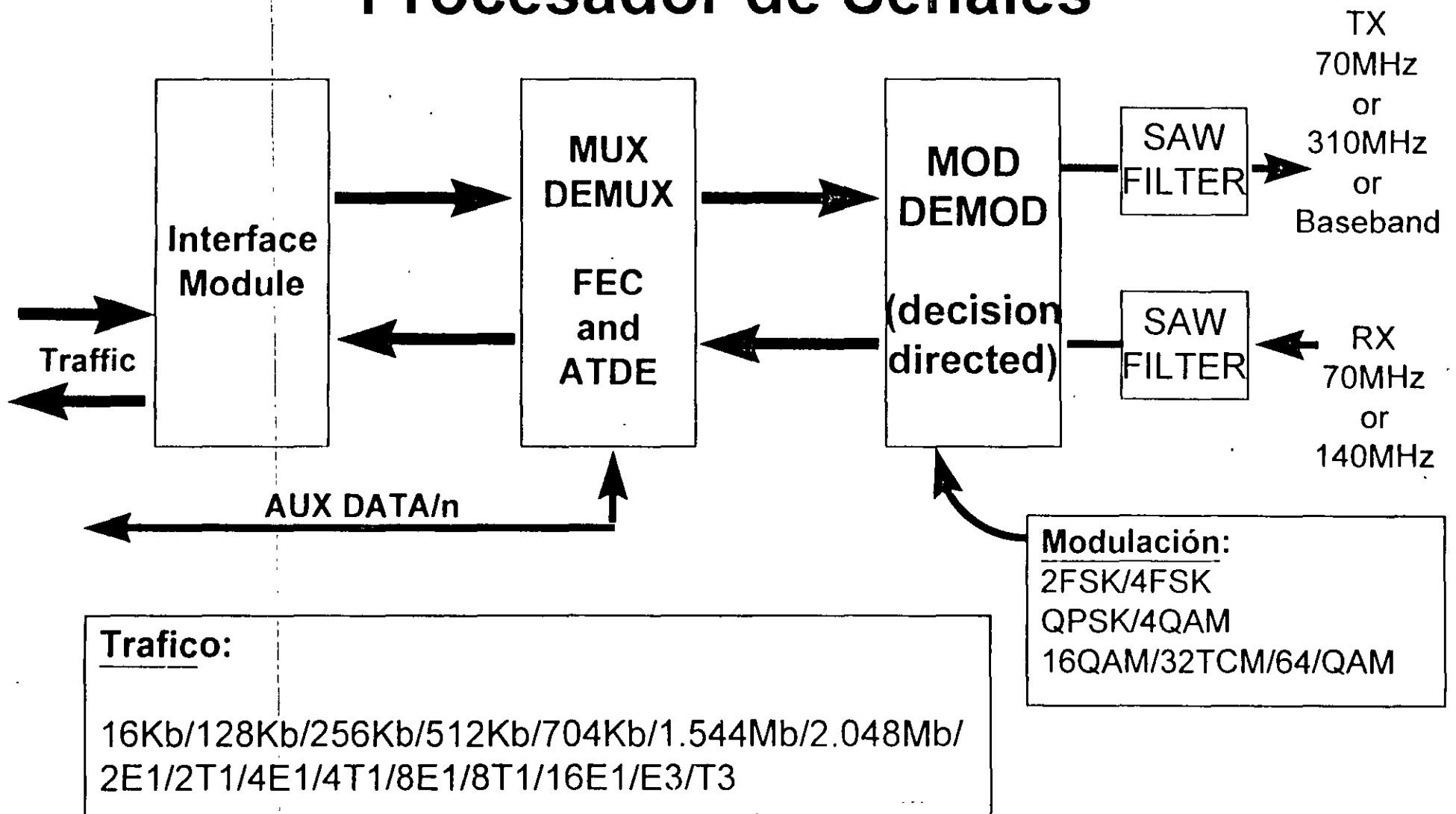
# Diagrama de Bloques: Estación Base



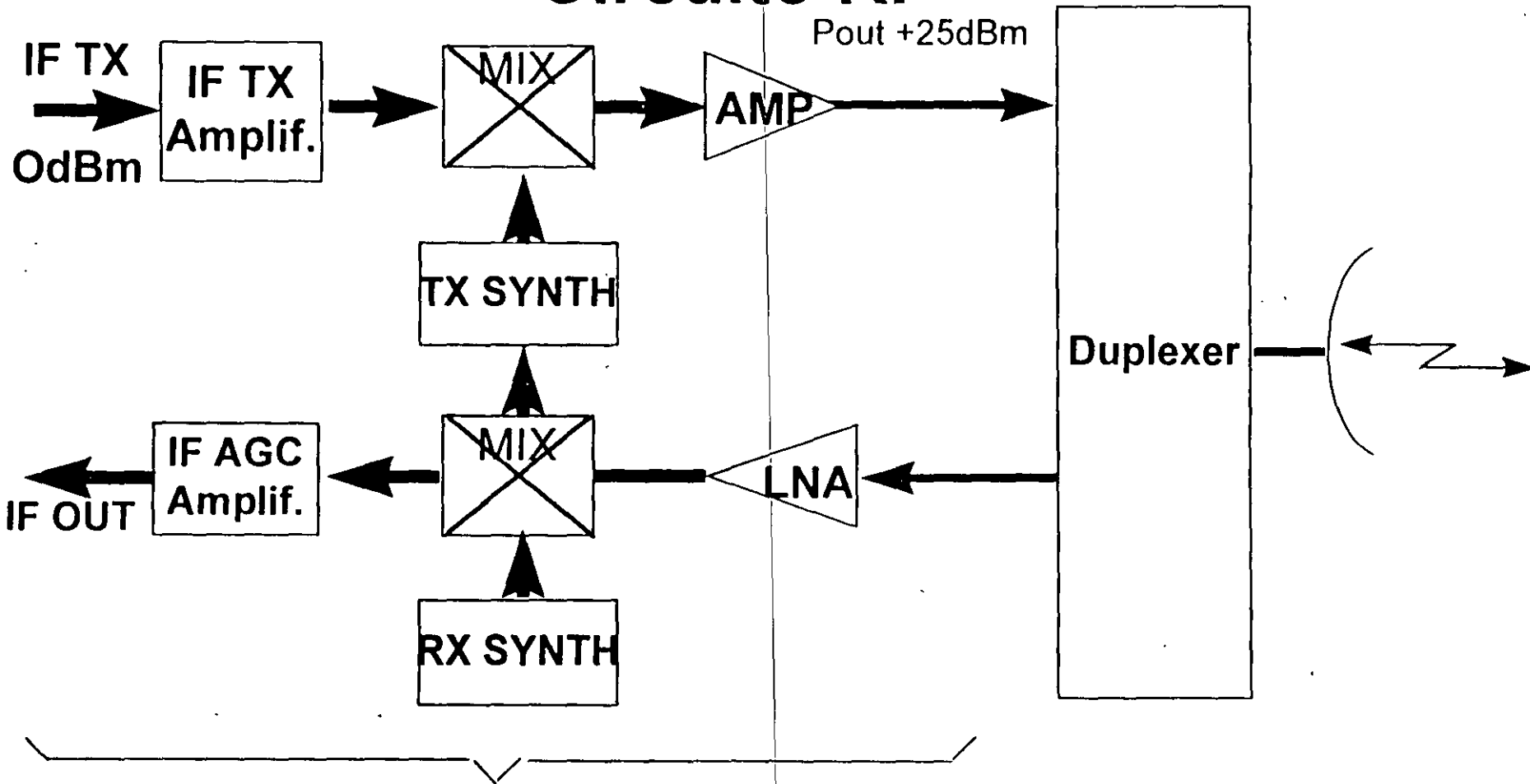
# Diagrama de Bloques: Estación Remota



# Procesador de Señales

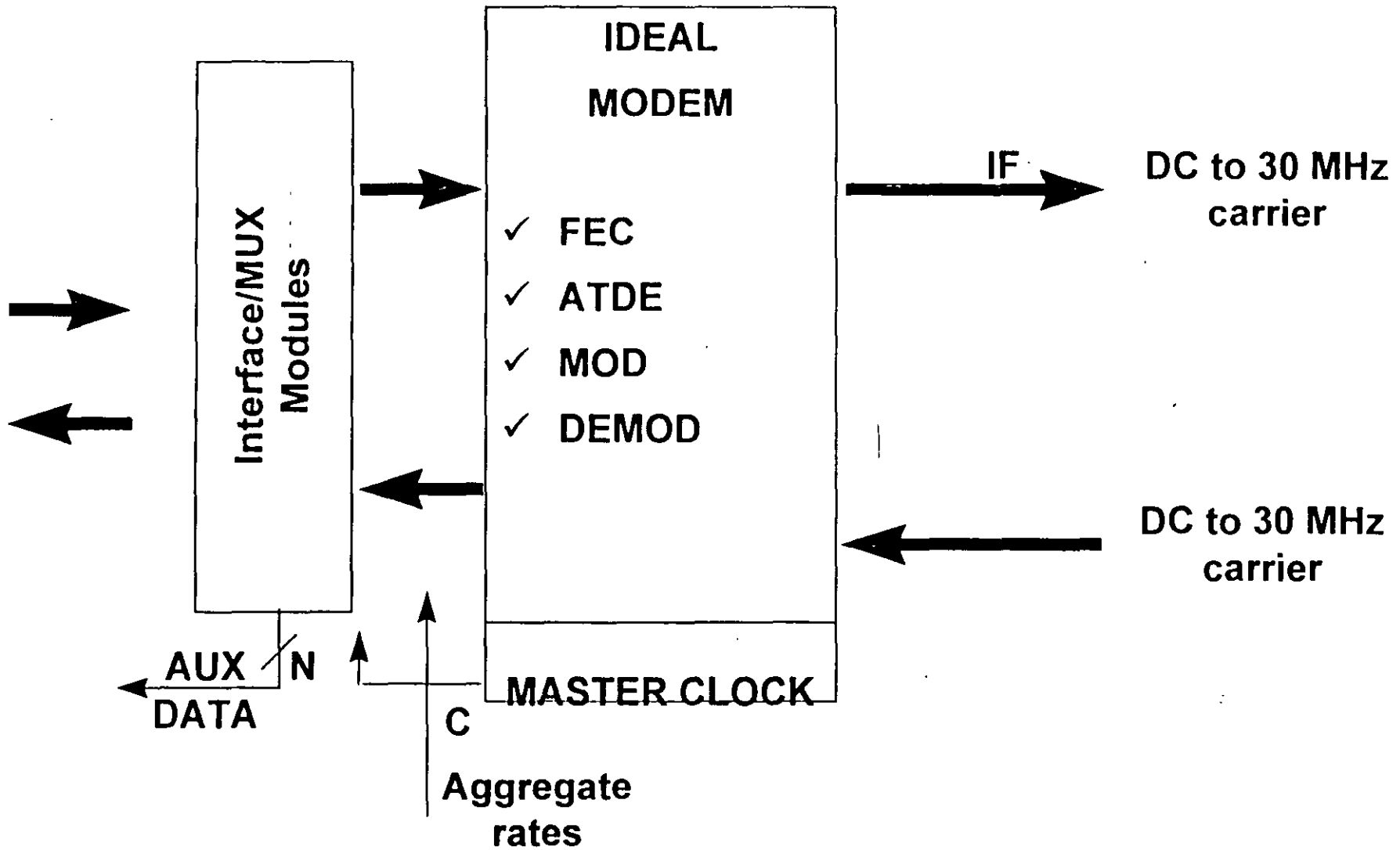


# Circuito RF

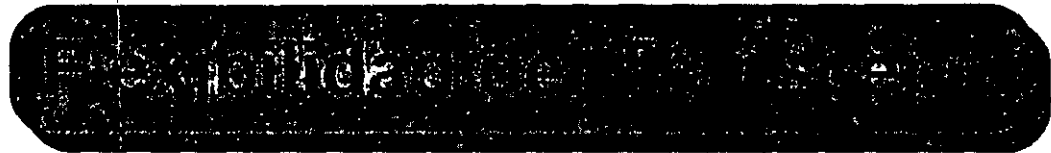


Rango Dinámico. -10dBm to -100dBm

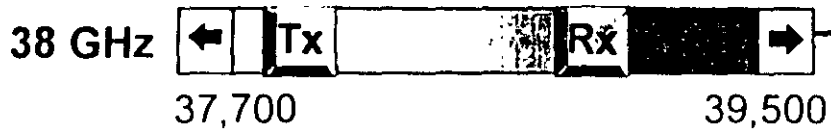
# Modem Ideal



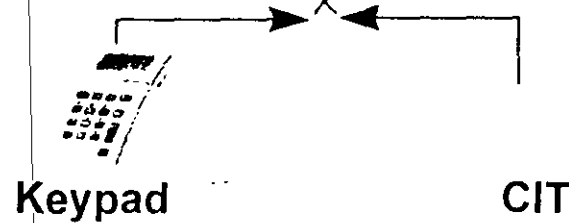
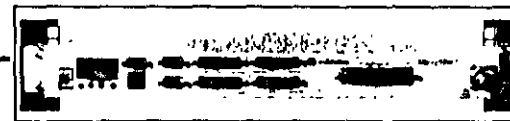
# Radio Digital Avanzado



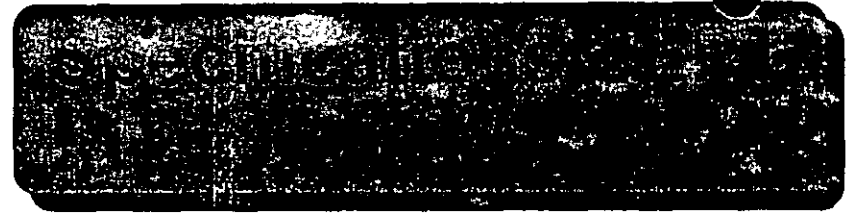
← Bands →



Tuning range



# Radio Digital



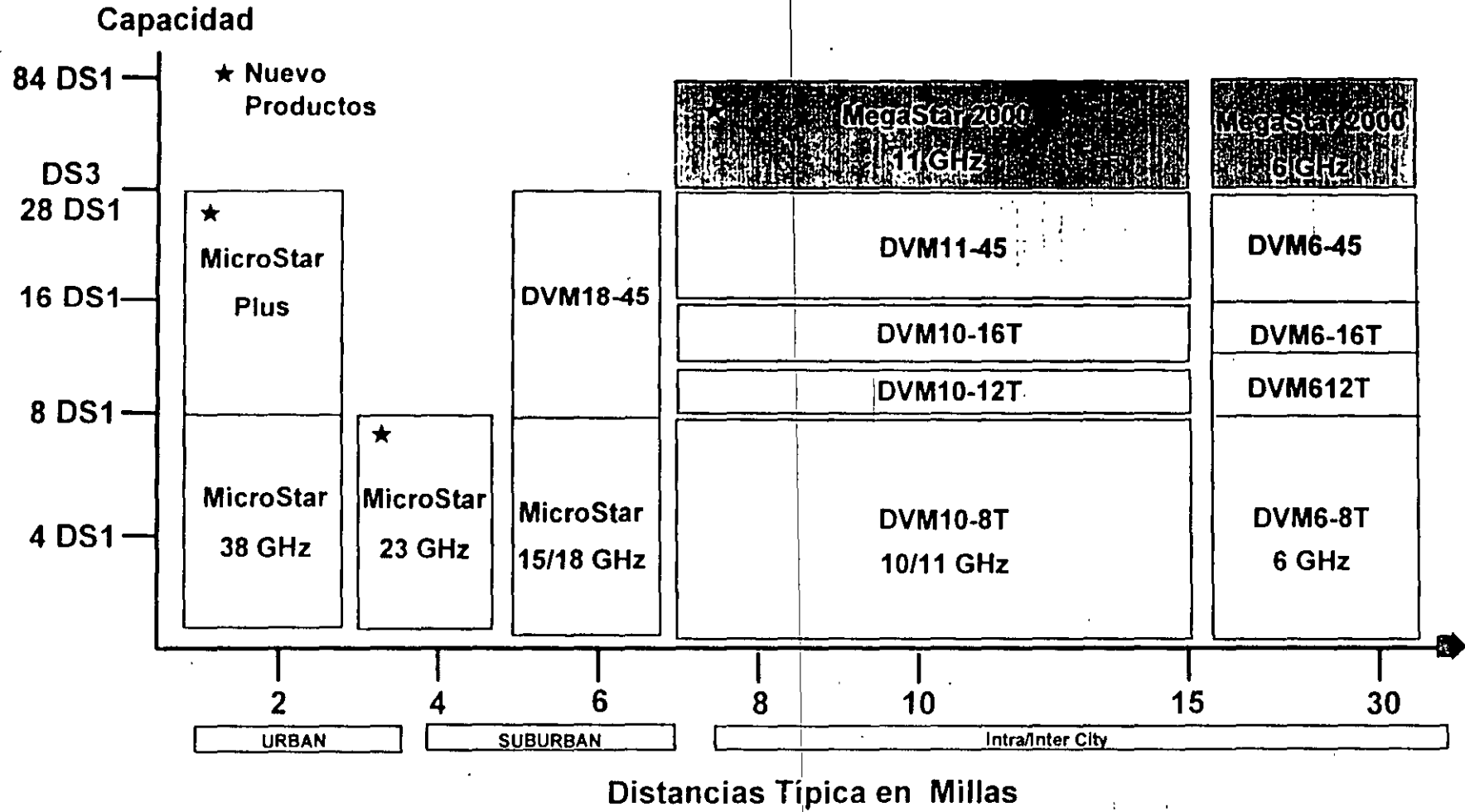
**26 GHz**

24,500 - 26,500

Frequency Range (MHz)	3.5 MHz (1 E1)	3.5 MHz (2 E1)	7 MHz (4 E1)	14 MHz (8 E1)	28 MHz (16 E1)
Channel Bandwidth (Capacity)	OQPSK				
Modulation	112	109	106	103	100
System Gain (dB)*	110.5	107.5	104.5	101.5	98.5
Transmitter Power	+ 17 dBm at antenna port				
Power Consumption	< 45 watts				
Power Source	21 to 60 Vdc, positive or negative ground				
Network Administr.	SNMP, FarScan, StarScan				
Indoor	H: 45 mm	W: 483 mm	D: 267 mm	Weight: 3.5 kg	
Outdoor	H: 320 mm W: 320 mm D: 106 mm Wt: 4.9 kg (30cmx30cm antenna included)				
Environment	Guaranteed: Indoor, 0 to + 50 °C Outdoor, - 30 to + 55 °C				

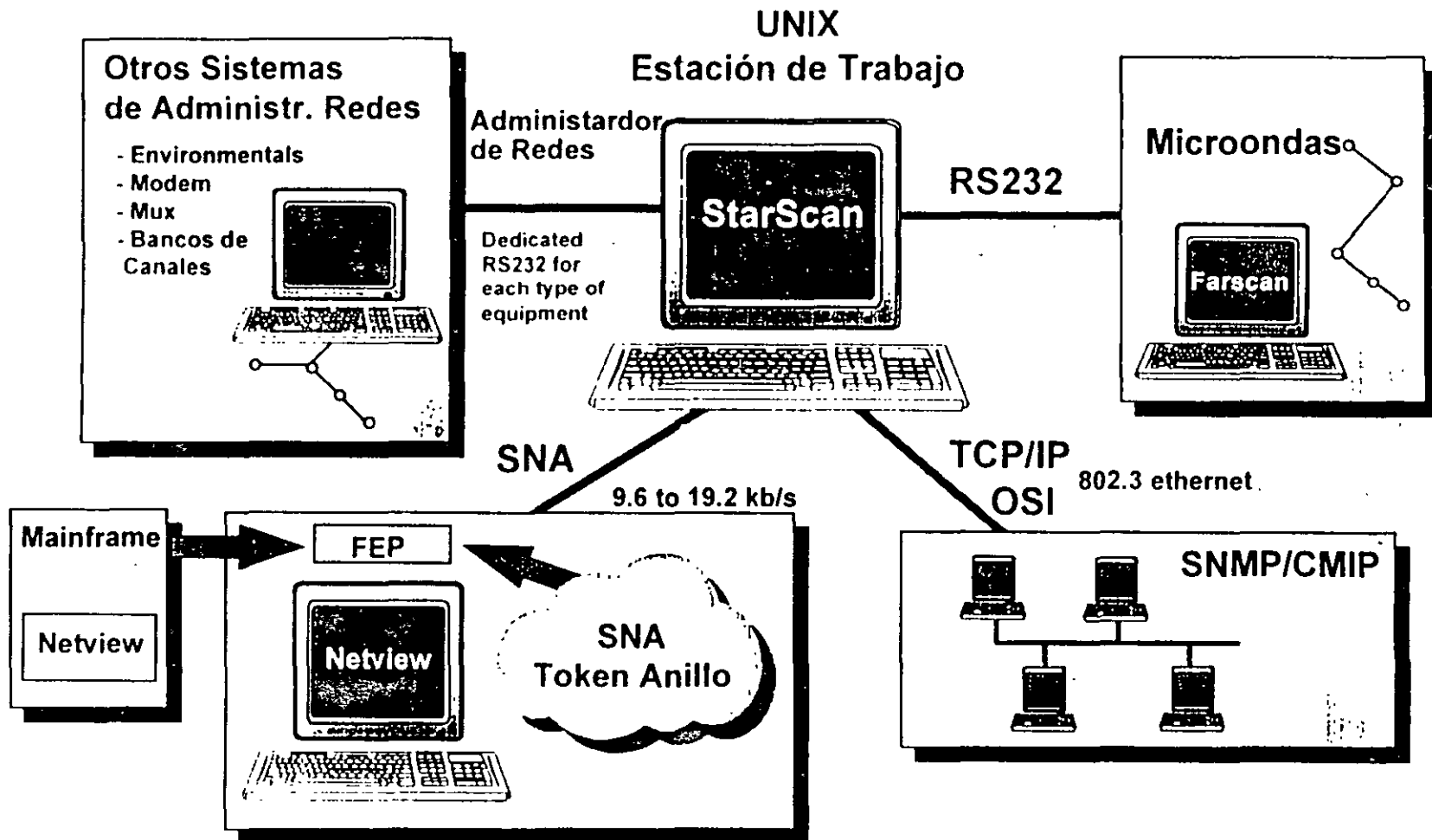
\* 1<sup>st</sup> line values for BER: 10<sup>-3</sup> ; 2<sup>nd</sup> line for BER: 10<sup>-6</sup>

# Redes Inalambricas

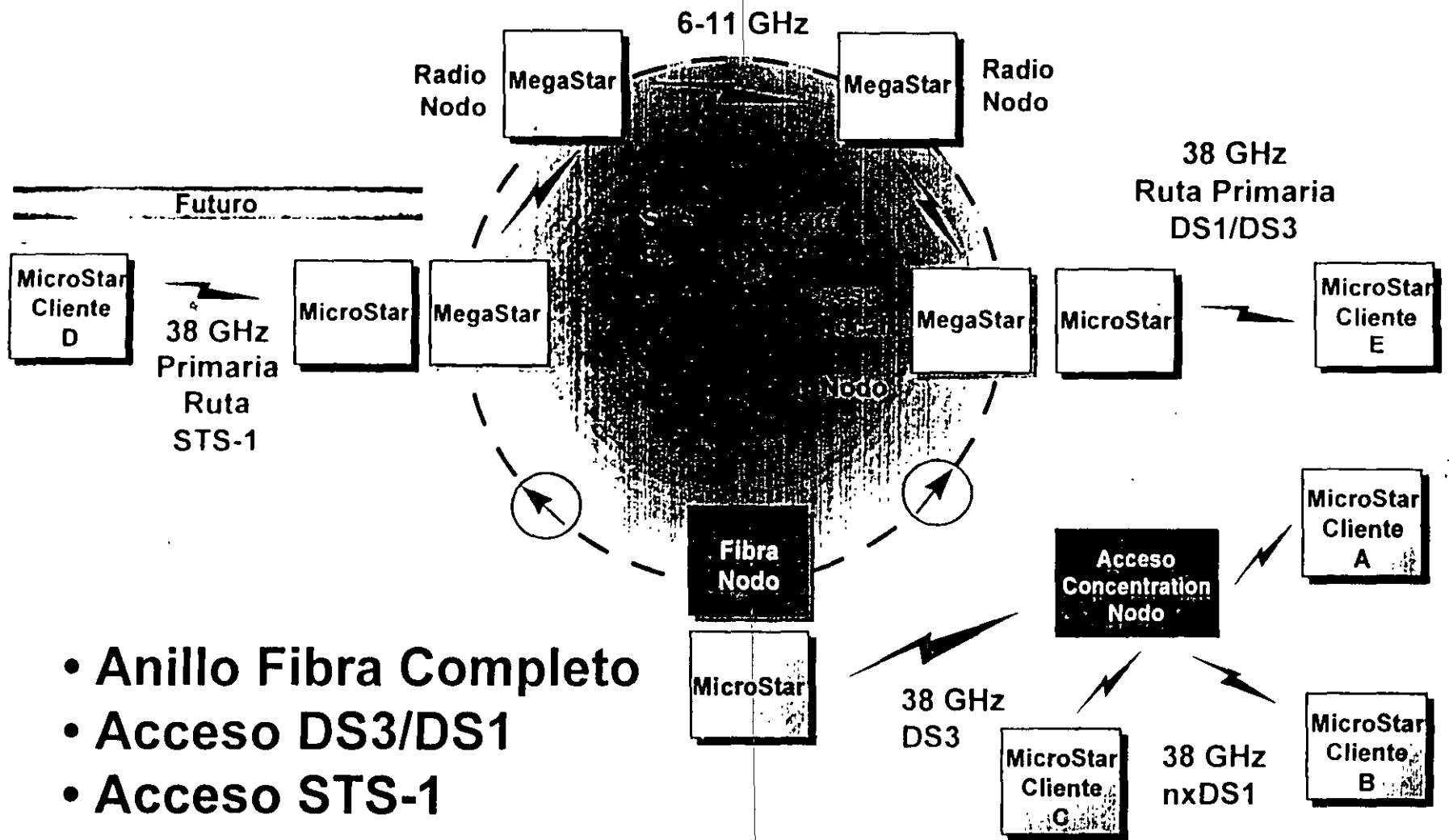




# Solución para Redes Inalambricas

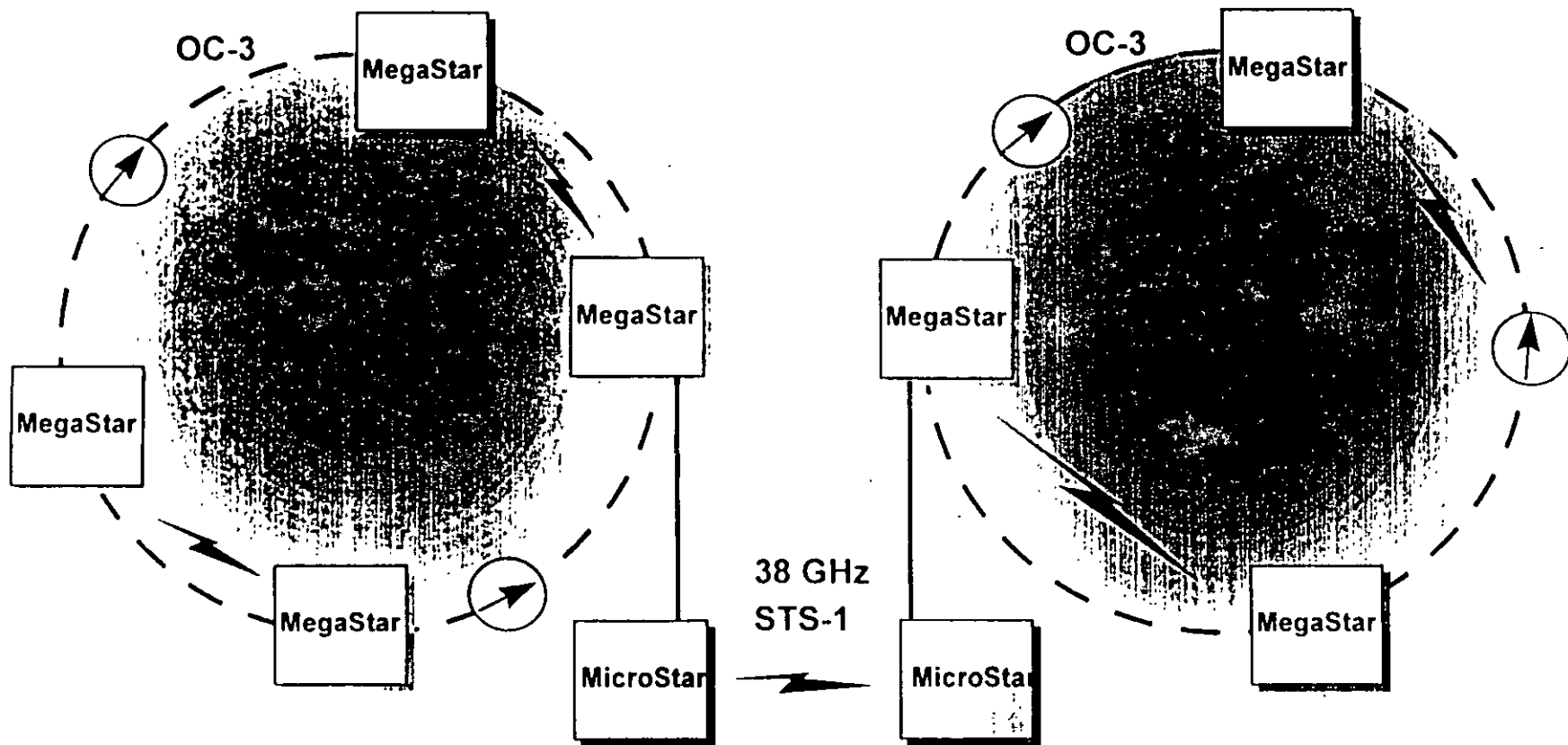


# Aplicaciones: Extención de Redes con Fibra

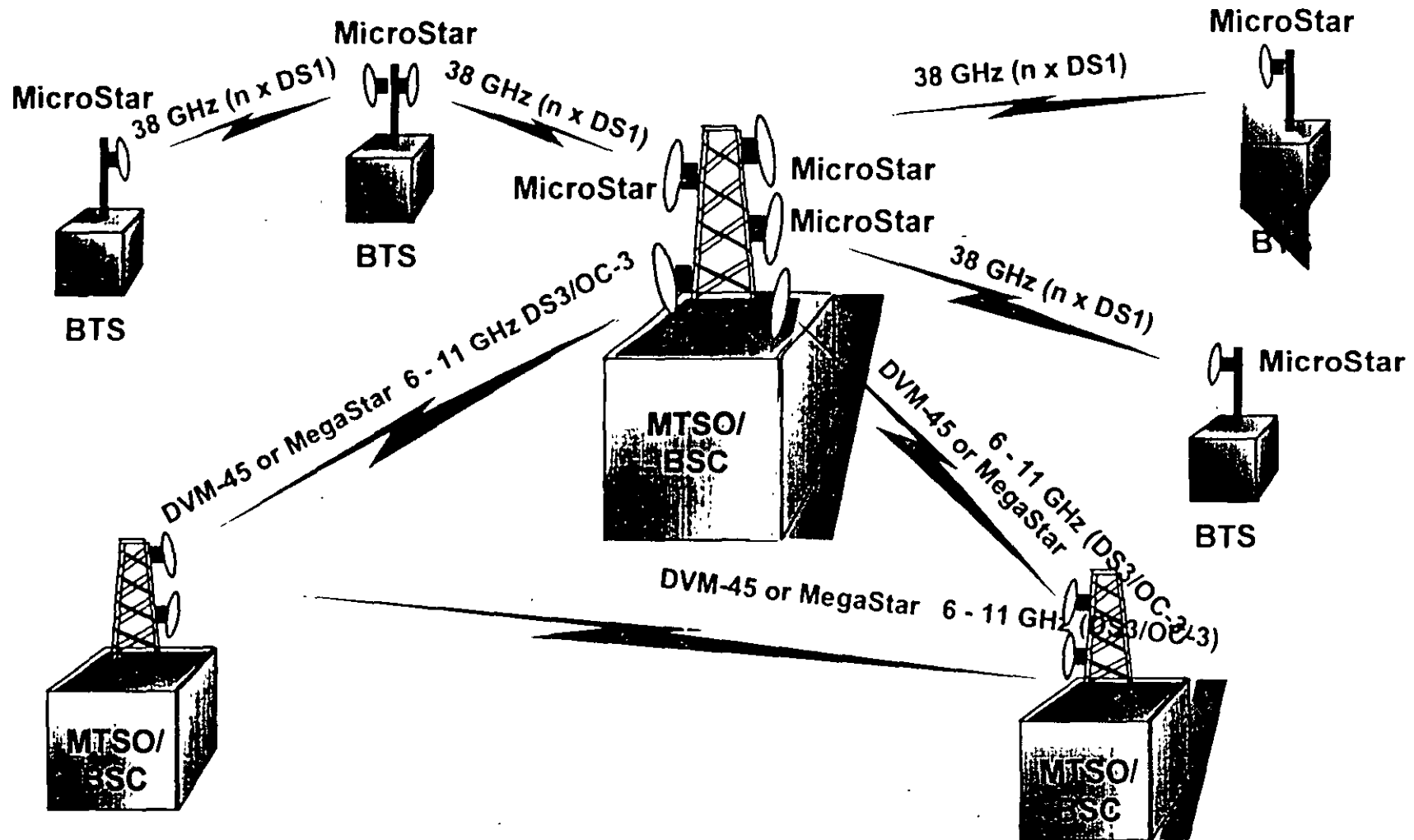


- Anillo Fibra Completo
- Acceso DS3/DS1
- Acceso STS-1

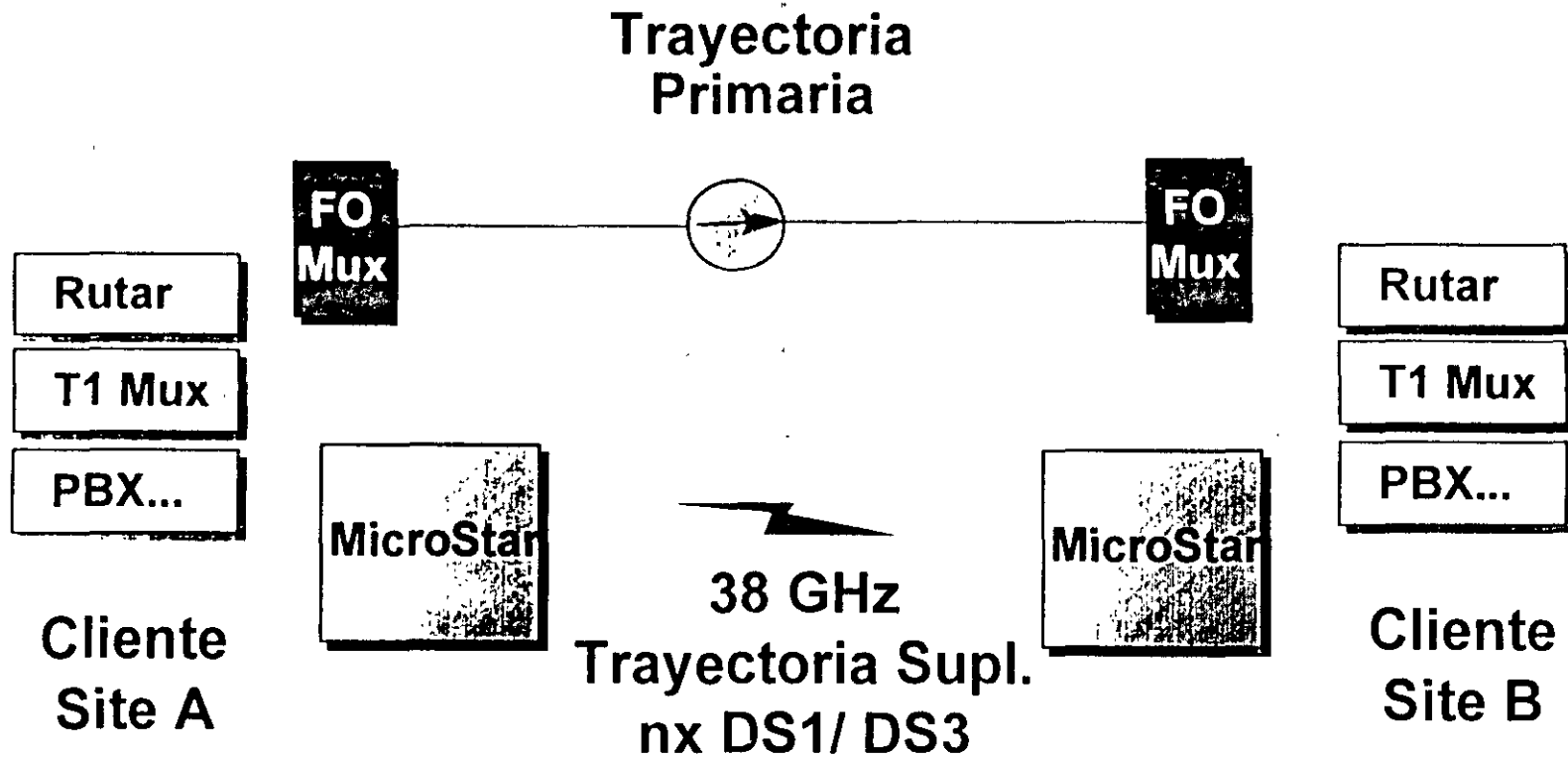
# Aplicaciones: Anillo de Interconexión



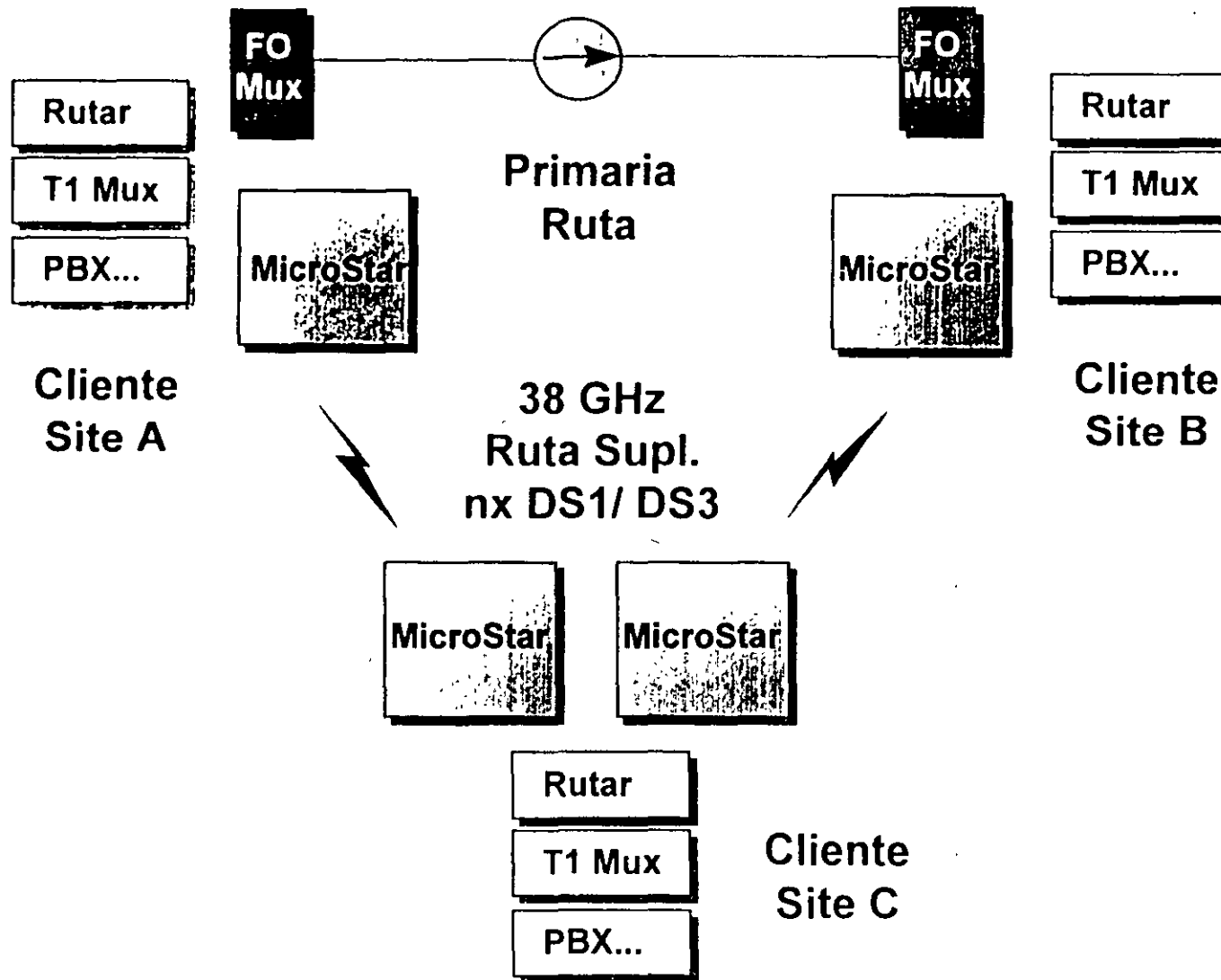
# Aplicaciones: Interconexión PCS/Cellular



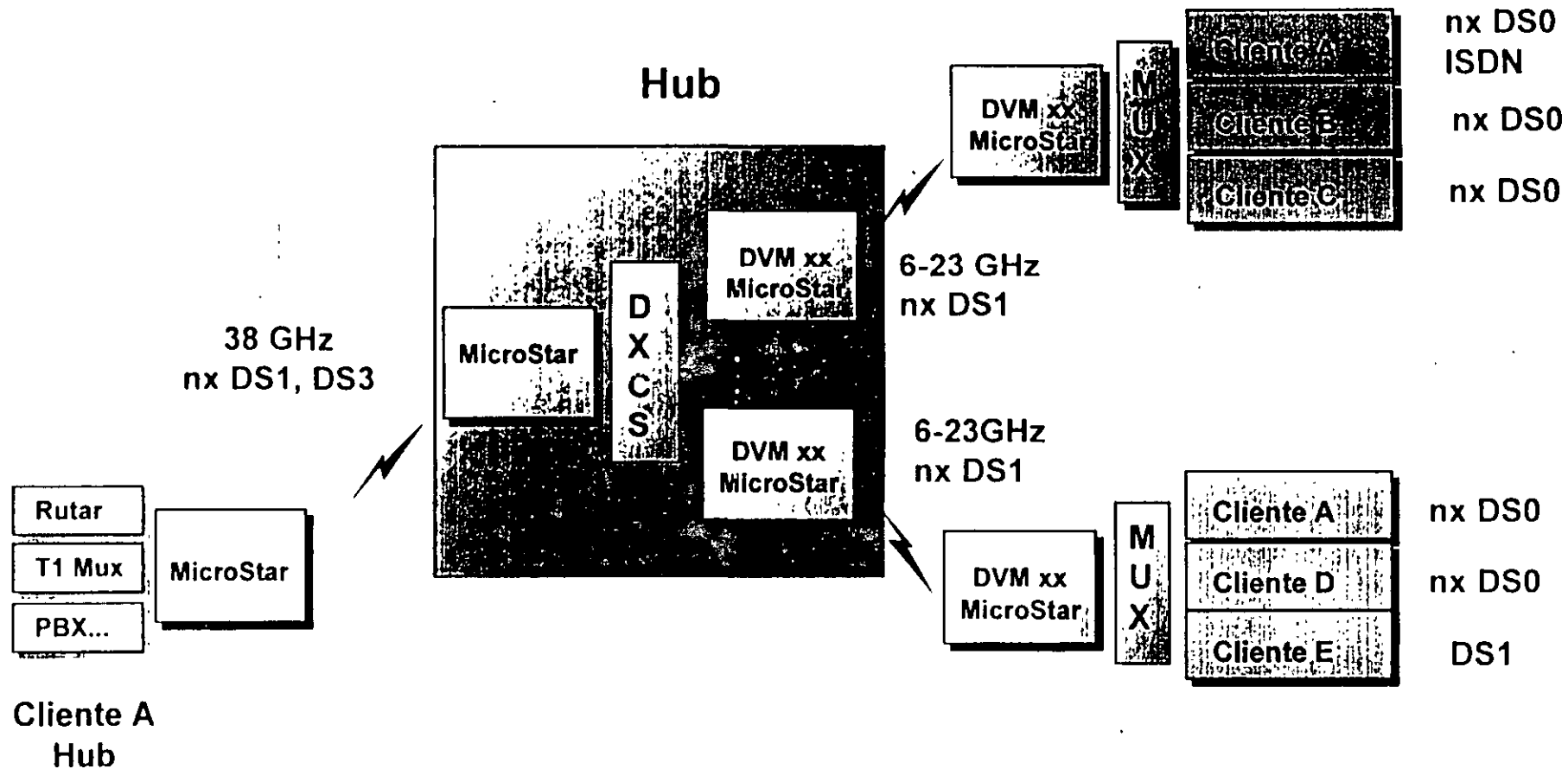
# Aplicaciones: Redes Privadas - Trayectoria Sup.



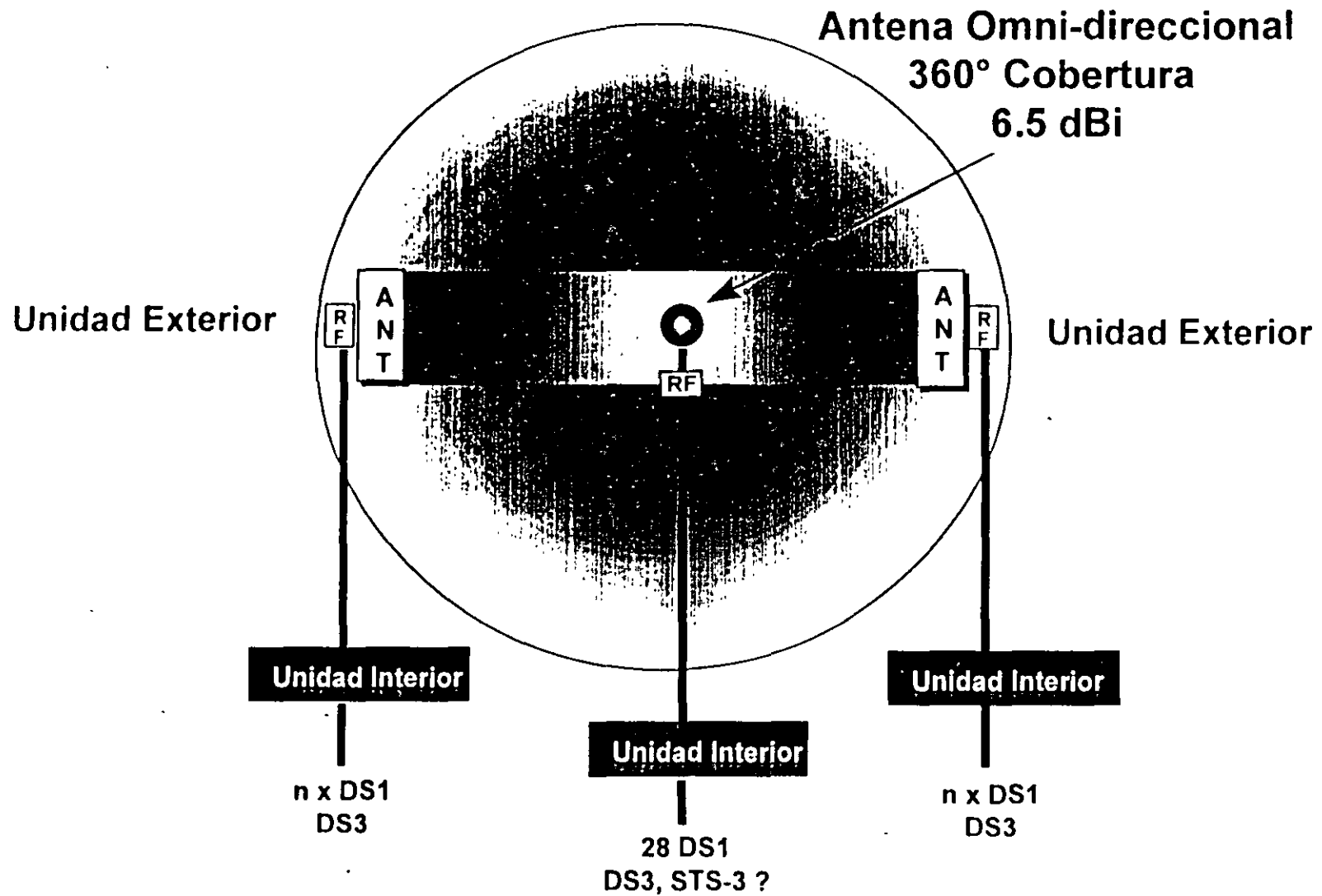
# Aplicaciones: Redes Privadas - Ruta Supl.



# Aplicaciones: Extención de Redes Privadas



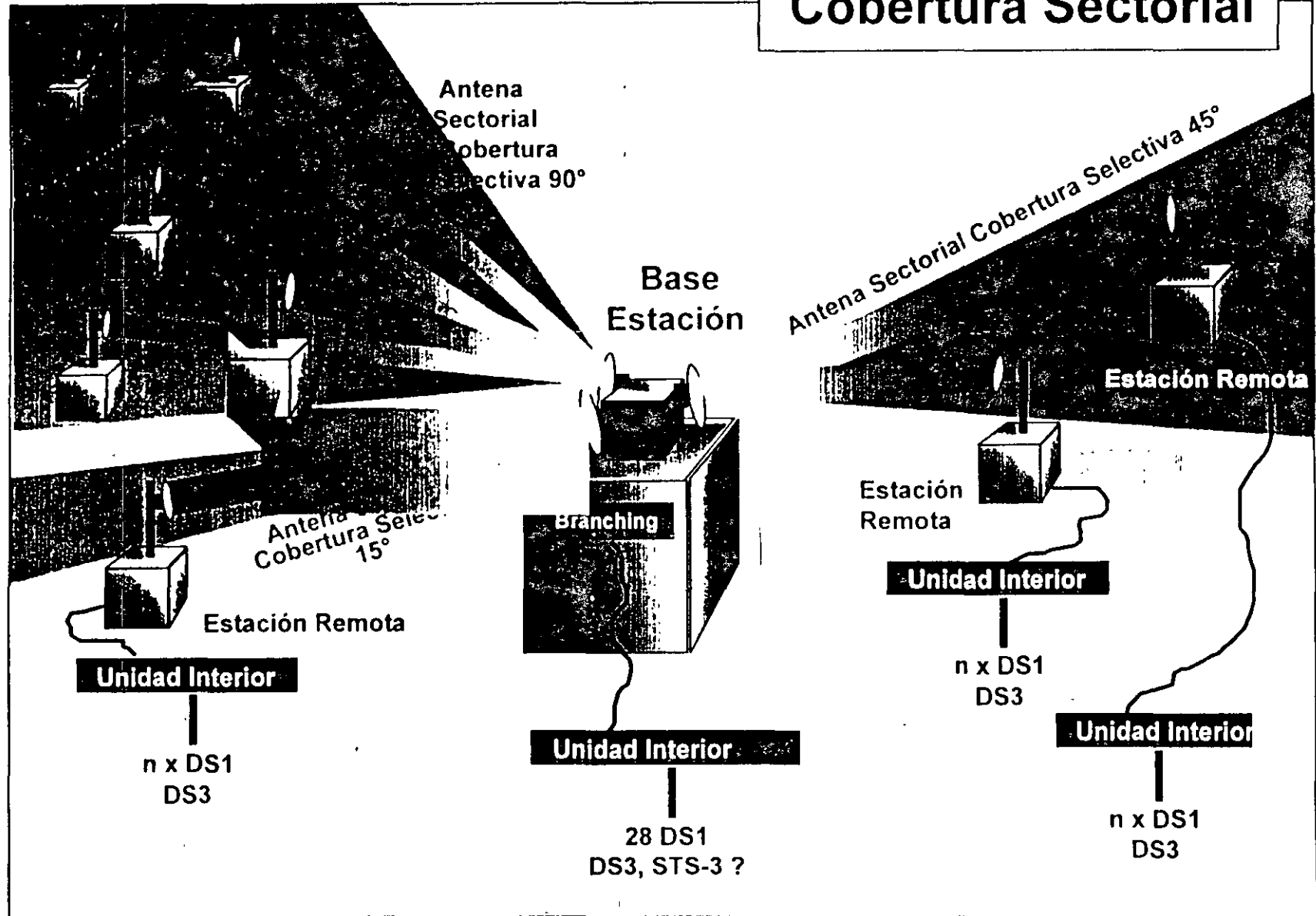
# Cobertura Omni-direccional



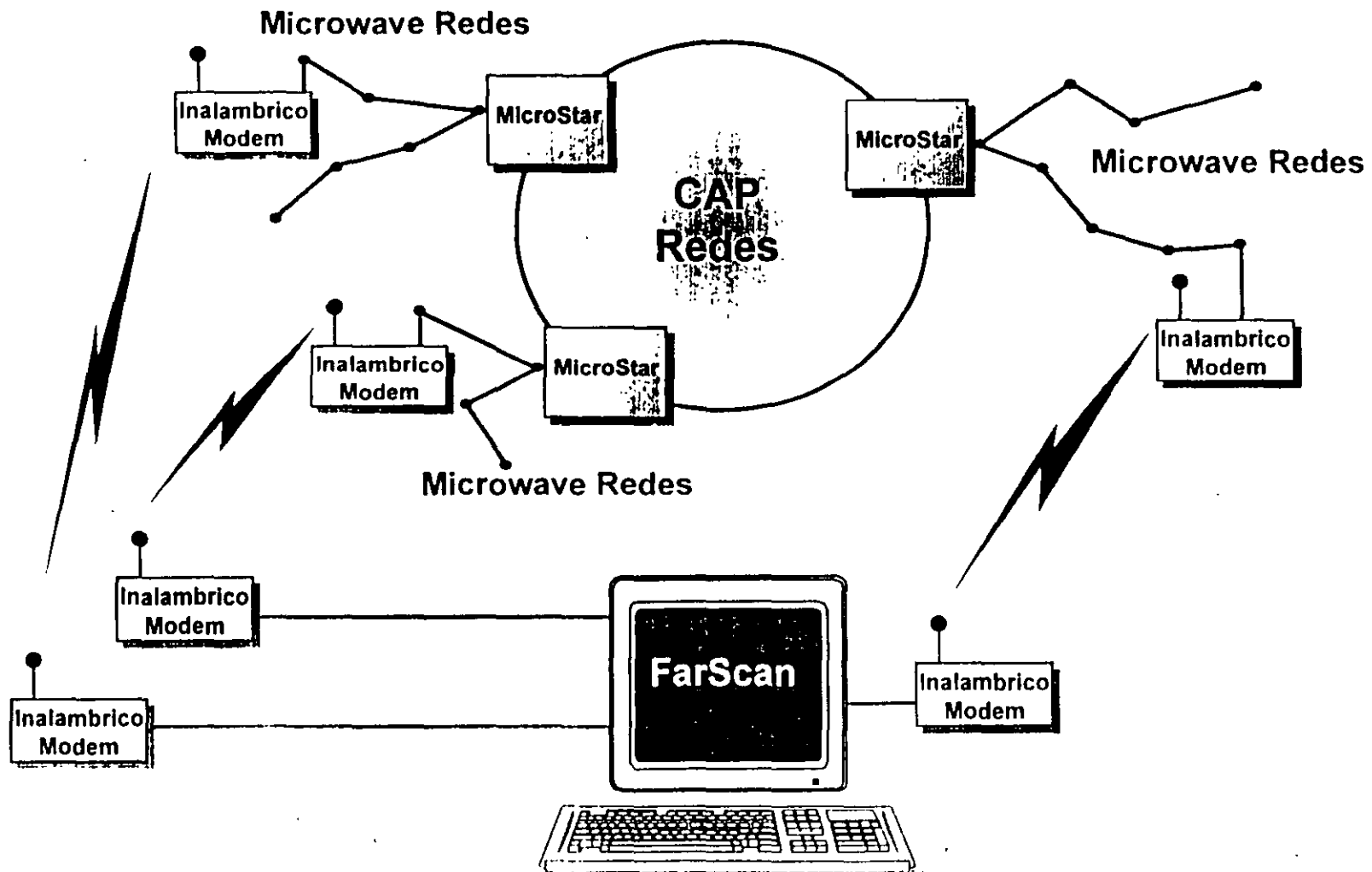
- 36 -



# Cobertura Sectorial

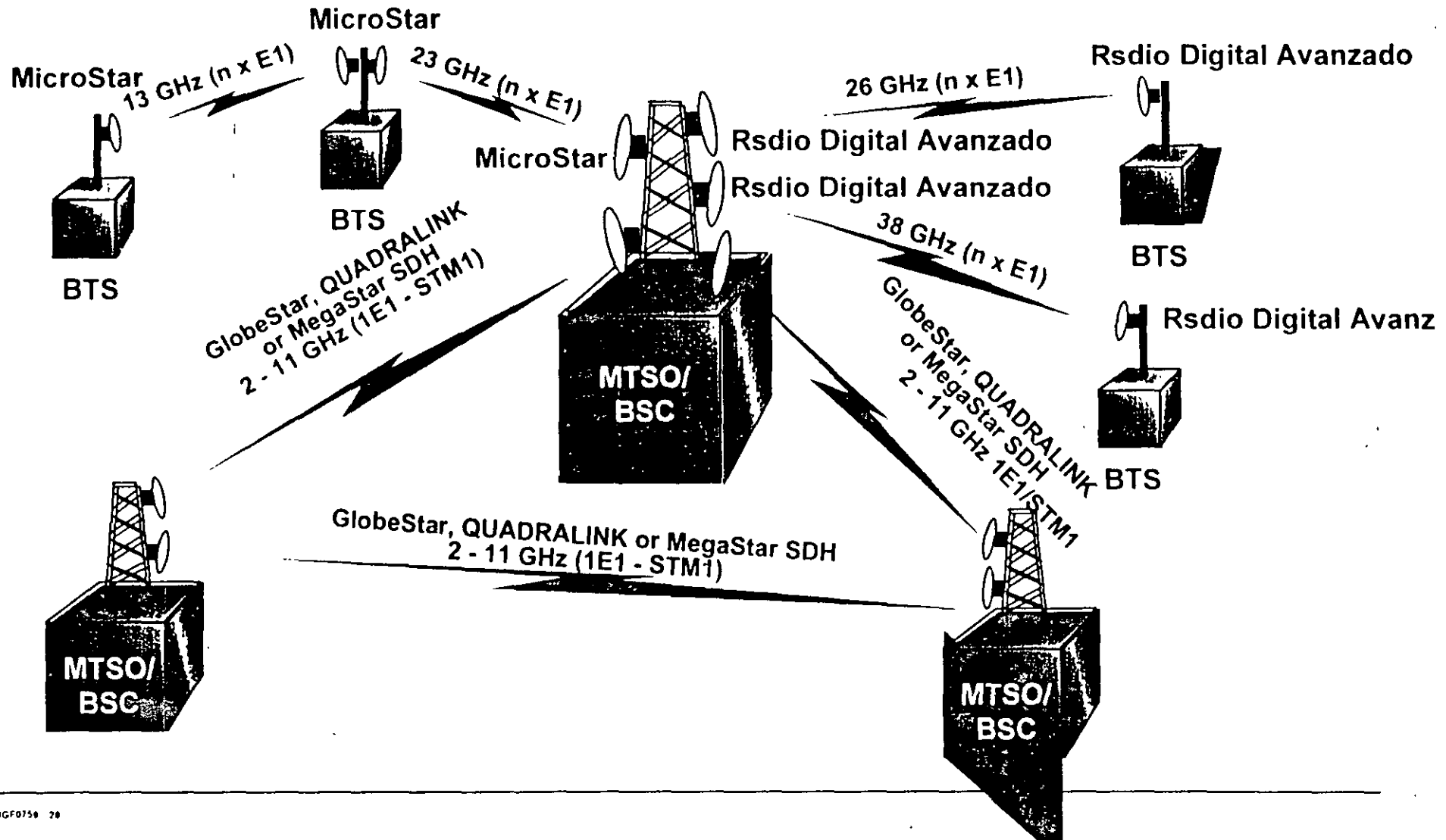


# Conectividad Inalambrica



# Aplicaciones

## Interconexión PCN/Celular



- 39 -

---

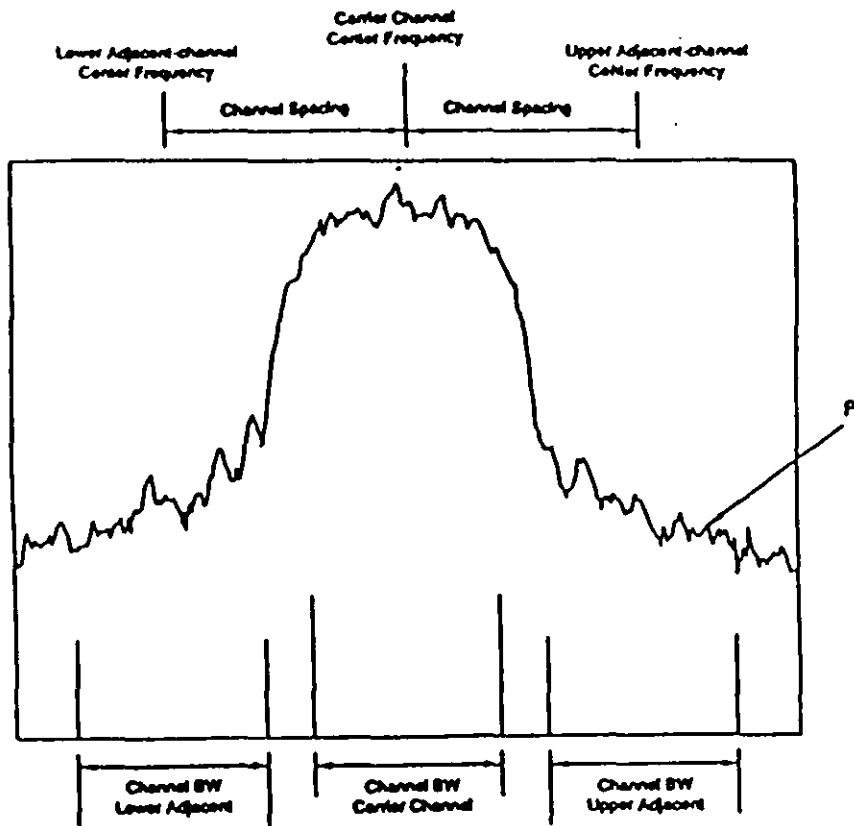
# Digital Radio RF Mask

---

A mask is a graphical representation of the government agency specification for the transmitted spectrum of a digital radio system.

It outlines the authorized bandwidth that must contain the modulated spectrum.

# Adjacent Channel Power (ACP) (TDMA Transmitter)



$$P = (B_s/B_n) \times (1/n) \times \sum_{i=1}^n P_i$$

where:

- $P$  = RMS-like power in the specified integration bandwidth (watts)
- $P_i$  = Power level at sample point  $i$  of the spectrum (watts)
- $B_s$  = Specified integration bandwidth for adjacent channel (Hz)
- $B_n$  = Effective noise bandwidth of spectrum analyzer (Hz)
- $B_n = 1.13 \times BW_{3dB}$  (for 4-pole-synchronously tuned RBW filter)
- $n$  = Number of sample points in the specified bandwidth

# UK & FRG Mask Comparison Example

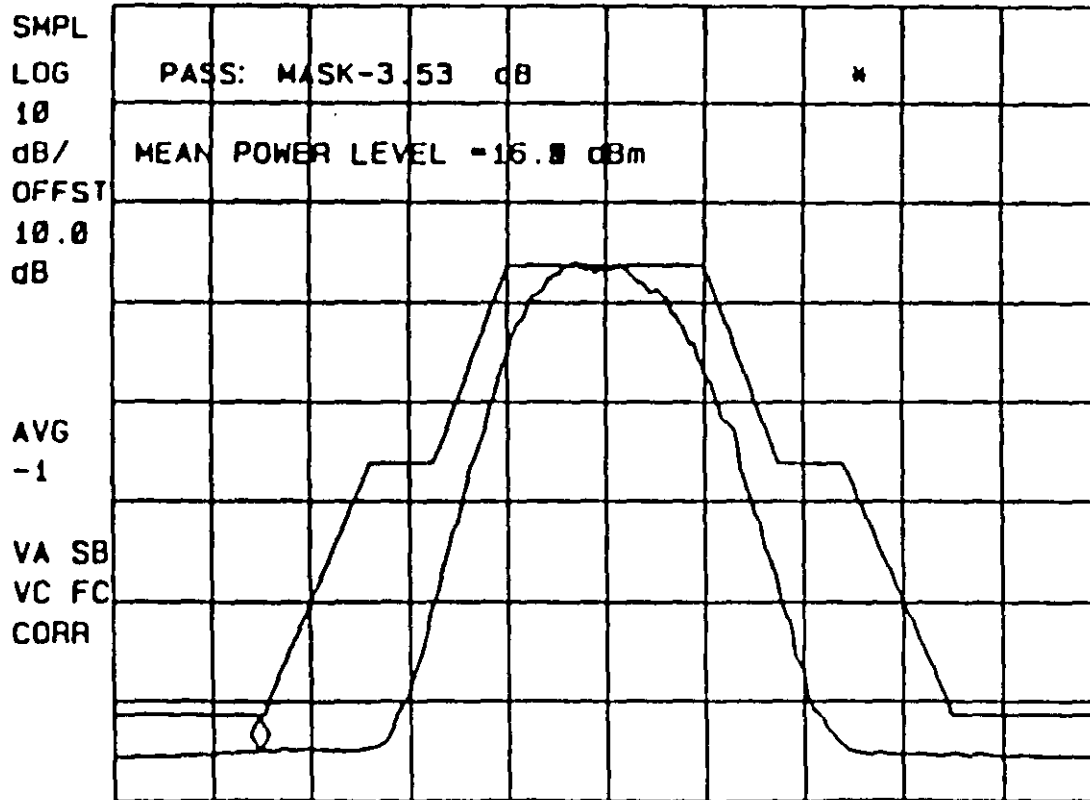
15:09:51 NOV 27, 1989

10

MKR 5.9528 GHz

REF 20.0 dBm ATTEN 20 dB

-54.80 dBm



CENTER 13.0000 GHz

SPAN 100.0 MHz

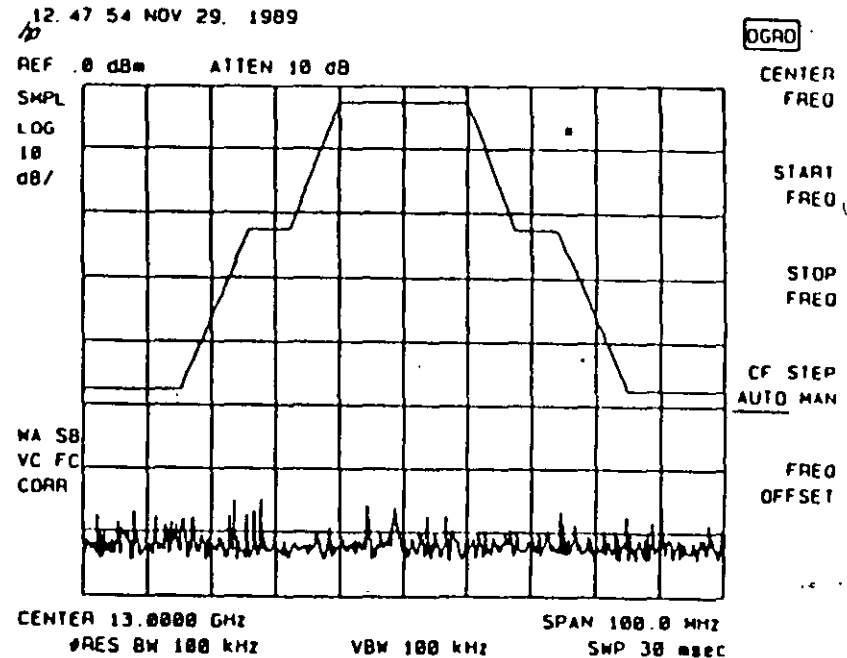
RES BW 100 kHz

VBW kHz

SWP 30 msec

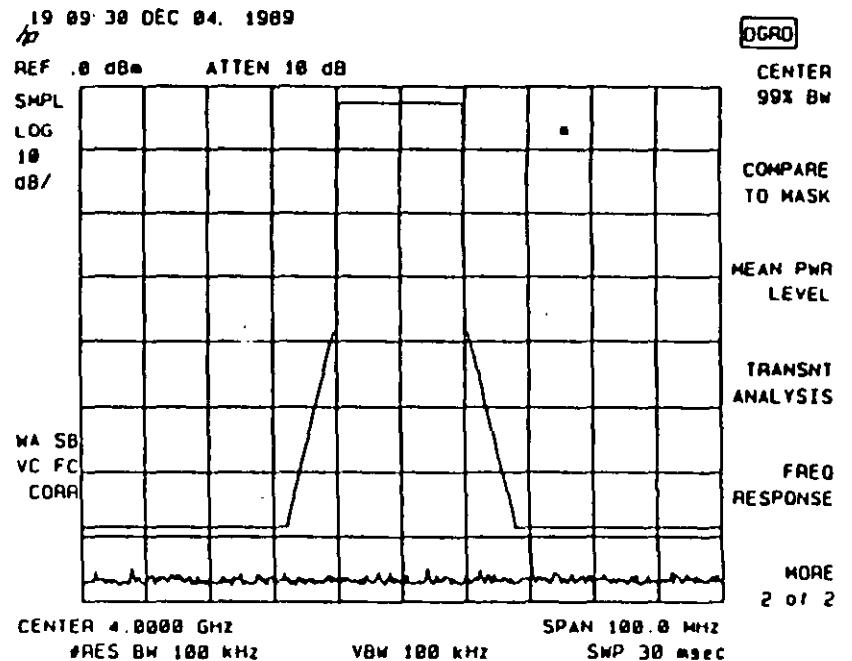
# UK 13 GHz Mask (Relative)

Reference Level ..... 1 (relative)  
 Center Frequency ..... 13 GHz  
 Span ..... 100 MHz  
 Measurement Bandwidth ..... not applicable  
 Number of Breakpoints ..... 6  
 Breakpoint 1 ..... 0 MHz, 0 dB  
 Breakpoint 2 ..... 10 MHz, 0 dB  
 Breakpoint 3 ..... 17.5 MHz, -20 dB  
 Breakpoint 4 ..... 24 MHz, -20 dB  
 Breakpoint 5 ..... 35 MHz, -45 dB  
 Breakpoint 6 ..... 50 MHz, -45 dB



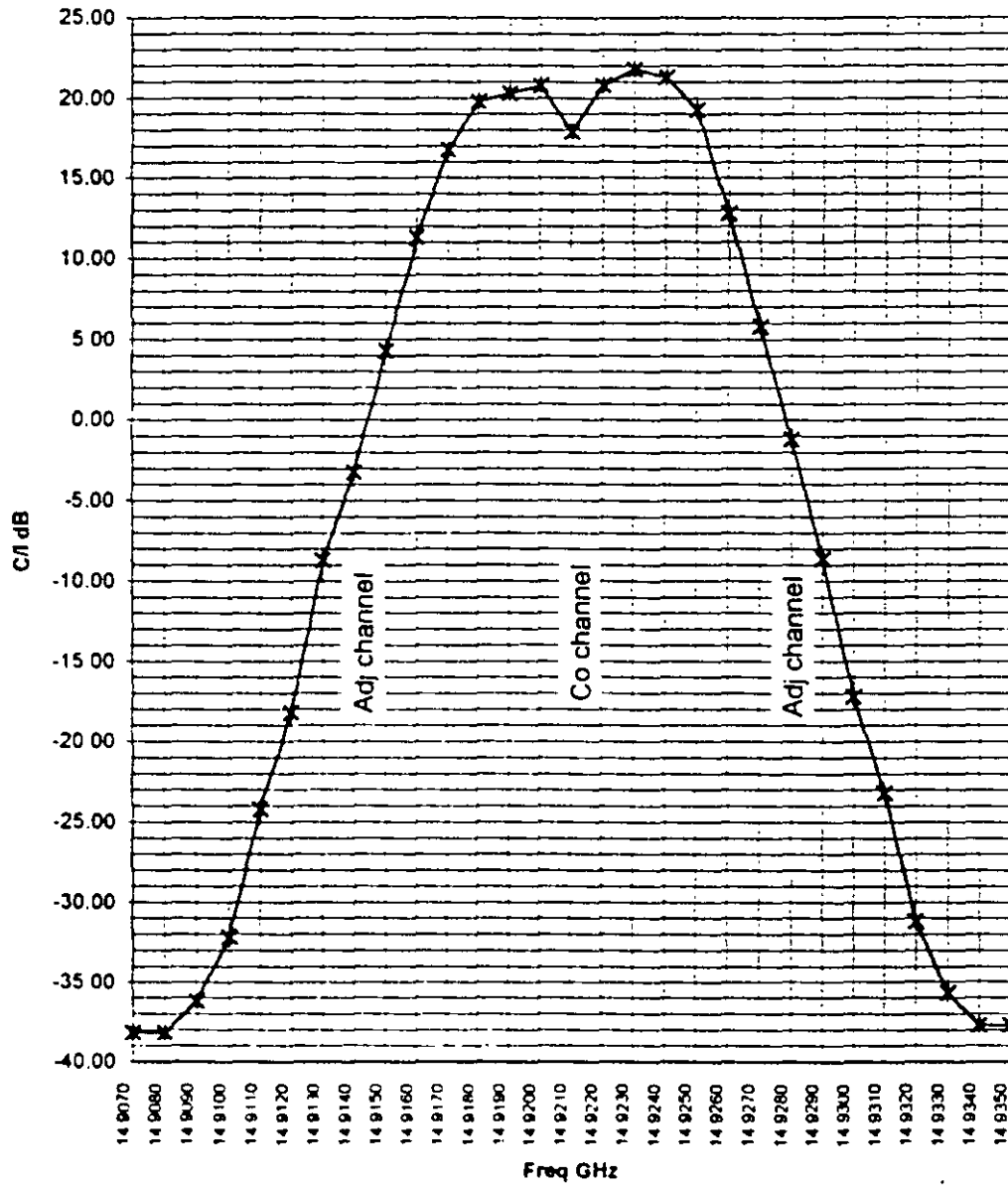
# FCC 4 GHz Mask (Absolute)

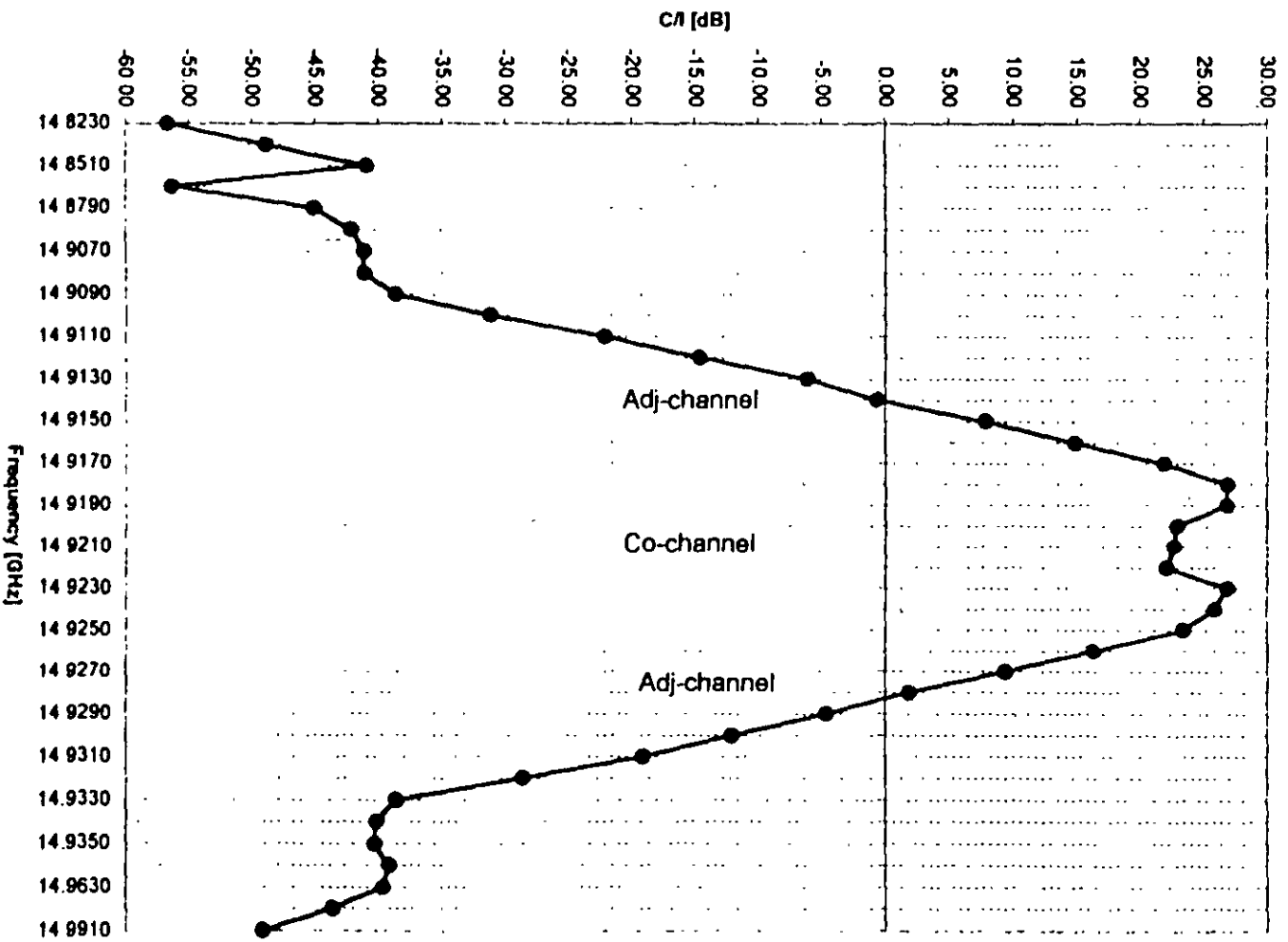
Reference Level .....	2 (absolute)
Center Frequency .....	4 GHz
Span .....	100 MHz
Measurement Bandwidth .....	4 kHz
Number of Breakpoints .....	6
Breakpoint 1 .....	0 MHz, 0 dB
Breakpoint 2 .....	10 MHz, 0 dB
Breakpoint 3 .....	10 MHz, -50 dB
Breakpoint 4 .....	10.5 MHz, -50 dB
Breakpoint 5 .....	18 MHz, -80 dB
Breakpoint 6 .....	50 MHz, -80 dB





C/I 1x10<sup>-6</sup> to 1x10<sup>-5</sup> Microstar FSK 15 GHz 4E1 U.006

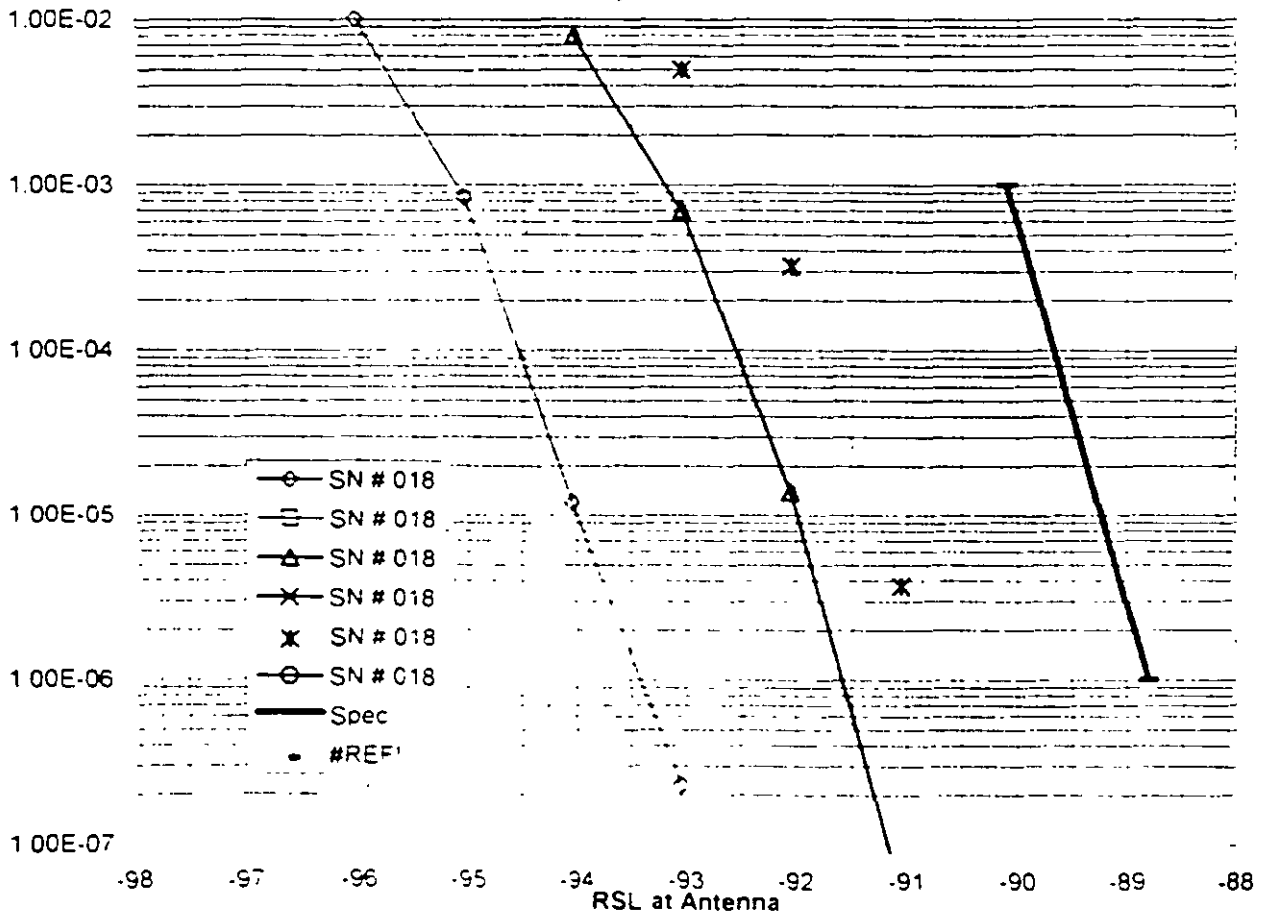




ODU18Rx=37.35 (gold)

RSL	SN 018 RX= 37.35, 2E1 Gold transition						-59.55
	SN # 018	SN # 018	SN # 018	SN # 018	SN # 018	SN # 018	Spec.
-88.8							1.00E-06
-90.1							1.00E-03
-90.05							
-91.05			5.00E-08		3.70E-06		
-92.05			1.40E-05		3.20E-04		
-93.05	2.30E-07		7.00E-04		5.00E-03		
-94.05	1.20E-05		8.00E-03				
-95.05	8.40E-04						
-96.05	1.00E-02						
	<b>Cold</b>	<b>Cold</b>	<b>Room</b>	<b>Room</b>	<b>Hot</b>	<b>Hot</b>	
	FEC ON	FEC OFF	FEC ON	FEC OFF	s.c.	I.c.	

BER performance VS Temperature  
SN 018 RX= 37.35, 2E1 Gold transition

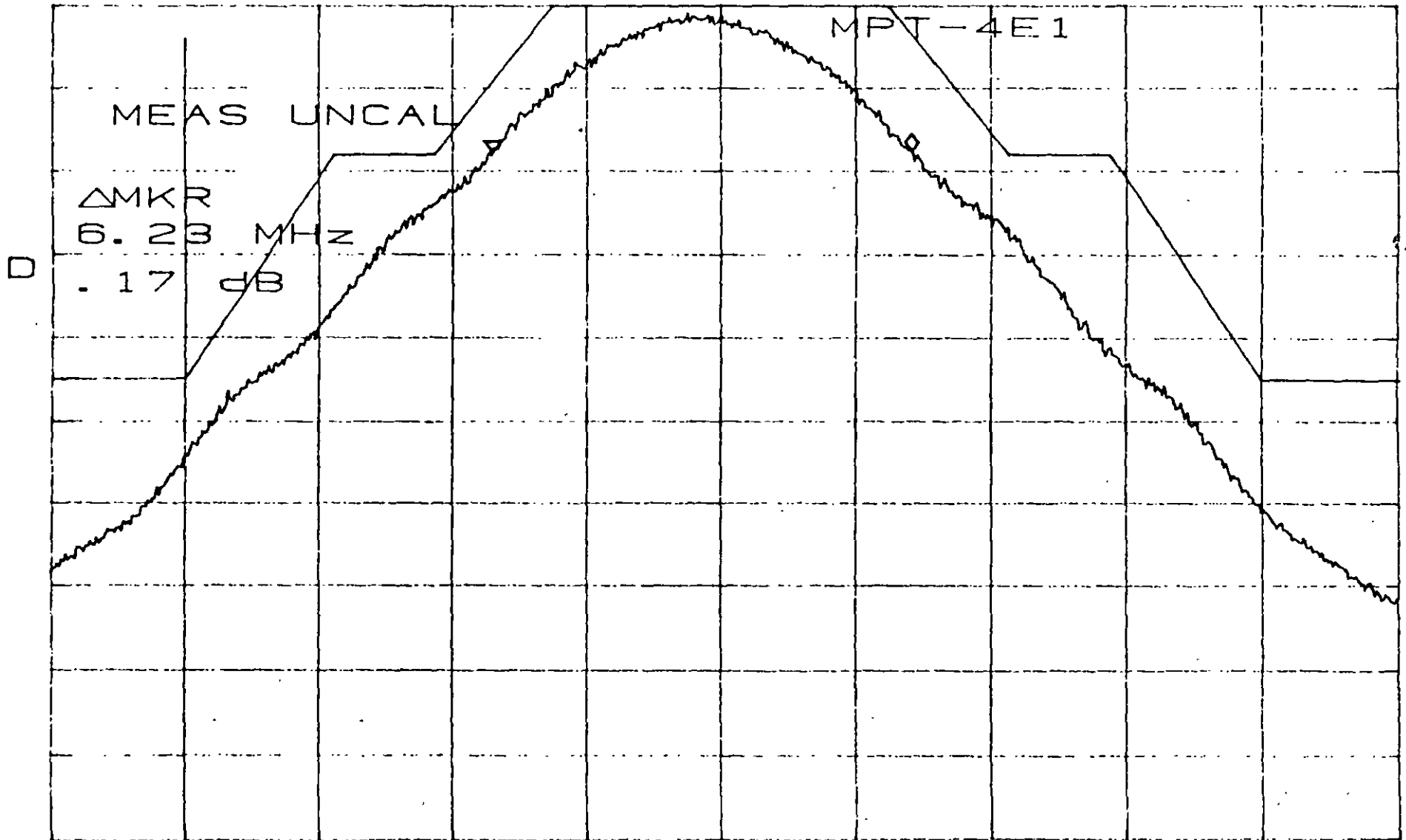


ATTEN 10dB  
BPO1  
RL -12.0dBm

$\Delta$ MKR .17dB  
ZHM32 9.23MHz

10dB/

MPT-4E1



CENTER 15.34100GHz

SPAN 20.00MHz

\*RBW 30kHz

\*VBW 100Hz

SWP 17s/c



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**LÍNEAS DE TRANSMISIÓN Y GUÍAS DE ONDA**

**CONFERENCISTA  
M EN C JORGE SOSA PEDROZA  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

## II.1 LINEAS DE TRANSMISION

Una línea de transmisión es un elemento pasivo que sirve para transmitir energía de un punto a otro , donde el rendimiento esperado en la transportación de la misma , es el máximo posible , o sea , las pérdidas por transferencia de energía son mínimas.

Dentro de las líneas de transmisión podemos distinguir dos grandes grupos de acuerdo con su uso :

El primero lo componen las líneas de transmisión encargadas de transportar la energía eléctrica como tal , conocidas como líneas de potencia , teniendo su máxima representación en las líneas de alta tensión con capacidad de transportación de varios cientos de KW.

Por otro lado tenemos el grupo de las líneas de transmisión encargadas de transportar señales electromagnéticas que contienen información .

De esta manera, mientras en el primer grupo lo importante es la transportación de energía , en el segundo grupo lo es la transmisión de información , siendo este segundo grupo el tema a tratar en este curso.

## II.1.1 LINEAS DE TRANSMISION BIFILAR Y COAXIAL.

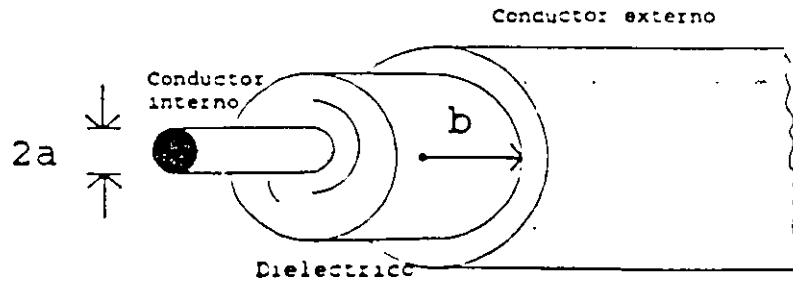
### II.1.1.1 MODOS DE PROPAGACION.

Al analizar la propagación de ondas electromagnéticas entre placas paralelas , encontramos la existencia de muchos modos posibles de tipos de onda que podían propagarse, todos estos modos requieren cierta separación mínima en función de longitudes de onda entre los conductores para que sea posible su propagación , a excepción del modo transverso eléctrico: magnético , el cual admite separaciones pequeñas entre conductores comparadas con las longitudes de onda , siendo este uno de los motivos por lo cual se utiliza el modo TEM en la transmisión de bajas frecuencias inferiores a 1 GHz.

El modo TEM es aquel en el cual el campo eléctrico  $E$  y el campo magnético  $H$  son transversales a la dirección de propagación , este modo de propagación posee dos características que lo hacen especialmente adecuado para su utilización en sistemas de transmisión , son su capacidad de propagación a cualquier frecuencia y la constancia de la velocidad de fase , es decir la ausencia de dispersión.

Este modo de transmisión es el empleado por las líneas de transmisión conocidas como cable coaxial y cable bifilar.

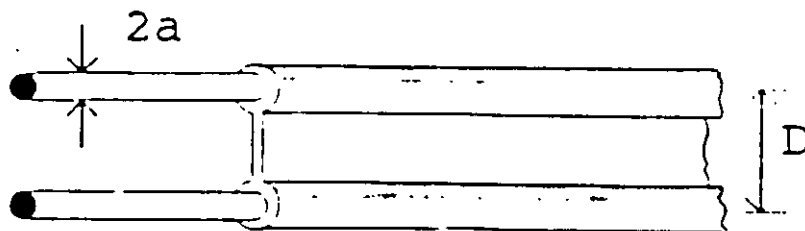
- El cable coaxial esta compuesto por dos conductores cilindricos concentricos como lo observamos en la figura.



### CABLE COAXIAL

Figura II.1

- El cable bifilar consta de dos conductores cilindricos paralelos separados por un dielectrico , pudiendo ser en ocasiones el aire utilizado como dielectrico .



### Cable bifilar

Figura : II.2



Para analizar el modo TEM , debemos de partir de las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial :

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{d\vec{H}}{dt} \quad \text{II.I.1}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} + \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt} \quad \text{II.I.2}$$

Si inicialmente  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  son constantes con respecto al tiempo , es decir son estáticas , entonces las ecuaciones de Maxwell se convierten en :

$$\nabla \times \vec{E} = 0 \quad \text{II.I.3}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad \text{II.I.4}$$

Suponiendo que los conductores y dieléctricos son perfectos tenemos que  $\vec{J} = 0$  , con lo que tenemos una irrotacionalidad del campo magnético, quedando en el caso estático las ecuaciones electromagnéticas en el modo TEM como:

$$\nabla \times \vec{E} = 0 \quad \text{II.I.5}$$

$$\nabla \times \vec{H} = 0 \quad \text{II.I.6}$$

Al analizar el hecho de la irrotacionalidad del campo eléctrico , deducimos que el campo eléctrico es el gradiente de un escalar :

$$\vec{E} = -\nabla\Phi \quad \text{II.I.7}$$

Donde  $\Phi$  es un escalar.

En esta situación de irrotacionalidad de los campos debemos tener en cuenta que estos no se generan unos a otros, es decir el campo eléctrico existe debido a la presencia de una carga , y si esta se mueve existirá un campo magnético, por lo que podemos simplificar las operaciones si en lugar del campo eléctrico usamos el potencial eléctrico y en vez del campo magnético usamos la corriente eléctrica.

Si expresamos al campo eléctrico como :

$$\vec{E} = \vec{F} / q \quad \text{II.I.8}$$

Y considerando el resultado del trabajo por unidad de carga realizado desde un punto a hasta un punto b, tenemos:

$$\int_a^b \vec{E} \cdot d\vec{l} = \frac{1}{q} \int_a^b \vec{F} \cdot d\vec{l} \quad \text{II.I.9}$$

Recordando que  $\vec{E} = -\nabla\Phi$

$$\vec{E} = \left[ \frac{\partial}{\partial x} \Phi \hat{a}_x + \frac{\partial}{\partial y} \Phi \hat{a}_y + \frac{\partial}{\partial z} \Phi \hat{a}_z \right] \quad \text{II.I.10}$$

$$\int_a^b \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_a^b -\nabla\Phi \cdot d\vec{l} \quad \text{II.I.11}$$

Esto solo tendrá valor para la parte de  $\nabla\Phi$

colineal a  $d\vec{l}$ , o sea cuando :

$$\nabla\Phi = \frac{\partial\Phi}{\partial l} \hat{a}_l \quad \text{II.I.12}$$

Entonces :

$$\int_a^b -\nabla\Phi \cdot d\vec{l} = \int_a^b -\frac{\partial\Phi}{\partial l} \cdot dl \quad \text{II.I.13}$$

$$\int_a^b \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_a^b -d\Phi \quad \text{II.I.14}$$

Indicando estas ecuaciones que el potencial de trabajo por unidad de carga entre los puntos a y b es idéntico a  $\Phi_a - \Phi_b$  que representan la diferencia de potencial eléctrico entre estos dos puntos, también conocido como voltaje entre a y b.

$$V_{ab} = \int_a^b \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad \text{II.I.16}$$

Estando demostrada la analogía entre un modelo TEM y el caso estático, podemos analizar el proceso de propagación con campos constantes.

Si suponemos dos conductores perfectos inmersos en un dieléctrico perfecto, conectados a una fuente ideal y conectando al final de la estructura un material de conductividad finita, tenemos que al momento de conectar la fuente a los extremos de los conductores, la carga empieza a distribuirse a lo largo de los conductores, y como la carga es la productora del campo E, este es propagado junto con la carga, provocando un movimiento de campo E a lo largo de la estructura, como los conductores son perfectos, solo existe corriente de convección sin que se genere campo longitudinal, por lo que solo existe campo eléctrico transversal.

La corriente de convección provoca la existencia de campo magnético circundando a los conductores perfectos , y existirá mientras la carga se difunda a través de los mismos, este campo H también será transversal a la dirección de propagación de la carga.

Al distribuirse la carga a lo largo de todo el conductor , podemos determinar la capacidad del sistema en términos de la carga por unidad de voltaje , parámetro al cual le denominaremos la capacitancia del sistema , y como no está definido a un punto en especial del sistema , sino que es un indicador de la energía potencial distribuida en el sistema, podemos definirla como la capacitancia distribuida.

$$C = \frac{Q}{V} \text{ ( FARAD )} \quad \text{II.I.17}$$

Observando que el campo eléctrico E solo existe entre los conductores , mientras el campo magnético H existe al rededor de los mismos , por lo tanto la energía  $\vec{E} \times \vec{H}$  solo fluye donde E y H tienen valor , siendo solamente entre los conductores , mientras la región externa solo posee campo magnético H.

Utilizando las ecuaciones de Gauss :

$$e \oint \vec{E} \cdot \vec{d}_s = q_T \quad \text{II.I.18}$$

$$\mu \oint \vec{H} \cdot \vec{d}_s = 0 \quad \text{II.I.19}$$

Tenemos representada una integral cerrada , pero como el campo E es igual a cero en el exterior de la estructura , podemos decir que :

$$e \int_{A_{\text{interna}}} \vec{E} \cdot \vec{d}_s = q_T \quad \text{II.I.20}$$

Como el area interna es la única que propaga energía, debemos de definir un nuevo parámetro similar a la corriente pero para el campo magnético definiéndolo como flujo magnético:

$$\mu \int_{A_{\text{interna}}} \vec{H} \cdot \vec{d}_s = \psi \quad \text{II.I.21}$$

Así como obtuvimos un parámetro que nos definió la cantidad de carga por unidad de voltaje , es necesario conocer cuanto flujo magnético es generado por unidad de corriente :

$$L = \frac{\Psi}{I} \text{ ( HENRY )} \quad \text{II.I.22}$$

Este parámetro L , se le denomina inductancia del sistema , y al no estar tampoco referido a un punto específico, le denominamos también parámetro distribuido de inducción.

Al haber obtenido los parámetros equivalentes de una línea de transmisión con conductores y aisladores perfectos , podemos representarla con un circuito eléctrico equivalente con los parámetros L y C como se muestra en la figura :

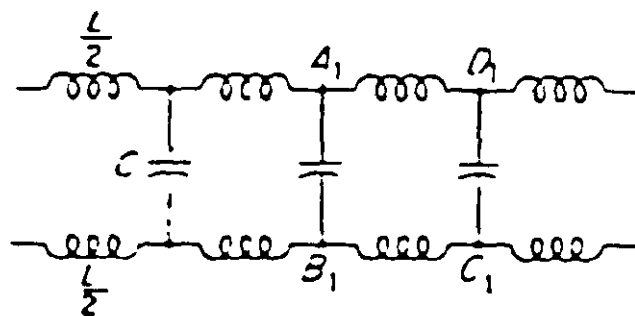


Figura II.1.3

Al diferenciarlas con respecto a  $z$  se combinan para dar las ecuaciones diferenciales de segundo orden :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} - (R + j\omega L) (G + j\omega C) V = 0 \quad \text{II.I.25}$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} - (R + j\omega L) (G + j\omega C) I = 0 \quad \text{II.I.26}$$

Utilizando fasor para voltaje y corriente , las ecuaciones quedarían como :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} - \gamma^2 V = 0 \quad \text{II.I.27}$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} - \gamma^2 I = 0 \quad \text{II.I.28}$$

Donde el fasor vale :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) (G + j\omega C)} \quad \text{II.I.29}$$

$\gamma$  Es conocida también como constante de propagación, con lo cual la solución a las ecuaciones anteriores es :

$$V = V_1 e^{-\gamma z} + V_2 e^{\gamma z} \quad \text{II.I.30}$$

$$i = i_1 e^{-\gamma z} + i_2 e^{\gamma z} \quad \text{II.I.31}$$



Sabemos que no existen ni los conductores ni los dieléctricos perfectos , entonces las imperfecciones de los cables puede ser representada colocando una resistencia por unidad de longitud en serie con la inductancia , y las imperfecciones del dielectrico las podemos representar con una conductancia conectada en paralelo a la capacitancia , quedando el circuito equivalente como muestra la figura :

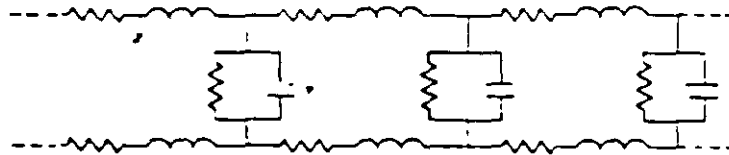


Figura II.1.4

Analizando el circuito por medio de las leyes de Kirchhoff , obtenemos las siguientes ecuaciones :

$$\frac{\partial V}{\partial x} + L \frac{\partial I}{\partial t} + R I = 0 \quad \text{II.I.23}$$

$$\frac{\partial I}{\partial x} + C \frac{\partial V}{\partial t} + G V = 0 \quad \text{II.I.24}$$

La impedancia del circuito la podemos definir de acuerdo con las ecuaciones de voltaje y corriente como :

$$Z_0 = \frac{V}{I} = \sqrt{\frac{R + j \omega L}{G - j \omega C}} \quad \text{II.I.32}$$

Mientras a la constante de propagación , al ser compleja la podemos separar en dos partes , una real y una imaginaria.

$$\gamma = \alpha + j \beta \quad \text{II.I.33}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} + (RG - \omega^2 LC)} \quad \text{II.I.34}$$

$$\beta = \frac{1}{2} \sqrt{\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - (RG - \omega^2 LC)} \quad \text{II.I.35}$$

La parte real  $\alpha$  se le conoce como la constante de atenuación y nos indica las pérdidas que sufre la señal al propagarse por la línea , la parte imaginaria  $\beta$  nos representa el cambio de fase que sufre la señal al propagarse y se le conoce como la constante de fase.

## II.1.1.2 PARAMETROS QUE LOS CARACTERIZAN.

### - CABLE COAXIAL.

Para encontrar los parámetros de un cable coaxial procedemos primero a determinar los parámetros de capacitancia, para lo cual se supone una distribución lineal de carga  $\rho_L$  en la parte interna del conductor de radio  $b$  y otra igual pero de signo contrario en la superficie del conductor interior de radio  $a$ .

Como el modo en que estamos trabajando es TEM, sabemos que las líneas de campo  $E$  son radiales en todas partes y que se desprecian los valores obtenidos mas allá del valor del radio interior del conductor exterior, entonces el campo eléctrico será :

$$\epsilon E_r \oint d_s = \rho_L L \quad \text{II.I.36}$$

$$\epsilon E_r (2 \pi r L) = \rho_L L \quad \text{II.I.37}$$

$$E = \frac{\rho_L}{2 \pi \epsilon r} \quad \text{II.I.38}$$

El voltaje entre los conductores será :

$$V = \int_a^b E_r \, d_r = \int_a^b \frac{\rho_L}{2 \pi e r} d_r \quad \text{II.I.39}$$

$$V = \frac{\rho_L}{2 \pi e} \ln \frac{b}{a} \quad \text{II.I.40}$$

La capacitancia por unidad de longitud será :

$$C = \frac{\rho_L}{V} = \frac{2 \pi e}{\ln \frac{a}{b}} \frac{\text{Henries}}{m} \quad \text{II.I.41}$$

Para encontrar la inductancia del sistema nos basamos en la densidad de flujo a la distancia  $r$  , la cual estará dada por :

$$\Psi = \mu \int_a^b \vec{H} \cdot \vec{a}_s = \frac{\mu i L}{2 \pi} \int_a^b \frac{d_r}{r} \quad \text{II.I.42}$$

$$L_{ind} = \frac{\Psi}{i} = \frac{\mu L}{2 \pi} \ln \frac{b}{a} \quad \text{II.I.43}$$

Y la inductancia por longitud será :

$$L = \frac{\mu}{2 \pi} \ln \frac{b}{a} \frac{\text{Henry}}{m} \quad \text{II.I.44}$$

En el calculo de la resistencia distribuida , debemos tomar en cuenta el valor de la resistencia de cada uno de los conductores, por lo que tomando la ecuación que nos proporciona el valor de la resistencia de un conductor en función de su constante de penetración  $\delta$  , dada por :

$$\delta = \sqrt{\frac{\sigma}{\mu f \pi}} \quad \text{II.I.45}$$

$$R = \frac{\sigma}{2 \pi r \delta} = \frac{1}{2 \pi r} \sqrt{\frac{\sigma \mu f}{\pi}} \quad \text{II.I.46}$$

Sumando la resistencia de cada uno de los conductores, tenemos que la resistencia distribuida del cable coaxial es :

$$R = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{\sigma \mu f}{\pi}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \frac{\Omega}{m} \quad \text{II.I.47}$$

La conductancia del dielectrico que separa a los dos conductores podemos obtenerla a partir la admitancia de la linea que esta compuesta por la capacitancia distribuida y la conductancia del dielectrico :

$$Y = G + j \omega C = j \omega C \left( 1 - j \frac{G}{\omega C} \right) \quad \text{II.I.48}$$

Quedando para el cable coaxial :

$$G = \frac{2 \pi \sigma}{\ln \frac{b}{a}} \frac{mhos}{m} \quad \text{II.I.49}$$

- CABLE BIFILAR.

En la obtención de los parámetros de un cable bifilar procedemos como en el caso del cable coaxial determinando primero los parámetros de capacitancia , si suponemos que  $D \gg a$  , la diferencia de potencial entre los conductores la obtenemos integrando la intensidad de campo debido a un conductor desde  $r=a$  hasta  $r=d$  y multiplicando por dos obtenemos el campo de ambos conductores.

$$V = 2 \int_a^D E dr \quad \text{II.I.50}$$

$$V = 2 \int_a^D \frac{\rho_L}{2 \pi r \epsilon} dr = \frac{\rho_L}{\pi \epsilon} \ln \frac{D}{a} \quad \text{II.I.51}$$

La capacidad distribuida será :

$$C = \frac{\rho_L}{V} = \frac{\pi \epsilon}{\ln \frac{D}{a}} \quad \frac{\text{Farad}}{m} \quad \text{II.I.52}$$

Para la obtención de la inductancia distribuida , partimos de la ecuación del flujo magnético obtenido en la siguiente expresión :

$$\Psi = 2 \mu \int_a^D \vec{H} \cdot \vec{d}_a = \frac{\mu i L}{\pi} \int_a^D \frac{d_r}{r} \quad \text{II.I.53}$$

$$L_{ind} = \frac{\Psi}{i} = \frac{\mu L}{\pi} \ln \frac{D}{a} \quad \text{II.I.54}$$

Y la inductancia por longitud será :

$$L = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D}{a} \quad \frac{\text{Henry}}{m} \quad \text{II.I.55}$$

En una línea bifilar la resistencia es distribuida es igual al doble de la resistencia obtenida en un solo conductor, por lo que la ecuación de la resistencia queda como :

$$R = \frac{\sigma}{\pi a \delta} = \frac{1}{\pi a} \sqrt{\frac{\sigma \mu f}{\pi}} \quad \text{II.I.56}$$

Siguiendo el desarrollo del cable coaxial , la conductancia para el cable bifilar queda como :

$$G = \frac{\pi \sigma}{\ln \frac{D}{a}} \quad \frac{\text{mhos}}{m} \quad \text{II.I.57}$$

### II.1.1.3 COEFICIENTES DE REFLEXION

Cuando una línea de transmisión uniforme , no esta terminada en su impedancia característica , sino que esta terminada por una impedancia arbitraria , existirán ondas estacionarias en la línea , por lo que la impedancia en cualquier punto de la línea será diferente al de la impedancia característica .

Utilizando las expresiones de las ondas de voltaje y corriente observamos las componentes de los ondas en una línea con reflexiones , donde la presencia de ondas incidentes y reflejadas dan lugar a ondas estacionarias.

$$V = V_1 e^{-\gamma z} + V_r e^{\gamma z} \quad \text{II.I.58}$$

$$i = i_1 e^{-\gamma z} + i_r e^{\gamma z} \quad \text{II.I.59}$$

Aplicando las ecuaciones diferenciales de voltaje :

$$\frac{\partial V}{\partial z} + L \frac{\partial I}{\partial t} + R I = 0 \quad \text{II.I.60}$$



Observamos que en el segundo termino la corriente esta en función de la diferencial tiempo , pero al ser esta constante la dirección de propagación podemos expresarla como velocidad angular y la ecuación se reduce a :

$$\frac{\partial V}{\partial x} = - I ( R + j \omega L ) = - \gamma V_1 e^{-\gamma x} + \gamma V_2 e^{+\gamma x} \quad \text{II.I.61}$$

$$I = \frac{\gamma}{( R + j \omega L )} ( V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{+\gamma x} ) \quad \text{II.I.62}$$

Si sabemos que :

$$\frac{\gamma}{( R + j \omega L )} = \sqrt{\frac{G + j \omega C}{R + j \omega L}} = \frac{1}{Z_0} \quad \text{II.I.63}$$

Tenemos :

$$I = \frac{1}{Z_0} ( V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{+\gamma x} ) \quad \text{II.I.64}$$

Al utilizar la ecuación del fasor de corriente en la línea de transmisión en su forma general :

$$I = I_1 e^{-\gamma x} + I_2 e^{+\gamma x} \quad \text{II.I.65}$$

Tenemos que la relación de los fasores de corriente  $I_1$  e  $I_2$  y los coeficientes de los fasores de voltaje  $V_1$  y  $V_2$  es :

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_0} \quad I_2 = - \frac{V_2}{Z_0} \quad \text{II.I.66}$$

La diferencia de signo entre los pares de onda nos indica de la existencia de un defasamiento de  $180^\circ$  entre los fasoriales de voltaje y de corriente.

La impedancia sobre cualquier punto de la línea la podemos obtener utilizando las expresiones anteriores :

$$\frac{V(z=l)}{I(z=l)} = Z_1 = Z_0 \left[ \frac{V_1 e^{-\gamma l} + V_2 e^{+\gamma l}}{V_1 e^{-\gamma l} - V_2 e^{+\gamma l}} \right] \quad \text{II.I.67}$$

Donde  $V_1 e^{-\gamma l}$  es el valor fasorial en  $z = l$ , de una onda de voltaje que avanza en la dirección creciente de  $z$  y  $V_2 e^{+\gamma l}$  es el valor fasorial en  $z = l$  de una onda de voltaje que avanza en la dirección decreciente de  $z$ .

Pudiéndose decir que la onda que avanza en la dirección decreciente de  $z$  es producida a través de un proceso físico de reflexión, el cual ocurre en los terminales de la línea y esta en función de la impedancia de carga  $Z_r$ , conectada a la línea.

Definimos también a la relación existente entre el valor de la onda reflejada y el valor de la onda incidente en el punto terminal de la línea como el coeficiente de reflexión.

$$\xi = \frac{V_2 e^{+\gamma l}}{V_1 e^{-\gamma l}} = \left( \frac{V_2}{V_1} \right) e^{+2\gamma l} \quad \text{II.I.68}$$

Si suponemos a nuestra línea de transmisión como una línea de transmisión de baja pérdida , es decir  $\alpha$  tiende a cero, en distancias cortas podemos decir que  $\gamma = j \beta$  , entonces las ecuaciones de las ondas de voltaje incidente y reflejadas podemos expresarlas como :

$$V_1 = V_0 e^{-j\beta l} \quad \text{II.I.72}$$

$$V_2 = V_0 \gamma e^{+j\beta l} \quad \text{II.I.73}$$

De tal manera que el valor de la onda estacionaria es:

$$V_1 + V_2 = V_0 e^{-j\beta l} + V_0 \gamma e^{+j\beta l} \quad \text{II.I.74}$$

En la onda estacionaria existen dos puntos que nos interesan básicamente , el valor máximo que lo obtenemos cuando la onda incidente y la reflejada están en fase y el valor mínimo cuando la onda reflejada e incidente tienen un defasamiento de  $180^\circ$  .

$$|V_{MAX}| = |V_1| + |V_2| \quad \text{II.I.75}$$

$$|V_{MIN}| = |V_1| - |V_2| \quad \text{II.I.76}$$

La magnitud del coeficiente de reflexión nos representa la magnitud de la onda reflejada con respecto a la magnitud de la onda incidente , y el ángulo nos establece el cambio de fase que sufre la onda en el punto de reflexión.

$$\xi = |\xi| e^{j\theta} \quad \text{II.I.69}$$

Si dividimos todos los términos de la ecuación II.2.67 por  $V_1 e^{-\gamma l}$  y haciendo uso de la ecuación II.1.32 se obtiene una relación entre el coeficiente de reflexión , la impedancia característica de la línea y la impedancia de carga conectada en el borde terminal de la línea .

$$\frac{Z_r}{Z_0} = \frac{(1 + \xi)}{(1 - \xi)} \quad \text{II.I.70}$$

Desarrollando la ecuación en función del coeficiente de reflexión tenemos :

$$\xi = \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0} = \frac{1 - \frac{Z_0}{Z_r}}{1 + \frac{Z_0}{Z_r}} \quad \text{II.I.71}$$

Así mismo a la relación del voltaje máximo con respecto al voltaje mínimo se le denomina "Razón de onda estacionaria".

$$ROE = \frac{|V_{MAX}|}{|V_{MIN}|} = \frac{|V_1| + |V_2|}{|V_1| - |V_2|} \quad \text{II.I.77}$$

Dividiendo entre  $V_1$  nos queda :

$$ROE = \frac{1 + \left| \frac{V_2}{V_1} \right|}{1 - \left| \frac{V_2}{V_1} \right|} = \frac{1 + |\xi|}{1 - |\xi|} \quad \text{II.I.78}$$

#### II.1.1.4 DIAGRAMA DE SMITH.

Hace unos años , la evaluación arimética de funciones exponenciales complejas e hiperbólicas , así como las funciones inversas a éstas , eran bastante laboriosas , pues no se disponía de medios informaticos como los existentes , y las tablas matemáticas resultaban poco efectivas para las funciones correspondientes de variables reales , por este motivo se diseñaron una serie de ayudas gráficas para el calculo y diseño sobre líneas de transmisión , siendo sin duda la mejor la diseñada por P. H. Smith de la Bell Telephone Laboratories en 1940 , la cual aun es usada en la actualidad , y se le conoce como Diagrama o Carta de Smith.

El diagrama de Smith se dibuja en el plano del coeficiente de reflexión de voltaje sobre las coordenadas polares lineales de  $\xi = |\xi| e^{j\theta}$  .

Una de las varias ventajas del diagrama de Smith es que dentro de un contorno circular que rodea a un area finita del plano del coeficiente de reflexión de voltaje , nos presenta una información completa que relaciona todos los valores posibles de impedancia normalizadas, coeficientes de reflexión y datos de patrones de ondas estacionarias para todos los circuitos de líneas de transmisión que utilizan solamente impedancia pasivas conectadas.

Partiendo del valor de impedancia en cualquier punto de la línea de transmisión :

$$Z_1 = R_1 + j X_1 \quad \text{II.I.78}$$

$$Z_1 = \frac{V}{I} = \frac{V_1 + \xi_v V_1}{I_1 + \xi_1 I_1} \quad \text{II.I.79}$$

$$Z_1 = \frac{V_1 (1 + \xi_v)}{I_1 (1 - \xi_v)} = Z_0 \frac{1 + \xi_v}{1 - \xi_v}$$

El cual lo debemos normalizar dividiéndolo entre el valor de la impedancia característica de la línea :

$$Z_{n1} = \frac{Z_1}{Z_0} = \frac{R_1}{Z_0} + j \frac{X_1}{Z_0} = r_1 + j X_1 \quad \text{II.I.81}$$

Si normalizamos  $Z_1$  con respecto a  $Z_0$  , nos queda :

$$Z_{n1} = \frac{1 + \xi_v}{1 - \xi_v} = r_1 + j X_1 \quad \text{II.I.82}$$

Tomando en cuenta que el coeficiente de reflexión es un numero complejo, lo podemos separar en su parte real y su parte imaginaria :

$$\xi = \xi_r + j \xi_i \quad \text{II.I.83}$$

$$r_1 + j x_1 = \frac{1 + \xi_R + \xi_I}{1 - \xi_R + \xi_I} \quad \text{II.I.84}$$

Multiplicando y dividiendo por el conjugado del denominador y agrupando tenemos :

$$r_1 + j x_1 = \frac{2 j \xi_I - \xi_R^2 - \xi_I^2 + 1}{\xi_R^2 + \xi_I^2 - 2 \xi_R + 1} \quad \text{II.I.85}$$

$$r_1 = \frac{1 - \xi_R^2 - \xi_I^2}{(1 - \xi_R)^2 + \xi_I^2} \quad \text{II.I.86}$$

$$x_1 = \frac{2 \xi_I}{(1 - \xi_R)^2 + \xi_I^2} \quad \text{II.I.87}$$

De la ecuación II.1.86 de la parte real tenemos :

$$r_1 - 2 \xi_R r_1 + \xi_R^2 + \xi_I^2 r_1 = 1 - \xi_R^2 - \xi_I^2 \quad \text{II.I.88}$$

$$\xi_R^2 (1 + r_1) + \xi_I^2 (1 + r_1) - 2 \xi_R r_1 = 1 - r_1 \quad \text{II.I.89}$$

$$\left( \xi_R - \frac{r_1}{1 + r_1} \right)^2 + \xi_I^2 = \frac{1 - r_1}{1 + r_1} + \left( \frac{r_1}{1 + r_1} \right)^2 \quad \text{II.I.90}$$



Finalmente nos queda la familia de circunferencias :

$$\left( \xi_R - \frac{r_1}{1 + r_1} \right)^2 + \xi_1^2 = \left( \frac{1}{1 + r_1} \right)^2 \quad \text{II.I.91}$$

Las cuales tendrían su centro en el punto :

$$\left( \frac{r_1}{1 + r_1} \quad , \quad 0 \right) \quad \text{II.I.92}$$

Con valor de radio :

$$R_R = \frac{1}{1 + r_1} \quad \text{II.I.93}$$

De la ecuación II.1.87 de la parte compleja tenemos:

$$x_1 (1 - \xi_R)^2 + \xi_1^2 = 2 \xi_1 \quad \text{II.I.94}$$

$$(1 - \xi_R)^2 + \xi_1^2 = 2 \frac{\xi_1}{x_1} \quad \text{II.I.95}$$

$$(1 - \xi_R)^2 + \xi_1^2 - \frac{2 \xi_1}{x_1} + \left( \frac{1}{x_1} \right)^2 = \left( \frac{1}{x_1} \right)^2 \quad \text{II.I.96}$$

Quedándonos la ecuación de una nueva familia de circunferencias :

$$(1 - \xi_2)^2 + \left( \xi_1 - \frac{1}{x_1} \right)^2 = \left( \frac{1}{x_1} \right)^2 \quad \text{II.I.97}$$

Con centro en el punto :

$$\left( 1, \frac{1}{x_1} \right) \quad \text{II.I.98}$$

Y valor de radio igual a :

$$R_1 = \frac{1}{x_1} \quad \text{II.I.99}$$

Si damos valores a ambas familias de circunferencias sobre los ejes  $\xi_2$  y  $\delta_1$  obtenemos las tablas II.1.1 y II.1.2.

$r_1$	COORDENADAS DEL CENTRO DEL CIRCULO		RADIO DEL CIRCULO
	$\xi_2$	$\delta_1$	
0	0	0	1
1/7	1/8	0	7/8
1/3	1/4	0	3/4
1	1/2	0	1/2
3	3/4	0	1/4
7	7/8	0	1/8
15	15/16	0	1/16

Tabla II.1.1

$x_1$	COORDENADAS DEL CENTRO DEL CIRCULO		RADIO DEL CIRCULO
	$\xi_R$	$\xi_I$	
0	1	infinito	infinito
0.2	1	5	5
-0.2	1	-5	5
0.5	1	2	2
1	1	1	1
2	1	0.5	0.5
5	1	0.2	0.2

Tabla II.1.2

Graficando ambas tablas simultáneamente tenemos el diagrama de Smith. como se ve en la figura II.1.5.

De las ecuaciones II.1.91 , II.1.97 que describen los círculos de la carta de Smith ,  $\xi_R$  y  $\xi_I$  son las variables y  $r_1$  y  $x_1$  son las constantes , de tal manera que para cada valor de  $r_1$  ó  $x_1$  existe un punto en el plano rectangular  $\xi_R$  y  $\xi_I$  .

Si las ecuaciones se hacen simultáneamente , se llega a la conclusión de que todos los círculos de  $r_1$  constante y  $x_1$  constante , cruzan por el punto  $(1,0)$  , pero  $\xi$  puede expresarse en forma polar como una magnitud  $|\xi|$  y en el anulo  $\theta$  , que superpuesto en la gráfica  $\xi_R$  y  $\xi_I$  representa un punto definido  $\xi|_0$  , este punto esta definido por la carga .

Lo que indica que para cada carga  $Z_r = r_r + j x_r$ , para cualquier otro punto en la línea, la magnitud del coeficiente de reflexión se mantendrá constante y solo variará el ángulo  $\theta$  en la forma  $|\theta - 2\beta l|$ , esto describe un círculo que representa el lugar geométrico de todas las impedancias que hay en la línea de transmisión para una carga determinada.

El valor de la impedancia de cualquier punto en la línea se puede localizar sobre el círculo  $\Gamma$  constante variando el ángulo desde la carga hasta  $2\beta l$  que representa los grados eléctricos del punto que se analiza en la línea.

La carta de Smith también tiene en el exterior una escala en grados para facilitar la localización de los puntos sobre la línea; es necesario hacer tomar en cuenta que los grados eléctricos ( $2\beta l$ ) son la mitad de los grados geométricos, de tal manera que un giro de  $360^\circ$  en la carta, equivalen a  $180^\circ$  eléctricos en la línea.

También existe otra escala circular en el exterior de la carta graduada en longitudes de onda con el origen en el extremo de los valores mínimos en el eje de los reales, si giramos en sentido de las manecillas del reloj, representamos un desplazamiento en dirección al generador, y si nos movemos en sentido contrario a las manecillas del reloj, estamos teniendo un desplazamiento hacia la carga.

Al completar una vuelta en cualquiera de las dos direcciones , tenemos un desplazamiento de  $0.5 \lambda$  , o sea la mitad de un ciclo , con lo que para obtener un ciclo completo, necesitamos 2 vueltas completas a la carta , lo cual resulta congruente con lo visto anteriormente con la escala de grados, ya que un ciclo tiene  $360^\circ$ .

Finalmente , para poder determinar el valor de la magnitud del coeficiente de reflexión , medimos el valor del radio del circulo  $\xi$  con un escalimetro , y lo dividimos entre el valor del radio total de la carta ( Fig. II.1.6 ) , obteniendo así la magnitud del coeficiente de reflexión.

$$\xi = \frac{\text{Radio de } \xi}{\text{Radio de la carta}}$$

II.I.100

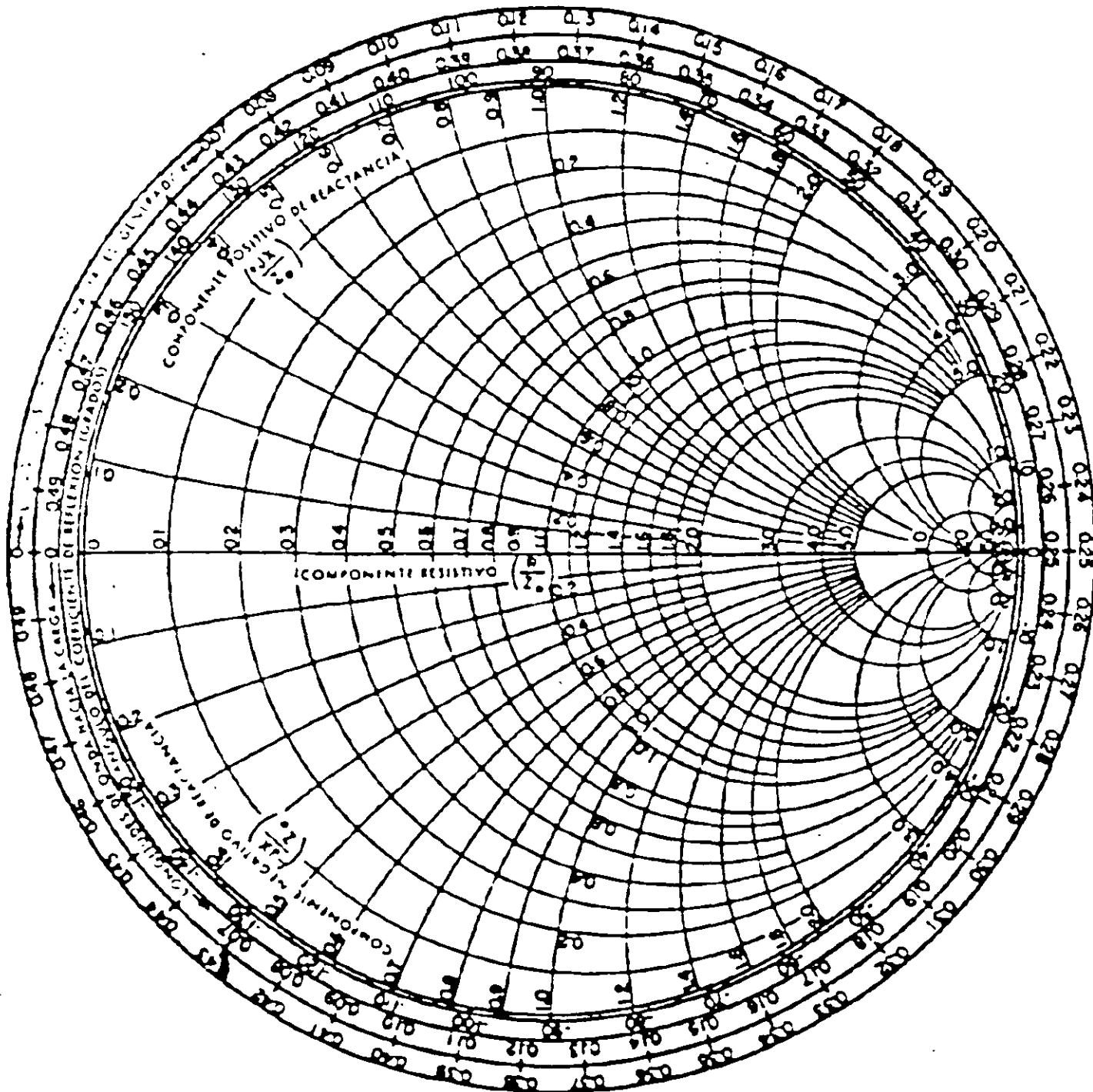


Figura II.1.5

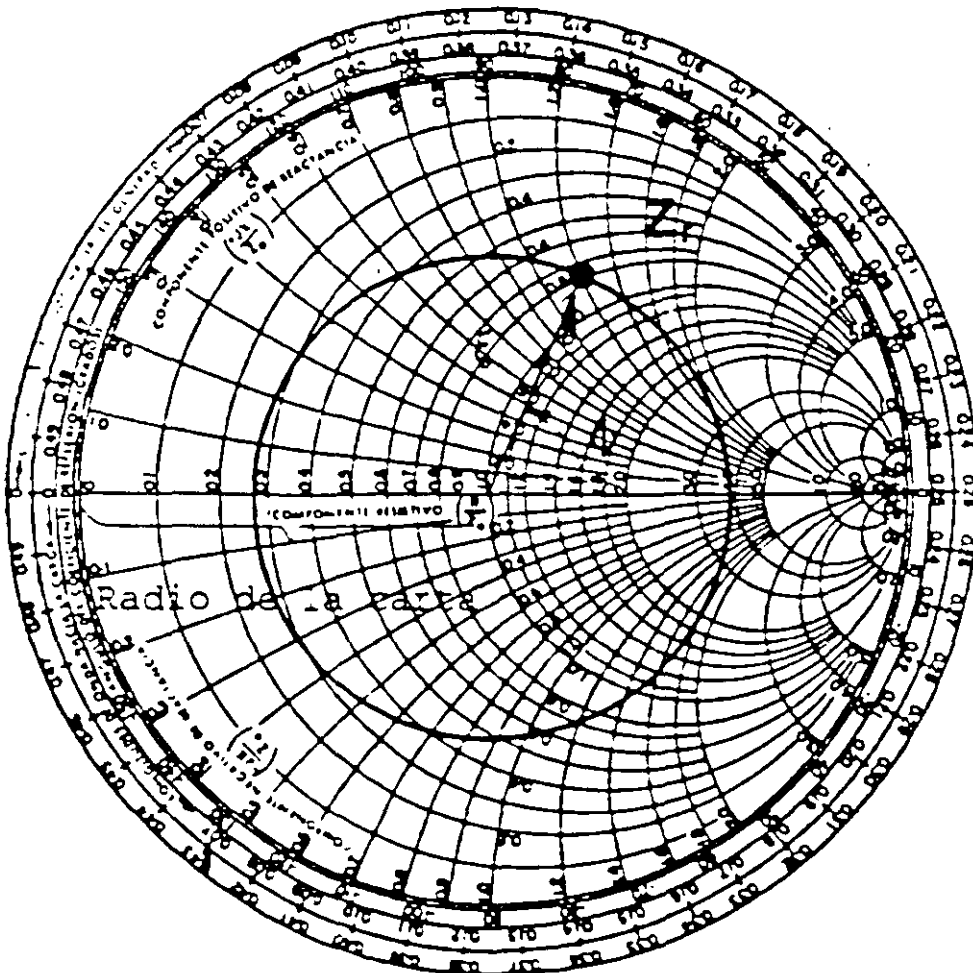


Figura II.1.6

### II.1.2 ACOPLADORES.

Cuando una línea de transmisión esta terminada con una impedancia diferente a la impedancia característica de la línea  $Z_0$  , ocurre el línea de reflexión y la aparición de ondas estacionarias de corriente y voltaje a lo largo de la línea, que pueden ser muy grandes si el desacoplo de impedancia es muy grande también.

Las ondas estacionarias son indeseables por que impiden la máxima transferencia de C y aumentan la perdida en la línea.

Es posible obtener una adaptación de impedancia entre la línea y la carga mediante tramos de línea a modo de ramas de la línea principal , conectada en las proximidades de la carga y en sitios bien definidos.

Se utilizan principalmente dos tipos de acopladores para adaptar el línea entre una línea de transmisión y una carga , el primero es conocido como ramal d o Stub Line , y el otro como acoplador multiseccion  $\lambda / 4$  .



- Stub line.

Este tipo de acoplador consiste en conectar tramos de línea de transmisión en paralelo sobre la línea de transmisión principal , este tramo de línea puede estar en su terminal en corto circuito ( C.C. ) , o en circuito abierto ( C.A. ).

Como el acoplador se va a conectar a la línea principal en paralelo , es mas practico manejar los línea en función de las admitancias , una vez que la admitancia total de dos líneas de transmisión en paralelo es igual a la suma de las admitancias.

Así mismo , teniendo en cuenta que para líneas con longitudes menores a  $\lambda / 2$  , la impedancia de entrada en corto circuito es :

$$Z_{s.c.} = j Z_0 \tan \theta \quad \text{II.I.101}$$

y la impedancia de entrada para una línea en circuito abierto es :

$$Z_{s.c.A.} = - j Z_0 \cot \theta \quad \text{II.I.102}$$

Por lo tanto las admitancias correspondientes son :

$$Y_{s.c.c.} = \frac{1}{Z_{s.c.c.}} = \frac{1}{j Z_0 \tan \theta} = -j Y_0 \cot \theta \quad \text{II.I.103}$$

$$Y_{s.c.A.} = \frac{1}{Z_{s.c.A.}} = \frac{1}{-j Z_0 \cot \theta} = j Y_0 \tan \theta \quad \text{II.I.104}$$

Donde la primera admitancia es una susceptancia pura de tipo inductivo , y la segunda expresión nos indica una susceptancia de tipo capacitivo.

Con base en las propiedades del Stub ( susceptancia pura), se puede lograr el acoplamiento en una línea de transmisión si se localiza en ella una admitancia de valor :

$$Y_0 = G_0 + j B \quad \text{II.I.105}$$

y se conecta la línea Stub en paralelo cuyo valor es :

$$Y_{ST} = 0 - j B \quad \text{II.I.106}$$

la admitancia total en ese punto será :

$$Y_T = Y_s + Y_0 = G_0 \quad \text{II.I.107}$$

Puesto que se considera a la línea de transmisión de baja pérdida con impedancia puramente resistiva , con parte imaginaria ó reactiva con valor cercano a cero del tipo  $Z_0 = R_0 + j 0$  por lo tanto la admitancia característica es puramente conductiva , es decir  $Y_0 = G_0 + j 0$  .

Por lo que la admitancia total al conectar el Stub será:

$$Y_T = Y_0$$

Lo que indica que la línea queda acoplada en ese punto.

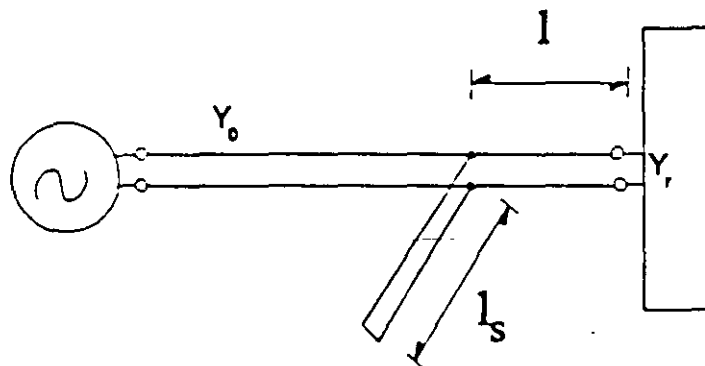


Figura II.I.7

De acuerdo con el análisis anterior se necesita saber el lugar sobre la línea donde se conectara el Stub , o sea donde:

$$Y_1 = G_0 + j B$$

y la longitud necesaria del Stub para que tenga un valor de  $- j B$ .

La admitancia que en el punto de conexión de la línea debe de ser inverso a la impedancia de entrada del Stub.

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} \quad \text{II.I.108}$$

$$Z_1 = Z_0 \left| \frac{Z_r + j Z_0 \tan \theta}{Z_0 + j Z_r \tan \theta} \right| \quad \text{II.I.109}$$

$$Z_1 = Z_0 \left( \frac{1 + j \frac{Z_0}{Z_r} \tan \theta}{\frac{Z_0}{Z_r} + j \tan \theta} \right) = Z_0 \left( \frac{1 + Y_r \tan \theta}{Y_r + j \tan \theta} \right) \quad \text{II.I.110}$$

$$\frac{Z_1}{Z_0} = \frac{1 + Y_r \tan \theta}{Y_r + j \tan \theta} \quad \text{II.I.111}$$

Como la inversa de  $Z_1$  es  $Y_1 = b$  y  $Y_r = g_r + j b_r$ .

$$Z_{in} = \frac{Y_r + j \tan \theta}{1 + j Y_r \tan \theta} = \frac{g_r + j b_r + j \tan \theta}{1 + j (g_r + j b_r) \tan \theta} \quad \text{II.I.112}$$

$$Y_{in} = \frac{g_r + j (b_r + \tan \theta)}{(1 - b_r \tan \theta) + j g_r \tan \theta} \quad \text{II.I.113}$$

Multiplicando y dividiendo por el conjugado del denominador :

$$Y_{sn} = \frac{[g_r + j(b_r + \tan \theta)][(1 - b_r \tan \theta) - j g_r \tan \theta]}{(1 - b_r \tan \theta)^2 + g_r^2 \tan^2 \theta}$$

$$Y_{sn} = \frac{g_r(1 - b_r \tan \theta) + g_r(b_r + \tan \theta) \tan \theta - j[(b_r + \tan \theta)(1 - b_r \tan \theta) - g_r^2 \tan \theta]}{(1 - b_r \tan \theta)^2 + g_r^2 \tan^2 \theta}$$

$$Y_{sn} = \frac{g_r + g_r \tan^2 \theta + j(b_r - b_r^2 \tan \theta + \tan \theta + b_r \tan^2 \theta - g_r^2 \tan \theta)}{(1 - b_r \tan \theta)^2 + g_r^2 \tan^2 \theta}$$

Si deseamos obtener la relación  $Y_s = 1 + j b_s$ , tenemos:

$$\frac{g_r(1 + \tan^2 \theta)}{(1 - b_r \tan \theta)^2 + g_r^2 \tan^2 \theta} = 1 \quad \text{II.I.117}$$

$$\frac{b_r(1 - b_r^2 \tan \theta - \tan^2 \theta) - g_r^2 \tan \theta + \tan \theta}{(1 - b_r \tan \theta)^2 + g_r^2 \tan^2 \theta} = \frac{\text{II.I.118}}{b_s}$$

Tenemos ahora dos incógnitas  $b_s$  y  $\theta$ , por lo que de la ecuación II.1.117 despejamos  $\theta$ .

$$g_r(1 + \tan^2 \theta) = 1 - 2 b_r \tan \theta + b_r^2 \tan^2 \theta + g_r^2 \tan^2 \theta \quad \text{II.I.119}$$

$$\tan^2 \theta (b_r^2 + g_r^2 + g_r) - 2 b_r \tan \theta - g_r + 1 = 0 \quad \text{II.I.120}$$

$$\tan^2 \theta - \frac{2 b_r \tan \theta}{b_r^2 + g_r^2 - g_r} + \frac{1 - g_r}{b_r^2 + g_r^2 - g_r} = 0 \quad \text{II.I.121}$$

$$\tan \theta = \frac{\frac{2 b_r}{b_r^2 + g_r^2 - g_r} \pm \sqrt{\frac{4 b_r^2 - 4 (1 - g_r)}{b_r^2 + g_r^2 - g_r}}}{2} \quad \text{II.I.122}$$

El signo + ó - nos indica los posibles lugares de acoplamiento.

$$\tan \theta = \frac{b_r \pm \sqrt{b_r^2 - (b_r^2 + g_r^2 - g_r) (1 - g_r)}}{b_r^2 + g_r^2 - g_r} \quad \text{II.I.123}$$

$$\tan \theta = \frac{b_r \pm \sqrt{b_r^2 g_r - (g_r^2 - g_r) (1 - g_r)}}{b_r^2 + g_r^2 - g_r} \quad \text{II.I.124}$$

Con este valor de  $\theta$ , podemos encontrar el valor de  $b_r$ , por otro lado para obtener la longitud del acoplador, tenemos:

$$\beta = \frac{2 \pi}{\lambda} \quad \text{II.I.125}$$

y

$$\theta = \beta l \quad \text{II.I.126}$$

Por lo tanto nos queda que la longitud en grados,  $D$  es igual a :

$$\theta = \frac{2 \pi l}{\lambda} \quad \text{II.I.127}$$

Utilizando los métodos gráficos de la carta de Smith , también podemos calcular los valores del acoplador Stub.

Como primer paso será utilizar la carta de admitancias , la cual obtenemos girando  $180^\circ$  la carta de impedancia , obteniendo los valores de susceptancias positivas en la parte inferior y los valores negativos en la parte superior de la carta .

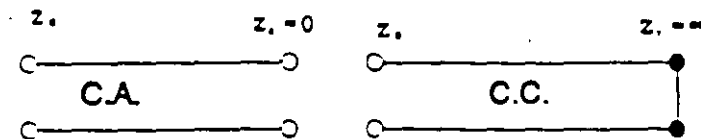
Para encontrar el valor de  $Y_r$  normalizado , localizamos el punto diametralmente opuesto al punto  $Z_r$  normalizado , sobre el círculo del coeficiente de reflexión  $\xi$  , como observamos en la figura II.1.6.

Una vez localizado el punto  $Y_r$  , buscamos el punto  $Y_1$  que es el sitio donde se conectara el Stub , por lo que deberá tener el valor de  $Y_1 = 1 \pm b_1$  , para lo cual nos desplazamos sobre el círculo de radio  $\xi$  desde el punto  $Y_r$  en dirección al generador hasta cortar el círculo  $g=1$  , esa será la distancia " $l$ " en grados .

El círculo  $\xi$  corta al círculo unitario  $g=1$  en dos puntos, lo que nos da como resultado las dos posibles soluciones de  $l$ .

Del punto  $Y_1$  tomamos las coordenadas y obtenemos los valores de  $b_1$  , con lo cual se nos está indicando el valor del recíproco del Stub a diseñar , cuyo valor será  $Y_s = -j b_1$ .

Para calcular la longitud del Stub es necesario saber la terminación del mismo , es decir si es C.C. ó C.A. , y analizarlo como una línea de transmisión por separado.



Tipos de Stubs

Figura II.I.8

El dato a calcular es la longitud del Stub y el dato proporcionado línea las condiciones de diseño , es la terminación del Stub.

Si el Stub esta terminado en corto circuito , la longitud del mismo deberá ser calculada tomando en cuenta que un corto circuito en impedancia implica una resistencia mínima , en admitancia un corto circuito sería el inverso de la resistencia por lo que C-D,C una conductancia máxima , mientras que para un circuito abierto tendremos una resistencia máxima en impedancia y una conductancia mínima en admitancia.

Con estas consideraciones podemos encontrar los puntos de C.C. y C.A. sobre la carta , si el Stub esta terminado en C.C. , partimos desde el punto de C.C. en la carta y nos desplazamos hacia el generador sobre el círculo de  $r=0$  , hasta el punto  $Y_0$  , y esta será la longitud del Stub , para el caso de C.A. hacemos lo mismo pero partiendo del punto C.A. de la carta.



Ejemplo :

Se desea acoplar una carga de  $Z_r = 30 - j 50 \Omega$  a una línea de transmisión de  $Z_0 = 75 \Omega$ , por medio de un Stub con terminación en corto circuito.

Primero debemos obtener los valores normalizados de impedancia y admitancia para poder localizarlos en la carta de Smith. ( Figura II.1.9 )

$$Z_{no} = \frac{30 - j 50}{75} = 0.4 - j 0.666 \quad \Omega$$

$$Y_{no} = \frac{1}{Z_{no}} = \frac{1}{0.4 - j 0.666} = 0.6627 + j 1.103$$

Posteriormente procedemos a calcular los valores del coeficiente de reflexión aplicando la relación :

$$\xi = \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0}$$

$$\xi = \frac{(30 - j 50) - 75}{(30 - j 50) + 75} = 0.578 \angle -22^\circ$$

También podemos obtener de la carta de Smith el valor del coeficiente de reflexión con la ecuación II.1.100.

Con estos valores del coeficiente de reflexión nos damos cuenta del gran desacoplo existente , por lo que es necesario la adaptación de un acoplador.

Sobre la carta de Smith de la figura II.1.9 , trazamos el circulo de radio constante  $\xi$  , y vemos que este circulo corta al circulo unitario  $g=1$  , en los puntos  $Y_{11} = 1 - j 1.34$  y  $Y_{12} = 1 + j 1.34$ .

Si tomamos el primer punto , necesitamos conecta a la línea un acoplador de valor  $Y_s = j 1.34$  , para eliminar la parte imaginaria de la admitancia en la línea , obteniendo solo la parte real , quedando acoplada la línea.

Además tenemos que en la carta nos indica de la carga al punto 1 tenemos una distancia de  $0.182 \lambda$  , entonces :

$$l_1 = 0.182 \lambda$$

Para determinar las dimensiones del Stub , lo tratamos por separado , localizamos primero el punto con valor de la admitancia  $Y_s = 0 + j 1.34$  , y observamos que del punto de C.C. al punto  $Y_s$  tenemos una distancia de  $0.394 \lambda$  , por lo que:

$$l_{s1} = 0.394 \lambda$$

Para la segunda opción tomando el punto  $Y_{12} = 1 + j$   
1.34, nos quedan los siguientes parámetros :

$$l_2 = 0.027 \lambda$$

$$l_{s2} = 0.152 \lambda$$

Como podemos observar las dimensiones de nuestro acoplador van a estar en función de la frecuencia de trabajo de la línea.

Para obtener el valor del Stub , debemos de desnormalizarlo obteniendo :

$$Z_s = Z_0 Z_{ns} = Z_0 \frac{1}{Y_{ns}}$$

$$Z_{s1} = 75 \left( \frac{1}{j 1.34} \right) = -j 55.97 \Omega$$

Y para el segundo caso :

$$Z_{s2} = 75 \left( \frac{1}{-j 1.34} \right) = j 55.97 \Omega$$

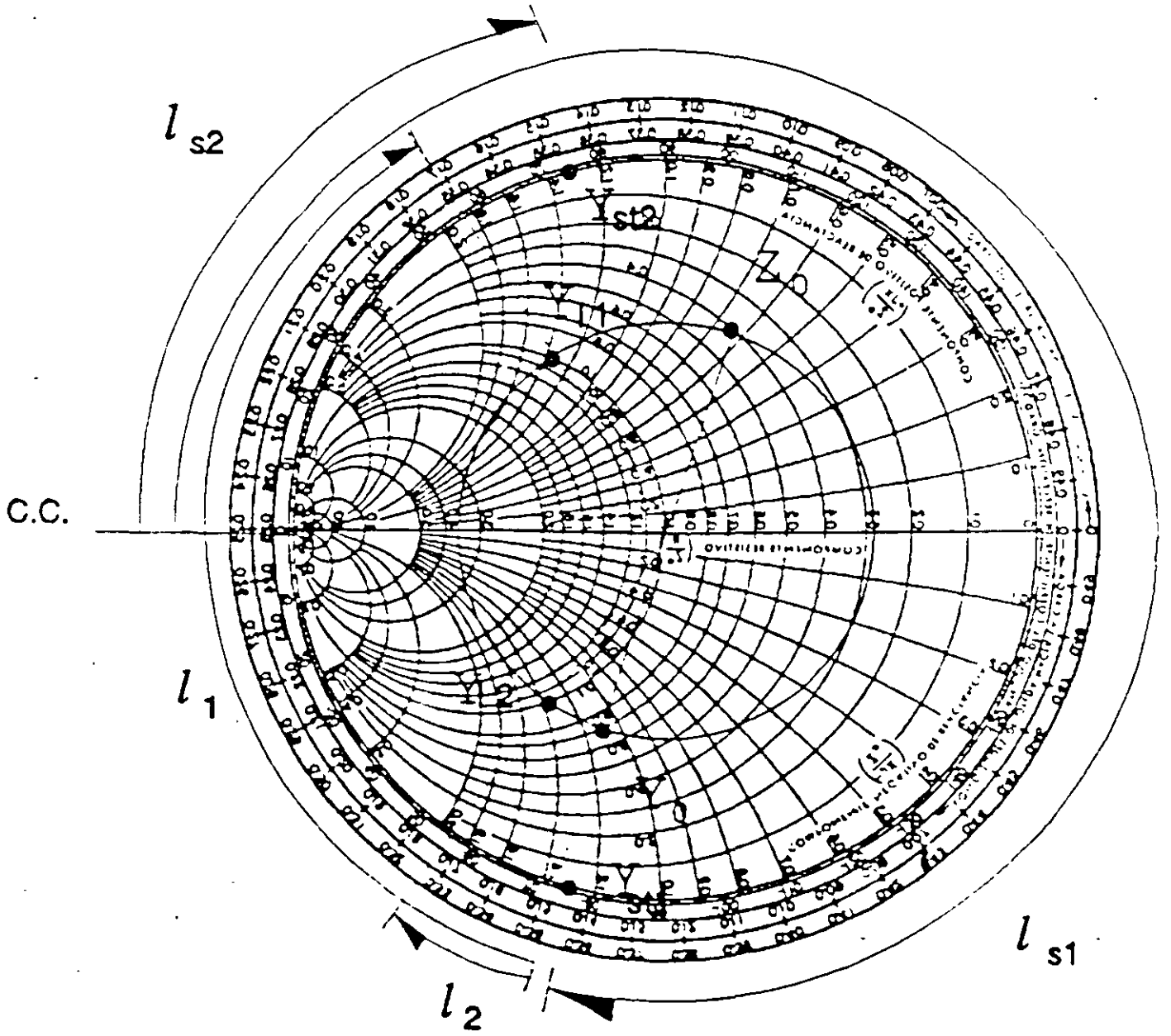


Figura II.1.9

- Acoplador  $\lambda / 4$

Otro tipo de acoplador muy usado , es el inversor  $\lambda/4$  , que consiste en un tramo de línea de transmisión de longitud  $\lambda/4$  , que se conecta en serie con la línea de transmisión y la carga que se va a acoplar.

Este tipo de acoplador es fundamentalmente un inversor de impedancia , sea cual fuere la impedancia de entrada , aparecerá su inverso a la entrada.

Como en este tipo de acoplador , la longitud referida a la frecuencia va a ser siempre la misma , tenemos :

$$\theta = \beta l = \frac{2 \pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2} = 90^\circ \quad \text{II.I.129}$$

Y utilizando las relaciones de impedancia :

$$Z_1 = Z_0 \left| \frac{Z_r + j Z_0 \cot \theta}{Z_0 + j Z_r \tan \theta} \right|$$

$$Z_1 = Z_0 \left| \frac{\frac{Z_r}{\tan \theta} + j Z_0}{\frac{Z_0}{\tan \theta} + j Z_r} \right|$$

Como  $\tan \theta = \tan (\Pi / 2) = \text{infinito}$  , las ecuaciones se nos hacen :

$$Z_1 = Z_0 \left| \frac{Z_0}{Z_r} \right| = \frac{Z_0}{Z_r}$$

Quedándonos la ecuación que nos relaciona las impedancia como :

$$Z'_0 = \sqrt{Z_1 Z_r}$$

Siendo esta la expresión matemática de las propiedades de transformación de impedancia de las secciones de  $\lambda/4$  de longitud , y es valida para cualquier tipo de terminación , sin embargo este tipo de acoplador se fundamentalmente para el acoplamiento de impedancia reales por la dificultad que existe en construir una línea de transmisión con impedancia característica compleja.

Ejemplo:

Se desea acoplar una antena de radiocomunicación con impedancia  $Z_r = 150 + j50 \Omega$  a una línea de transmisión con impedancia característica de  $Z_0 = 70 \Omega$ .

Encontramos inicialmente el valor del coeficiente de reflexión :

$$\xi = \frac{150 - j150 - 70}{150 - j150 + 70} = \frac{8 - j5}{22 - j5}$$

$$\xi = \frac{9.43 \angle -31.2^\circ}{22.56 \angle -16.8^\circ} = 0.4179 \angle -19.2^\circ$$

El valor de ROE será :

$$ROE = \frac{1 + |\xi|}{1 - |\xi|} = \frac{1 + 0.4179}{1 - 0.4179} = 2.43$$

Para poder acoplar las impedancias tenemos que buscar el punto sobre la línea donde la impedancia sea únicamente de valor real , y aprovechando las características de la línea de longitud  $\lambda/4$  de invertir totalmente el valor de la energía de entrada a la salida , localizamos el punto de acoplamiento en el mínimo de tensión mas próximo a la carga, el cual lo encontramos en :

$$\theta = \frac{(180^\circ - 19.2^\circ)}{2} = 80.4^\circ$$

La distancia en función de  $\lambda$  la tenemos por medio de :

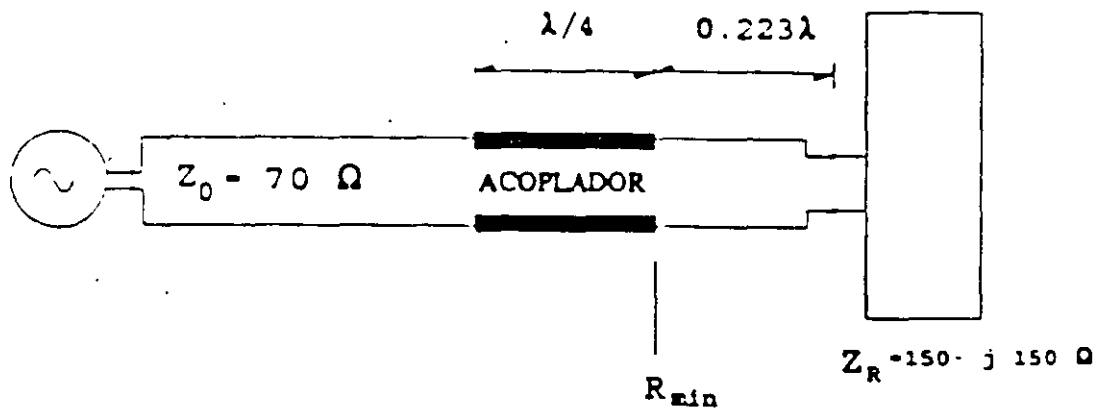
$$l = \frac{80.4^\circ}{\beta} = \frac{80.4^\circ}{\frac{2\pi}{\lambda}} = 0.223\lambda$$

El valor de la impedancia en ese punto será :

$$R_{\min} = \frac{Z_c}{ROE} = \frac{70}{2.43} = 28.8 \Omega$$

Por lo tanto el valor del acoplador es :

$$Z_0 = \sqrt{(70)(28.8)} = 44.89 \Omega$$

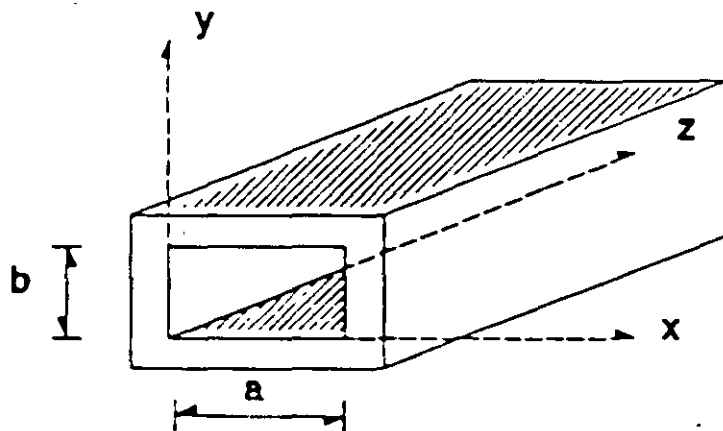




## II.3. GUIAS DE ONDA RECTANGULAR Y CILINDRICA.

### II.3.1 MODOS DE PROPAGACION.

Las guias de onda rectangulares estan formadas por dos juegos de placas paralelas que forman un prisma rectangular en cuyo interior las paredes se suponen perfectamente conductoras y pronlogadas en la direcci3n del eje z como obserbamos en la figura.



GUIA DE ONDA RECTANGULAR

Figura II.11

Para la obtencion de las ecuaciones de onda para los campos E y H en sus componentes transversales , empleamos las ecuaciones armonicas complejas de las ecuaciones de Maxwell suponiendo una dependencia de los campos en el tiempo de acuerdo al fasor  $e^{j\omega t}$  .

Por lo que las expresiones para E y H seran :

$$E = E_0 e^{j\omega t} \quad \text{II.I.131}$$

$$H = H_0 e^{j\omega t} \quad \text{II.I.132}$$

Y sus derivadas con respecto al tiempo:

$$\frac{\partial E}{\partial t} = j \omega E_0 e^{j\omega t} = j \omega E \quad \text{II.I.133}$$

$$\frac{\partial H}{\partial t} = j \omega H_0 e^{j\omega t} = j \omega H \quad \text{II.I.134}$$

Partiendo de la primera y segunda ecuación de Maxwell y las condiciones de campo, quedaría:

$$\nabla \times E = - \frac{\partial B}{\partial t} \quad \text{II.I.135}$$

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} + J \quad \text{II.I.136}$$

$$D = \epsilon E \quad \text{II.I.137}$$

$$B = \mu H \quad \text{II.I.138}$$

$$J = \sigma E \quad \text{II.I.139}$$

Como se supone que las ondas que se desplazan en el material dieléctrico limitado por los conductores , no tiene pérdidas (  $\sigma = 0$  ), por lo tanto  $J = 0$ , quedando las ecuaciones de Maxwell:

$$\nabla \times E = \mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad \text{II.I.140}$$

$$\nabla \times H = e \frac{\partial E}{\partial t} \quad \text{II.I.141}$$

$$\nabla \times E = -j \omega \mu H \quad \text{II.I.142}$$

$$\nabla \times H = j \omega e E \quad \text{II.I.143}$$

Tomando el rotacional en ambas ecuaciones:

$$\nabla \times (\nabla \times H) = j \omega e \nabla \times E \quad \text{II.I.144}$$

$$\nabla (\nabla \cdot H) - \nabla^2 H = j \omega e (-j \omega \mu H) \quad \text{II.I.145}$$

$$\nabla \times (\nabla \times E) = -j \omega \mu (\nabla \times H) \quad \text{II.I.146}$$

$$\nabla (\nabla \cdot E) - \nabla^2 E = j \omega e (-j \omega \mu) E \quad \text{II.I.147}$$

Como :

$$\nabla (\nabla \cdot X) = 0 \quad \text{II.I.148}$$

Entonces :

$$\nabla^2 H = (j \omega \epsilon) (-j \omega \mu) H \quad \text{II.I.149}$$

$$\nabla^2 E = (j \omega \epsilon) (-j \omega \mu) E \quad \text{II.I.150}$$

Donde:

$$\gamma^2 = (j \omega \epsilon) (j \omega \mu) \quad \text{II.I.151}$$

Por lo tanto la constante de propagación es igual a:

$$\gamma = j \omega \sqrt{\epsilon \mu} = \alpha + j \beta \quad \text{II.I.152}$$

Resolviendo el rotacional :

$$\nabla \times E = \begin{vmatrix} a_x & a_y & a_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} [ a_x H_x + a_y H_y + a_z H_z ] e^{j\omega t}$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j \omega \mu H_x \quad \text{II.I.154}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j \omega \mu H_y \quad \text{II.I.155}$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j \omega \mu H_z \quad \text{II.I.156}$$

En forma semejante para el campo magnético tenemos:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = j \omega e E_x \quad \text{II.I.157}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j \omega e E_y \quad \text{II.I.158}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j \omega e E_z \quad \text{II.I.159}$$

Si tomamos en cuenta que la constante de propagación está en la dirección de z:

$$E_x = E_{0x} e^{-\gamma z} \quad H_x = H_{0x} e^{-\gamma z}$$

$$E_y = E_{0y} e^{-\gamma z} \quad H_y = H_{0y} e^{-\gamma z}$$

$$E_z = E_{0z} e^{-\gamma z} \quad H_z = H_{0z} e^{-\gamma z}$$

Derivando con respecto a la dirección de propagación:

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -\gamma E_{0x} e^{-\gamma z} = -\gamma E_x \quad \text{II.I.163}$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = -\gamma E_{0y} e^{-\gamma z} = -\gamma E_y \quad \text{II.I.164}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} = -\gamma H_{0x} e^{-\gamma z} = -\gamma H_x \quad \text{II.I.165}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -\gamma H_{0y} e^{-\gamma z} = -\gamma H_y \quad \text{II.I.166}$$

Sustituyendo estos valores en II.1.154 , II.1.155 , II.1.157 y II.1.158 , nos queda:

$$\frac{\partial E_x}{\partial y} + \gamma E_y = -j \omega \mu H_x \quad \text{II.I.167}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \gamma E_x = -j \omega \mu H_y \quad \text{II.I.168}$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j \omega \mu H_z \quad \text{II.I.169}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial y} + \gamma H_y = j \omega \epsilon E_x \quad \text{II.I.170}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} + \gamma E_x = -j \omega \epsilon E_y \quad \text{II.I.171}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j \omega \epsilon E_z \quad \text{II.I.172}$$

Despejando  $E_x$  de II.I.170 :

$$E_x = \frac{1}{j \omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y} + \frac{\gamma}{j \omega \epsilon} H_y \quad \text{II.I.173}$$

Sustituyendo en II.I.171

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\gamma}{j \omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y} + \frac{\gamma^2}{j \omega \epsilon} H_y = j \omega \mu H_y \quad \text{II.I.174}$$

$$H_y \left( \frac{\gamma^2}{j \omega \epsilon} - j \omega \mu \right) = -\frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\gamma}{j \omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad \text{II.I.175}$$

$$H_y \left( \frac{\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon}{j \omega \epsilon} \right) = -\frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\gamma}{j \omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad \text{II.I.176}$$

Si utilizamos la variable  $h^2$  como:

$$h^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon \quad \text{II.I.177}$$

$$H_y = -\frac{j \omega \epsilon}{h^2} \frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad \text{II.I.178}$$

Análogamente para los terminos de  $H_x$ ,  $E_x$  y  $E_y$  tenemos:

$$H_x = \frac{j \omega \epsilon}{h^2} \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_x}{\partial x} \quad \text{II.I.179}$$

$$E_x = - \frac{j \omega \epsilon}{h^2} \frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{j \omega \mu}{h^2} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad \text{II.I.180}$$

$$E_y = - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial E_x}{\partial y} + \frac{j \omega \mu}{h^2} \frac{\partial H_x}{\partial x} \quad \text{II.I.181}$$

Estas ecuaciones permiten encontrar los componentes de campos transversales de una guía de onda rectangular siempre que se conozcan las componentes longitudinales en  $E_x$  y  $H_x$ .

Observamos que si  $E_x$  y  $H_x$  son iguales a cero, todos los campos se hacen cero dentro de la guía de onda, con lo que queda demostrado que el modo TEM (transverso electrico magnético) no existe propagación en las guías de onda, por lo que uno de los componentes de campo E o H deben ser diferentes de cero.

- Si E diferente de cero, y  $H = 0$ , el modo se le conoce como transverso magnético TM.

- Si H es diferente de cero y  $E = 0$  el modo de propagación es transverso eléctrico TE.



- MODO TM.

El modo TM en una guía de onda tiene 5 componentes puesto que  $H_0$  es cero , entonces para encontrar la solución de las demas componentes partimos de :

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} = - \omega^2 \mu e \bar{E}_z \quad \text{II.I.182}$$

Como :

$$E_z = E_{0z} e^{-\gamma z} \quad \text{II.I.183}$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial z} = -\gamma E_{0z} e^{-\gamma z} = -\gamma E_z \quad \text{II.I.184}$$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} = +\gamma^2 E_z \quad \text{II.I.185}$$

Por lo tanto:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \gamma^2 E_z = -\omega^2 \mu e E_z \quad \text{II.I.186}$$

Sustituyendo h:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + h^2 E_z = 0 \quad \text{II.I.187}$$

Resolviendo la ecuación diferencial parcial por metodo de separación de variables, se propone una solución del termino del producto  $E_2(x, y) = X(x) Y(y)$ .

$$\frac{\partial^2 XY}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 XY}{\partial y^2} + h^2 XY = 0 \quad \text{II.I.188}$$

$$Y \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + X \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + h^2 XY = 0 \quad \text{II.I.189}$$

Dividiendo entre XY:

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + h^2 = 0 \quad \text{II.I.190}$$

Agrupando el termino independiente:

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + h^2 = A \quad \text{II.I.191}$$

$$\frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} = A \quad \text{II.I.192}$$

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + B^2 = 0 \quad \text{II.I.193}$$

$$B^2 = h^2 - A^2 \quad \text{II.I.194}$$

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + B^2 X = 0 \quad \text{II.I.195}$$

Haciendo:

$$D^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} \quad \text{II.I.196}$$

Podemos tener la expresión diferencial homogénea de segundo orden:

$$(D^2 + B^2) X = 0 \quad \text{II.I.197}$$

Con solución:

$$X = C_1 e^{r_1 x} + C_2 e^{r_2 x} \quad \text{II.I.198}$$

Donde  $r_1$  y  $r_2$  son las raíces de  $(D^2 + B^2) = 0$  pudiendo expresar a  $X$  como:

$$X = C_1 e^{j B x} + C_2 e^{-j B x} \quad \text{II.I.199}$$

$$X = C_1 \cos Bx + C_2 \operatorname{sen} Bx \quad \text{II.I.200}$$

En forma similar encontramos la solución de  $Y$ .

$$Y = C_3 \cos Ay + C_4 \operatorname{sen} Ay \quad \text{II.I.201}$$

$$E_s = XY \quad \text{II.I.202}$$

$$E_s = C_1 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_1 C_4 \cos Bx \operatorname{sen} Ay + C_2 C_3 \operatorname{sen} Bx \cos Ay + C_2 C_4 \operatorname{sen} Bx \operatorname{sen} Ay \quad \text{II.I.203}$$

Tomando valores en la frontera  $E = 0$  en  $x = 0$ ,  $a$  y en  $y = 0$ ,  $b$ :

$$E_x = C_1 C_3 \cos Ay + C_1 C_4 Ay = 0 \quad \text{II.I.204}$$

Para que  $E_x = 0$  tiene que ser  $C_1 = 0$  la expresión general queda:

$$E_x = C_2 C_3 \sin Bx \cos Ay + C_2 C_4 \sin Bx \sin Ay \quad \text{II.I.205}$$

Para  $y = 0$  la ecuación se reduce a:

$$E_x = C_2 C_3 \sin Bx = 0 \quad \text{II.I.206}$$

Para que  $E_x$  sea cero para  $y = 0$  con  $C_3$  debe ser cero.

$$E_x = C_2 C_4 \sin Bx \sin Ay \quad \text{II.I.207}$$

Como  $\sin Bx$ ,  $\sin Ay$  son adimensionales, el producto  $C_2 C_4$  debe representar un campo eléctrico el cual se define como  $E_0$  para encontrar  $A$  y  $B$  los obtenemos aplicando las otras dos condiciones de frontera,  $x = a$ ,  $E_x = 0$ .

$$E_x = E_0 \sin Ba \sin Ay = 0 \quad \text{II.I.208}$$

Siendo  $B$  una serie infinita de soluciones del tipo:

$$B = \frac{m \pi}{a} \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad \text{II.I.209}$$

Para  $y = b$  ,  $E_z = 0$

$$E_x = E_0 \operatorname{sen} \frac{m \pi}{a} x \operatorname{sen} Ab = 0 \quad \text{II.I.210}$$

A , tendrá un gran número de soluciones del tipo:

$$A = \frac{n \pi}{b} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad \text{II.I.211}$$

Por lo que la expresión queda:

$$E_x = E_0 \operatorname{sen} \frac{m \pi}{a} x \operatorname{sen} \frac{n \pi}{b} y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{II.I.212}$$

Sustituyendo los valores de las componentes:

$$E_x = \frac{j\beta}{h^2} E_0 \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m \pi}{a}\right) x \operatorname{sen}\left(\frac{n \pi}{b}\right) y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{II.I.213}$$

$$E_y = \frac{-j\beta}{h^2} E_0 \frac{n\pi}{b} \operatorname{sen}\left(\frac{m \pi}{a}\right) x \cos\left(\frac{n \pi}{b}\right) y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{II.I.214}$$

$$H_x = \frac{j\omega e}{h^2} E_0 \frac{n\pi}{a} \operatorname{sen}\left(\frac{m \pi}{a}\right) x \cos\left(\frac{n \pi}{b}\right) y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{II.I.215}$$

$$H_y = \frac{j\omega e}{h^2} E_0 \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m \pi}{a}\right) x \operatorname{sen}\left(\frac{n \pi}{b}\right) y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{II.I.216}$$

Tanto las dimensiones de a como la dimensión de b la distribución del campo debe ser un número entero de medias longitudes de onda dadas por m y n, expresandose el modo como  $TM_{m,n}$ , y el mínimo modo que puede propa dentro de la guía de onda se le llama modo dominante, en este caso el modo dominante es el  $TM_{1,1}$ .

Con esto observamos que la influencia de las paredes conductoras de la guía de onda producen una dependencia de la frecuencia dada en la constante  $\gamma$  de propagación que aun valor crítico especificado de frecuencia ya no se propaga la onda sino solo se atenúa .

$$h^2 = A^2 + B^2 \quad \text{II.I.217}$$

$$\left( \frac{m \pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n \pi}{b} \right)^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon \quad \text{II.I.218}$$

$$\gamma_{m,n} = \sqrt{\left( \frac{m \pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n \pi}{b} \right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon} \quad \text{II.I.219}$$

La constante de propoagación  $\gamma_{m,n}$  es una funció de las dimensiones de la guía a la frecuencia  $\omega$  de la ecuacion.

Observando que si  $\omega^2 \mu \epsilon > h^2$ ,  $\gamma$  es de valor imaginario puro por lo que solo contiene un factor de fase.

Pero si  $h^2 > \omega^2 \mu e$  ,  $\gamma$  es de valor real con lo que existe un valor de atenuación y la onda no se propaga, el punto de transición lo podemos determinar por:

$$\omega^2 \mu e = h^2 \quad \text{II.I.222}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{\sqrt{\mu e}} \sqrt{\left(\frac{m \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \pi}{b}\right)^2} \quad \text{II.I.223}$$

$$f_c = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{1}{\mu e} \left(\frac{m \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \pi}{b}\right)^2} \quad \text{II.I.224}$$

$f_c$  se le denomina frecuencia de corte y nos indica la frecuencia mínima para operar una guía con las dimensiones a,b con un modo de propagación m,n.

- MODO TE

Para el modo TE osea  $E_z = 0$  , nos basamos en un procedimiento análogo al de la resolución del modo TM, quedando sus ecuación como:

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{II.I.223}$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{m\pi}{a} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \cos\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{II.I.224}$$

$$H_x = \frac{j\beta}{h^2} H_0 \frac{m\pi}{a} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \cos\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{II.I.225}$$

$$H_y = \frac{j\beta}{h^2} H_0 \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{II.I.226}$$

$$H_z = H_0 \cos \frac{m\pi}{a} x \cos \frac{n\pi}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{II.I.227}$$

De las ecuaciones anteriores observamos que si  $m$  y  $n$  son cero , las componentes de campo se hacen cero , pero , si  $m$  o  $n$  son diferentes de cero , esto no pasa .

En una guia de onda rectangular de modo de propagación transversal electrico , el modo fundamental es el  $TE_{1,0}$  .



### II.1.3.2 GUIAS DE ONDA CIRCULARES

Una guía de onda circular , es un tubo metalico con sección transversal circular , en cuyo interior se propagan las ondas electromagnéticas , el empleo de este tipo de líneas , esta algo limitado , debido a que la transmisión eficaz del modo dominante necesita un mayor perimetro por longitud de onda, que en el caso de guías de onda rectangulares , y debido a la tendencia de la guía de onda circular de alterar la orientación de campo electrico en curvas de codos.

El procedimiento para obtener las componentes eléctricas y magnéticas es análogo con el de las guias de ondas rectangulares, con la salvedad de que las guias circulares tienen simetria cilindrica , por lo que la solución de E y H, deben de obtenerse en estas coordenadas cilindricas.

Aplicando las mismas condiciones que para las guías rectangulares en el interior de la guía circular y suponiendo que la variación con respecto a  $z$  esté dado por  $e^{-\gamma z}$  y una variación armónica con el tiempo, las ecuaciones I y II de Maxwell se transforman en :

$$\frac{\partial H_z}{\rho \partial \Phi} + \gamma H_\phi = j \omega \epsilon E_\rho \quad \text{II.I.228}$$

$$\frac{\partial E_z}{\rho \partial \Phi} + \gamma E_\phi = -j \omega \mu H_\rho \quad \text{II.I.229}$$

$$-\gamma H_\rho - \frac{\partial H_z}{\partial \rho} = j \omega \epsilon E_\phi \quad \text{II.I.230}$$

$$-\gamma E_\rho - \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -j \omega \mu H_\phi \quad \text{II.I.231}$$

$$\frac{1}{\rho} \left( \frac{\partial (\rho H_\phi)}{\partial \rho} - \frac{\partial H_\rho}{\partial \Phi} \right) = j \omega \epsilon E_z \quad \text{II.I.232}$$

$$\frac{1}{\rho} \left( \frac{\partial (\rho E_\phi)}{\partial \rho} - \frac{\partial E_\rho}{\partial \Phi} \right) = -j \omega \mu H_z \quad \text{II.I.233}$$

Combinando estas ecuaciones obtenemos:

$$h^2 H_\rho = j \omega \epsilon \frac{\partial E_z}{\rho \partial \Phi} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial \rho}$$

$$h^2 H_\phi = -j \omega \epsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho} - \gamma \frac{\partial H_z}{\rho \partial \Phi} \quad \text{II.I.235}$$

$$h^2 E_\rho = -\gamma \frac{\partial E_z}{\partial \rho} - j \omega \mu \frac{\partial H_z}{\rho \partial \Phi} \quad \text{II.I.236}$$

$$h^2 E_\phi = -\gamma \frac{\partial E_z}{\rho \partial \Phi} - j \omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \quad \text{II.I.237}$$

Tomando la dirección de propagación en  $z$ , la ecuación de onda  $E_z$  en coordenadas cilíndricas es:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\rho^2 \partial \Phi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + \frac{\partial E_z}{\rho \partial \rho} = -\omega^2 \mu \epsilon E_z \quad \text{II.I.238}$$

Procediendo en forma análoga al usado en el caso de guía de onda rectangular, tenemos:

$$E_z = P(\rho) Q(\Phi) e^{-\gamma z} = E_{\rho z} e^{-\gamma z} \quad \text{II.I.239}$$

Donde  $P(\rho)$  es una función solo de  $\rho$  y  $Q(\Phi)$  es una función de  $\Phi$ , por lo que sustituyendo la expresión de  $E_z$  en la ecuación de onda se obtiene:

$$Q \frac{\partial^2 P}{\partial \rho^2} + P \frac{\partial^2 Q}{\rho^2 \partial \Phi^2} + Q \frac{\partial P}{\rho \partial \rho} + P Q \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon P Q = 0 \quad \text{II.I.240}$$

Dividiendo por PQ :

$$\frac{\partial^2 P}{P \partial \rho^2} + \frac{\partial^2 Q}{Q \rho^2 \partial \Phi^2} + \frac{\partial P}{P \rho \partial \rho} + h^2 = 0 \quad \text{II.I.241}$$

Como en las guías rectangulares , descomponemos la ecuación en dos ecuaciones diferentes :

$$\frac{\partial^2 Q}{\partial \Phi^2} = -n^2 Q \quad \text{II.I.242}$$

$$\frac{\partial^2 P}{\partial \rho^2} + \frac{\partial P}{\rho \partial \rho} + \left( h^2 - \frac{n^2}{\rho^2} \right) P = 0 \quad \text{II.I.243}$$

Donde n es una constante , entonces la solución de la ecuación en Q es :

$$Q = ( A_n \cos n\Phi + B_n \sen n\Phi ) \quad \text{II.I.244}$$

Dividiendo por  $h^2$  la ecuación II.243 , tenemos :

$$\frac{\partial^2 P}{\partial (\rho h)^2} + \frac{\partial P}{(\rho h) \partial (\rho h)} + \left[ 1 - \frac{n^2}{(\rho h)^2} \right] P = 0 \quad \text{II.I.245}$$

Esta es una forma normal de ecuación de Bessel en función de  $(\rho h)$  . Empleando solo la solución que es finita para  $(\rho h) = 0$  , resulta :

$$P(\rho h) = J_n(\rho h) \quad \text{II.I.246}$$

en donde  $J_n(\rho h)$  es la función de Bessel de primera clase y orden n.

Sustituyendo la ecuación II.244 y II.246 en II.239 :

$$E_z = J_n(\rho h) (A_n \cos n\Phi + B_n \operatorname{sen} n\Phi) e^{-\gamma z} \quad \text{II.I.247}$$

La solución para  $H_z$  tiene la misma forma que para  $E_z$  y puede escribirse :

$$H_z = J_n(\rho h) (C_n \cos n\Phi + D_n \operatorname{sen} n\Phi) e^{-\gamma z} \quad \text{II.I.248}$$

- MODO TRANSVERSO MAGNETICO TM.

Sabemos que en el modo TM la componente de campo magnético  $H_z$  es cero , la ecuación de onda empleada es para la componente eléctrica  $E_z$  y que las condiciones en los limites requieren que  $E_z$  se desvanezca en la superficie de la guia , por lo que tenemos , donde  $a$  es el radio de la guia de onda.

$$J_0(ha) = 0 \quad \text{II.I.249}$$

Existe un numero infinito de soluciones de la ecuacion II.249 , por lo que existirá un numero infinito de ondas posibles en el modo TM .

Para que la propagacion tenga lugar en las guias circulares , es necesario al igual que en las guias rectangulares que  $h^2 < \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon$  , esto significa que  $h$  debe de ser pequeña o bien referirse a frecuencias altas.

Lo anterior a su vez nos indica que solo tendrá interés practico las primeras soluciones de la ecuación II.249, las cuales serán :

$$\begin{array}{ll} (ha)_{0,1} = 2.405 & (ha)_{1,1} = 3.85 \\ (ha)_{0,2} = 5.520 & (ha)_{1,2} = 7.02 \end{array} \quad \text{II.I.250}$$

El primer subíndice indica el valor de  $n$  y el segundo indica por orden de magnitud las raíces de la ecuación II.249, y los distintos modos se indican como  $TM_{0,1}$ ,  $TM_{1,2}$  etc.

Para encontrar la constante de fase, partimos de la ecuación :

$$\gamma = \sqrt{h^2 - \omega^2 \mu \epsilon} \quad \text{II.I.251}$$

$$\beta_{mn} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - h_{mn}^2} \quad \text{II.I.252}$$

Entonces la frecuencia de corte, por debajo de la cual ya no existe transmisión ninguna es :

$$f_c = \frac{h_{mn}}{2 \pi \sqrt{\mu \epsilon}} \quad \text{II.I.253}$$

Donde :

$$h_{mn} = \frac{(ha)_{mn}}{a} \quad \text{II.I.254}$$

Podemos entonces encontrar las componentes de campo eléctrico y magnético del modo TM con las ecuaciones de la II.234 a II.237 y en función de  $E_z$ , las expresiones de los componentes quedan :

$$E_z = A_n J_0(h\rho) \cos n\Phi \quad \text{II.I.255}$$

$$H_\rho = - \frac{j A_n \omega \epsilon n}{h^2 \rho} J_n(\rho h) \operatorname{sen} n\Phi \quad \text{II.I.256}$$

$$H_\phi = - \frac{j A_n \omega \epsilon}{h} J'_n(\rho h) \cos n\Phi \quad \text{II.I.257}$$

$$E_\rho = \frac{\beta}{\omega \epsilon} H_\phi \quad \text{II.I.258}$$

$$E_\phi = - \frac{\beta}{\omega \epsilon} H_\rho \quad \text{II.I.259}$$

Las variaciones en el tiempo de cada una de las componentes del campo y en la dirección de  $z$ , se obtienen multiplicando cada una de las expresiones por el factor  $e^{j(\omega t - \beta z)}$  y tomando la parte real.



- MODO TRANSVERSO ELECTRICO TE.

En ondas transversalmente eléctricas la componente  $E_z$  es cero y la componente  $H_z$  esta dada por la ecuación II.248 , por lo que sustituyendo en las ecuaciones II.234 a II.237 , podemos encontrar las demás componentes .

$$H_z = C_n J_n(h\rho) \cos n\Phi \quad \text{II.I.260}$$

$$H_\rho = - \frac{j C_n \beta}{h} J'_n(h\rho) \cos n\Phi \quad \text{II.I.261}$$

$$H_\phi = \frac{j C_n \beta}{h^2 \rho} J_n(h\rho) \operatorname{sen} n\Phi \quad \text{II.I.262}$$

$$E_\rho = \frac{\omega \mu}{\beta} H_\phi \quad \text{II.I.263}$$

$$E_\phi = - \frac{\omega \mu}{\beta} H_\rho \quad \text{II.I.264}$$

Las ecuaciones para determinar la frecuencia de corte, y la constante de propagación , son las mismas que las obtenidas para el modo TM.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**LÍNEAS DE TRANSMISIÓN Y GUÍAS DE ONDA**

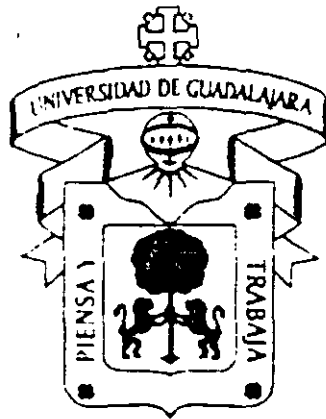
**CONFERENCISTA  
DR. ALEJANDRO DUEÑAS JIMÉNEZ  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

UNIVERSIDAD DE GUADALAJARA

CENTRO UNIVERSITARIO DE CIENCIAS EXACTAS E INGENIERÍAS

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES DE ALTAS FRECUENCIAS



INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO EN HIPERFRECUENCIAS  
Y ELECTROMAGNETISMO APLICADO

ONDAS CENTIMÉTRICAS Y MILIMÉTRICAS

**CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**CIRCUITOS DE MICROONDAS**

Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara



# Introducción

Para el estudio formal de la ingeniería de microondas se requieren de dos a tres cursos sobre temas básicos y de otros tantos sobre temas específicos. Algunos que son típicos son los siguientes: Teoría de Circuitos de Microondas, Análisis y Síntesis de Redes Pasivas de Microondas, Electrónica de Altas Frecuencias, Técnicas de Medición de Microondas, Antenas, Comunicaciones Inalámbricas, Técnicas Numéricas para el Análisis y Síntesis de Estructuras Pasivas de Ondas Centimétricas y Milimétricas, etc. Todos estos cursos tienen una duración promedio de 60 horas donde 20 son de laboratorio cuando así se requiere.

Además, para emprender este estudio es necesario tener el antecedente de un curso completo de Teoría Electromagnética y de otro sobre Líneas de Transmisión y Guías de Onda

Asimismo, habrá personas para las que, en base a sus necesidades, sólo será necesario tomar algunos cursos, otras para las que serán necesarios varios de ellos y otras más que requerirán de su totalidad. Según el número de cursos tomados será el nivel de manejo y transformación del conocimiento que cada persona adquirirá

Lo que si es un hecho es que para todo aquel que quiera generar conocimiento será necesario ir más allá de los simples cursos para involucrarse en la investigación y el desarrollo.

No obstante lo anterior, es también posible ofertar cursos cortos de buena calidad con una menor profundidad pero que cubran varios temas a la vez. Éste pretende ser un curso de estas características

De esta manera en un curso de varias o aun pocas horas, se puede dar una presentación que ofrezca un panorama general sobre el campo de las microondas

Por otro lado, dado que el auditorio que asiste a cursos como éste es por lo general bastante heterogéneo, entonces, para algunos el curso será su primer contacto con el tema, para algunos otros servirá como un complemento y refuerzo de aquellos aspectos que ya manejan y para otros (quizá los menos), sólo será una oportunidad de recordar y tal vez de comparar las diferentes formas o alternativas de tratar un tema en especial

De cualquier manera y cualquiera que sea el caso, se espera que con este curso se logre motivar al auditorio para ir mas allá de él según las necesidades e intereses que se tengan sobre el tema general que aquí se discute.



# Capítulo 1

## Circuitos pasivos de microondas

A diferencia de los circuitos en ondas métricas (abajo de 300 MHz) representados por funciones temporales (o su transformación a frecuenciales), los circuitos en ondas centimétricas o milimétricas (arriba de 300 MHz) requieren de un modelado matemático que involucra tanto a la variable temporal como a la espacial, y de técnicas de medición que consideran a esta última.

Así, en los circuitos de ondas centimétricas y milimétricas (microondas), el modelado matemático se da a través de los llamados parámetros  $S$  que representan la reflexión y la transmisión de ondas viajeras de corriente, voltaje o potencia

### 1.1 Elementos básicos de circuitos de microondas

Los elementos básicos constituyentes de circuitos de baja frecuencia (abajo de 300 MHz), son la resistencia, el capacitor y la bobina (Fig. 1). Cuando las dimensiones físicas de estos elementos son mucho menores (aproximadamente dos órdenes de magnitud) que la longitud de onda a la frecuencia de operación, se les llama elementos concentrados.

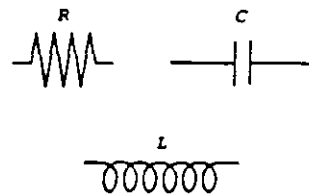


Figura 1 Elementos circuitales típicos de baja frecuencia.

Los elementos básicos constituyentes de circuitos de alta frecuencia (arriba de 300 MHz), son la línea de transmisión y la guía de onda (Fig 2). Cuando las dimensiones físicas de estos elementos son comparables con la longitud de onda a la frecuencia de operación, se les llama elementos distribuidos

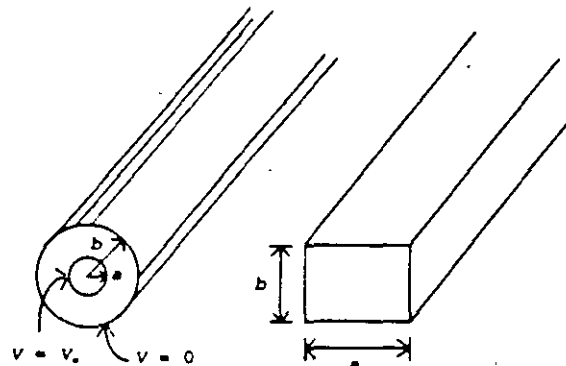


Figura 2 Elementos circuitales típicos de alta frecuencia.



Con la tecnología actual de circuitos integrados monolíticos, es posible construir elementos concentrados en ondas centimétricas. Cuando la longitud de onda es más pequeña que las dimensiones físicas de los elementos se pasa a los dominios de la óptica y la cuasi-óptica.

## 1.2 Circuitos pasivos formados por la interconexión de resistencias, capacitores y bobinas

### 1.2.1 Transformadores de impedancia con elementos concentrados (redes de acoplamiento L, T, y $\Pi$ )

El diseño de diversos circuitos pasivos y activos de microondas (Fig. 3) se sustenta principalmente en la síntesis de las redes de acoplamiento de impedancias. Una selección adecuada de estas redes permite cumplir con requerimientos específicos como el ancho de banda, el ruido y el intervalo dinámico.

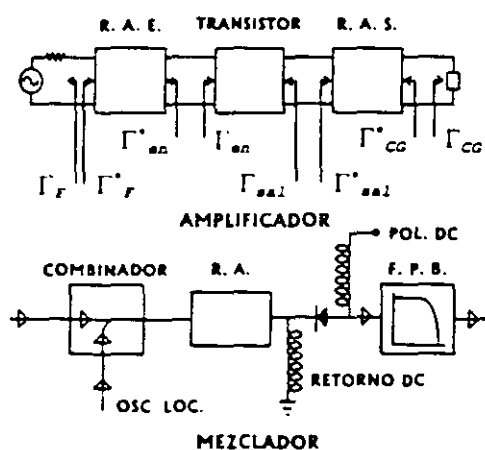


Figura 3 Circuitos activos que hacen uso de transformadores de impedancia

Redes de dos, tres o más elementos en configuraciones L, T,  $\Pi$  y sus interconexiones (Fig. 4) pueden ser utilizadas para acoplar resistencias puras o impedancias complejas. La selección de una en lugar de otra depende de la banda de paso, la selectividad, la configuración física y el nivel de pérdidas admisible.

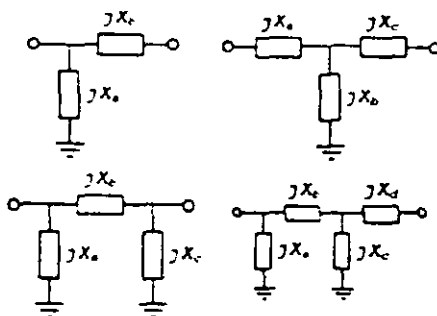


Figura 4 Redes de acoplamiento L, T y  $\Pi$



El procedimiento para el acoplamiento de impedancias en general, comprende los siguientes pasos:

- Selección de la configuración en base al compromiso entre el ancho de banda (o factor Q) y las pérdidas por inserción
- Verificación de la compatibilidad del interfaceado (Fig 5)

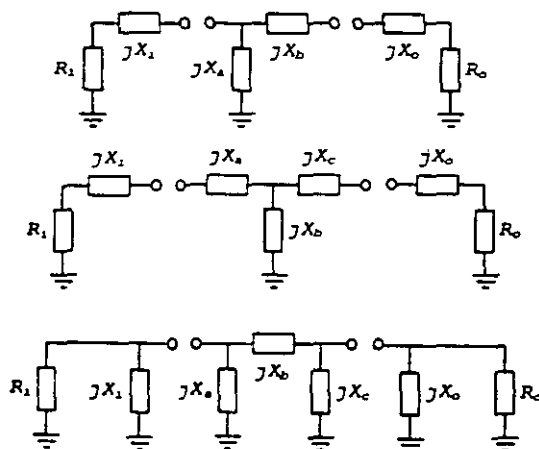


Figura 5. Redes de acoplamiento compatibles con la fuente y la carga.

- Si hay incompatibilidad, transformación serie-paralelo o viceversa (Fig 6) usando las ecuaciones siguientes [1]

$$R_P = R_s \left[ 1 + \left( \frac{X_s}{R_s} \right)^2 \right], \quad X_P = X_s \frac{1 + \left( \frac{X_s}{R_s} \right)^2}{\left( \frac{X_s}{R_s} \right)^2}$$

$$R_s = R_P \frac{1}{1 + \left( \frac{R_P}{X_P} \right)^2}, \quad X_s = X_P \frac{\left( \frac{R_P}{X_P} \right)^2}{1 + \left( \frac{R_P}{X_P} \right)^2}$$

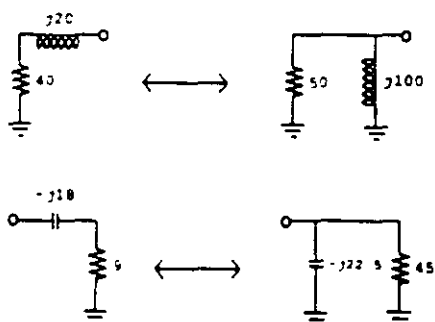


Figura 6 Transformaciones RL y RC serie-paralelo



- Selección de una red pasa bajas o una red pasa altas (Fig. 7) en base a la frecuencia de operación

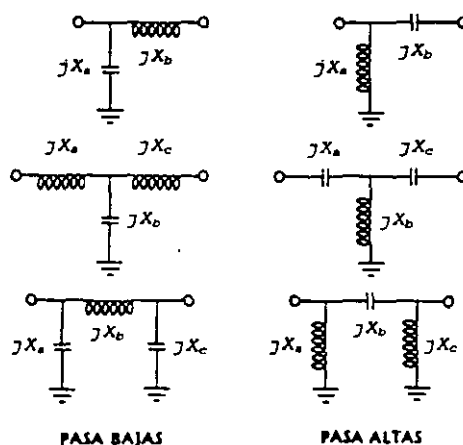


Figura 7 Algunas redes de acoplamiento pasa bajas y pasa altas

El ancho de banda de una red en particular se puede inferir de su factor  $Q$ . Redes con un ancho de banda amplio tienen un  $Q$  bajo mientras que redes muy selectivas tienen un  $Q$  alto.

Las redes en configuración  $L$  se utilizan principalmente para acoplamientos con anchos de banda moderados ya que su factor  $Q$  (Ec 2) no puede revasar el valor que fijan las impedancias que van a ser acopladas. Por otra parte, si las impedancias a acoplar son ambas complejas o una compleja y otra real entonces, se pueden obtener hasta cuatro diferentes soluciones (estructuras). Si las impedancias son puramente reales sólo habrá dos soluciones. Pero si son una es compleja y otra imaginaria, una real y otra imaginaria o ambas imaginarias entonces, no habrá ninguna solución ya que en la ecuación del  $Q$  se tendría la raíz de infinito. Cabe destacar además, que las redes de acoplamiento posibles son las mismas sin importar si el acoplamiento se hace de fuente a carga o viceversa. Las ecuaciones para la síntesis de redes de acoplamiento en  $L$  son las siguientes:

$$X_a = \frac{R_1^2 - X_1^2}{Q R_1 - X_1} \quad X_b = Q R_0 - X_0$$

$$Q = \left[ \frac{R_1 \left[ 1 + \left( \frac{X_1}{R_1} \right)^2 \right]}{R_0} \right]^{1/2}$$

Para realizar algunos acoplamientos de práctica, primeramente con redes  $L$  y posteriormente con redes  $T$  y  $\Pi$  pueden tomarse como impedancias de fuente y carga a las transformaciones de la Fig 6





Las ecuaciones para la síntesis de redes de acoplamiento en  $T$  y  $\Pi$  para  $Q$  mínimo son las siguientes:

Red  $T$

$$x_a = -x_1$$

$$x_b = \frac{R_1}{Q_{\min}}$$

$$x_c = -(x_o + R_o Q_{\min})$$

Red  $\Pi$

$$x_c = -x_o$$

$$x_b = R_o Q_{\min}$$

$$x_a = \frac{-1}{x_1 + \frac{R_1}{R_1}}$$

$$Q_{\min} = \sqrt{\frac{R_1}{R_o} - 1}$$

Las ecuaciones para la síntesis de redes de acoplamiento en  $T$  y  $\Pi$  para cualquier  $Q$  son las siguientes

Red  $T$

$$x_a = -R_1 \sqrt{\frac{R_o(1+Q^2)}{R_1} - 1} - x_1$$

$$x_b = \frac{R_c(1-Q^2)}{Q \sqrt{\frac{R_o(1+Q^2)}{R_1} - 1}}$$

$$x_c = -(x_o + R_o Q)$$

Red  $\Pi$

$$x_a = -\frac{1}{x_1 + \frac{R_1}{R_1}}$$

$$x_b = \frac{R_1 \left[ Q + \sqrt{\frac{R_o(1+Q^2)}{R_1} - 1} \right]}{1+Q^2}$$

$$x_c = \frac{1}{\frac{1}{R_o} \sqrt{\frac{R_o(1+Q^2)}{R_1} - 1} + \frac{1}{R_1}}$$

Valores de  $Q$  que reducen las redes  $T$  y  $\Pi$  a  $L$

Red  $T$

$$Q = \frac{x_o}{R_o}$$

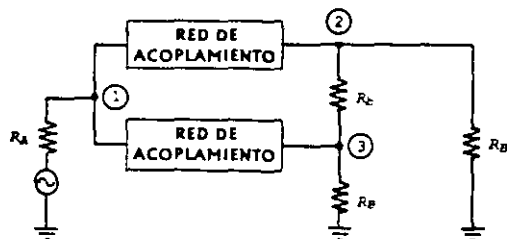
Red  $\Pi$

$$Q = -\frac{R_1}{x_1}$$

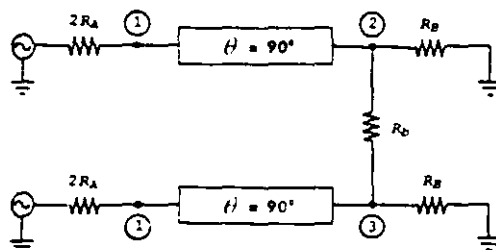


## 1.2.2 Divisores de potencia

Los divisores de potencia con elementos concentrados son circuitos muy útiles para la integración de redes más generales en las que es necesaria la separación de señal. Un divisor típico de dos vías en fase se muestra en la figura siguiente.



(a) DIVISOR DE POTENCIA BÁSICO



(b) RED EN MODO PAR EQUIVALENTE

Figura 8 Divisor de potencia de dos vías en fase.

Las redes de acoplamiento pueden ser pasa bajas o pasa altas, en configuración  $\Pi$  o  $T$  según se muestra en la figura siguiente

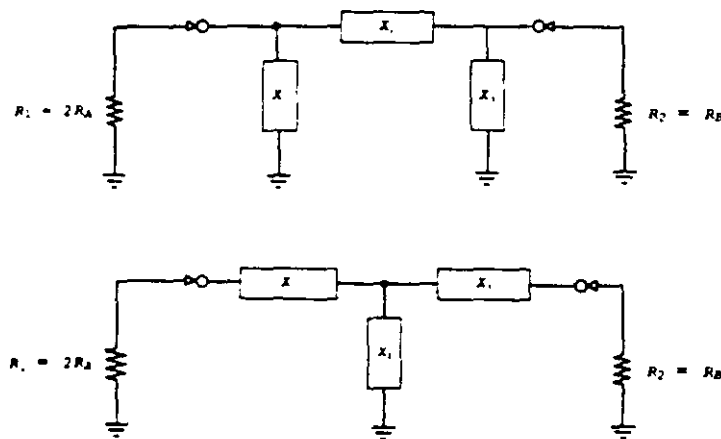


Figura 9 Redes de acoplamiento en  $\Pi$  y en  $T$  para el divisor de potencia de dos vías en fase



Las síntesis de estas redes se lleva a cabo con las siguientes ecuaciones [2]

Red  $\Pi$  ( $\theta = 90^\circ$ )

$$x_1 = j \frac{R_1 R_2 \operatorname{sen} \theta}{R_2 \cos \theta - (R_1 R_2)^{1/2}} = \mp j (R_1 R_2)^{1/2}$$

$$x_2 = j (R_1 R_2)^{1/2} \operatorname{sen} \theta = \pm j (R_1 R_2)^{1/2}$$

$$x_3 = j \frac{R_1 R_2 \operatorname{sen} \theta}{R_2 \cos \theta - (R_1 R_2)^{1/2}} = \mp j (R_1 R_2)^{1/2}$$

$$R_D = 2 R_2$$

Signo superior = red pasa bajas  
Signo inferior = red pasa altas

Red  $T$  ( $\theta = 90^\circ$ )

$$x_1 = -j \frac{R_1 \cos \theta - (R_1 R_2)^{1/2}}{\operatorname{sen} \theta} = \pm j (R_1 R_2)^{1/2}$$

$$x_2 = -j \frac{(R_1 R_2)^{1/2}}{\operatorname{sen} \theta} = \mp j (R_1 R_2)^{1/2}$$

$$x_3 = -j \frac{R_2 \cos \theta - (R_1 R_2)^{1/2}}{\operatorname{sen} \theta} = \pm j (R_1 R_2)^{1/2}$$

$$R_D = 2 R_2$$

Signo superior = red pasa bajas  
Signo inferior = red pasa altas

El valor negativo de  $x$  corresponde a un elemento capacitivo y el positivo a un elemento inductivo. Además, el valor de  $R_1$  tiene que ser diferente del de  $R_2$ .

Un ejemplo de un divisor con impedancias de  $50 \Omega$  en sus tres puertos y que fue diseñado para una frecuencia de 425 MHz se muestra en la figura siguiente. La estructura obtenida utiliza redes de acoplamiento pasa altas en configuración //



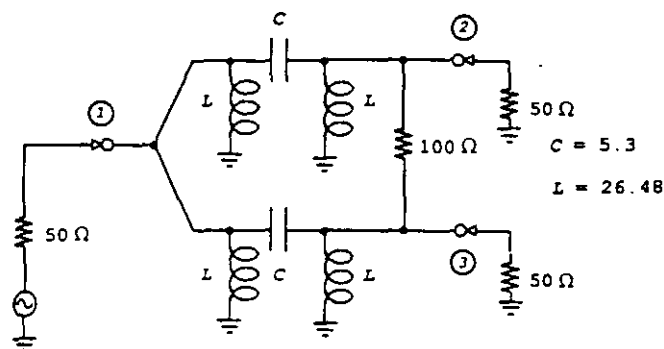


Figura 10 Topología de un divisor que opera a 425 MHz.

### 1.2.3 Acopladores direccionales

Los acopladores direccionales de elementos concentrados son muy útiles para aplicaciones en la parte baja de las microondas. Uno de los más populares es el acoplador de cuadratura que se usa en la integración de mezcladores y amplificadores balanceados. La figura siguiente muestra el circuito esquemático de un acoplador de este tipo.

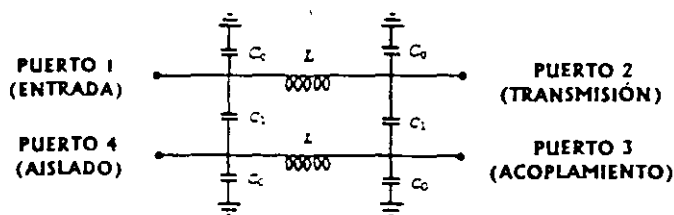


Figura 11 Circuito con elementos concentrados para un acoplador direccional de cuadratura.

El diseño de estos circuitos se lleva a cabo resolviendo el sistema de ecuaciones no lineales siguiente [3]

$$c_1 = 1 / (z_0 \omega_0 k^{1/2})$$

$$\omega_0^2 L (c_0 - c_1) = 1$$

$$L = 2c_0 z_0^2 / (1 - \omega_0^2 c_0^2 z_0^2)$$

donde  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $f_0$  es la frecuencia de operación y  $k$  es el coeficiente de acoplamiento

El valor de la primera ecuación (que se obtiene de manera directa) se sustituye en la segunda y luego con algún método numérico se resuelven simultáneamente la segunda y la tercera.



## 1.2.4 Filtros

Tres de los tipos más comunes de filtros son los Butterworth, los Chebyshev y los Bessel, llamados así por su forma de respuesta y en honor a sus creadores. Por razones de espacio en este documento sólo se presentan los prototipo Butterworth pasabajas.

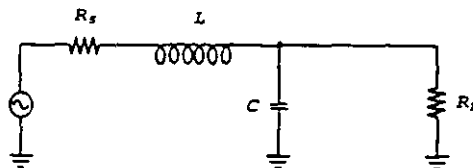


Figura 12 Un filtro pasabajas simple [4]

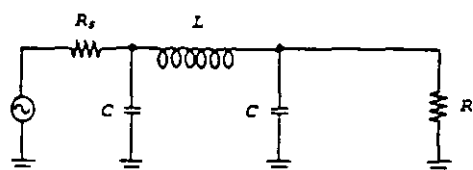
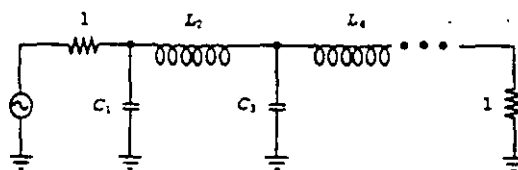


Figura 13. Un filtro pasabajas de tres elementos [4]



$n$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$	$L_6$	$C_7$
2	1.414	1.414					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	0.445	

Figura 14 Prototipo Butterworth pasabajas de  $n$  elementos y su tabla de valores [4]

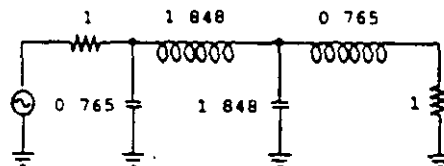


Figura 15 Un filtro pasabajas Butterworth prototipo de cuatro elementos [4].



### 1.3 Segmentos de línea de transmisión y guía de onda (trozos y secciones)

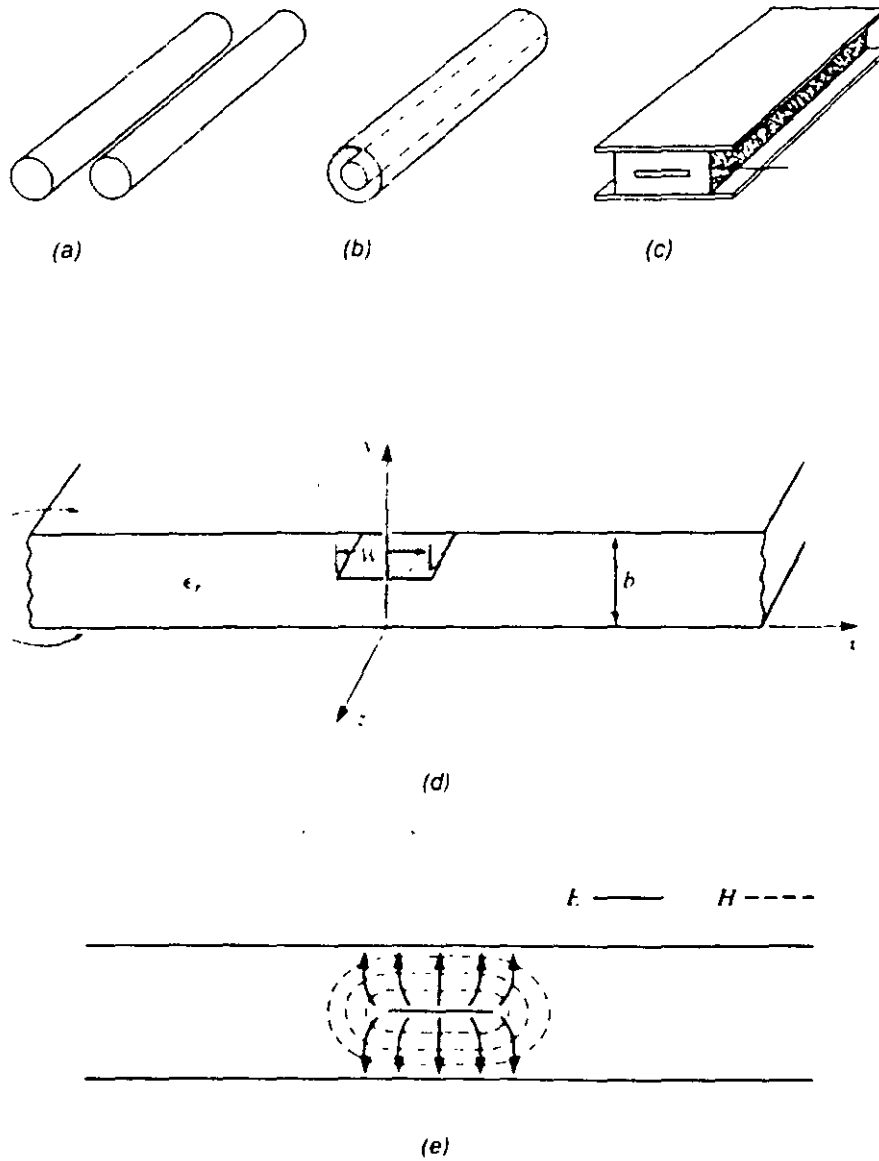
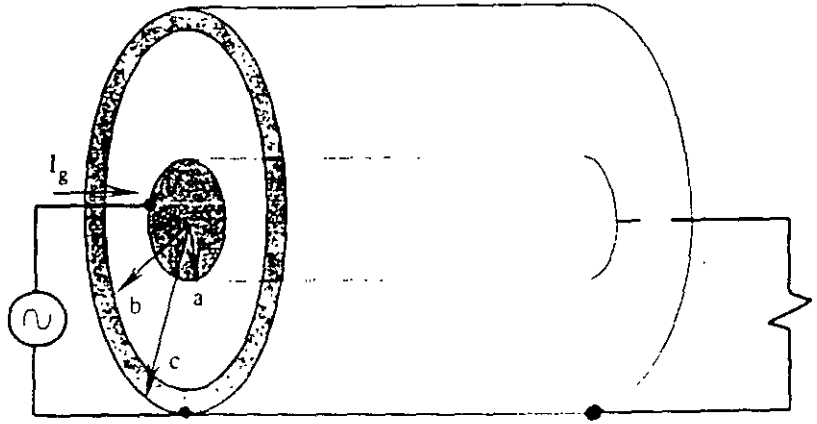
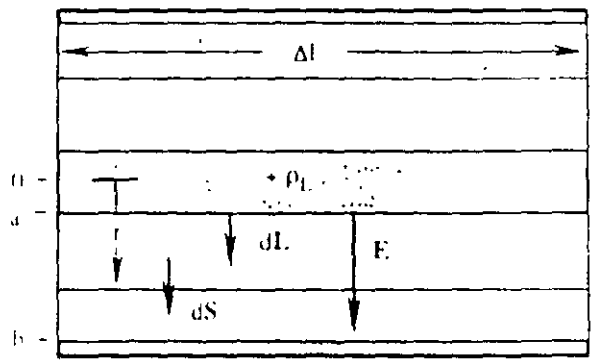


Figura 16 Algunas líneas de transmisión típicas (a) Bifilar (b) Coaxial (c) Tnplaca (línea de cinta) (d) Geometría básica de una tnplaca (e) Líneas de campo eléctrico y campo magnético [6]. [7]

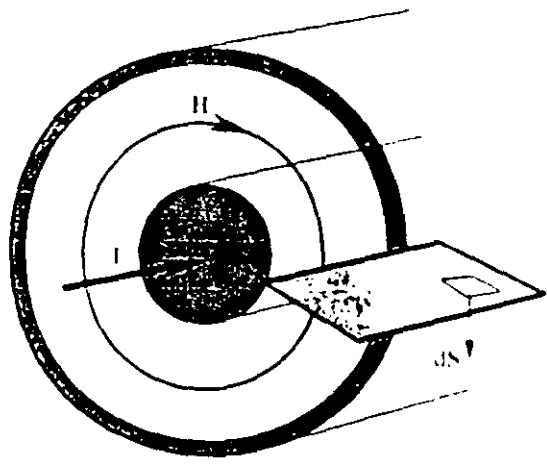




(a)



(b)

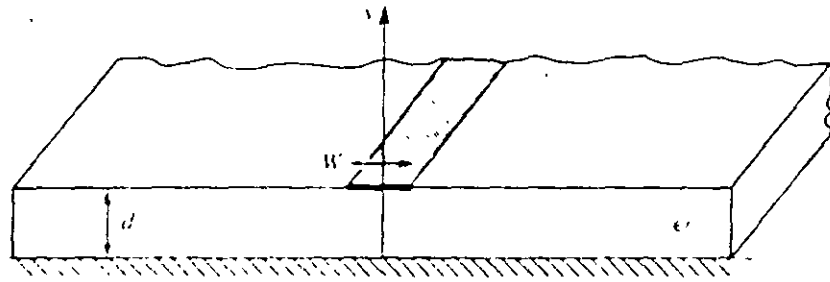


(c)

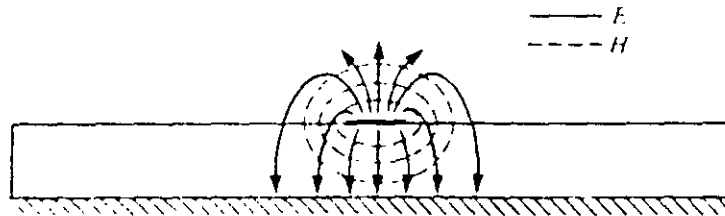
Figura 17 (a) Línea de transmisión coaxial doblemente terminada. (b) Sección longitudinal (cálculo de la capacitancia) (c) Sección transversal (cálculo de la inductancia) [5]

Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara

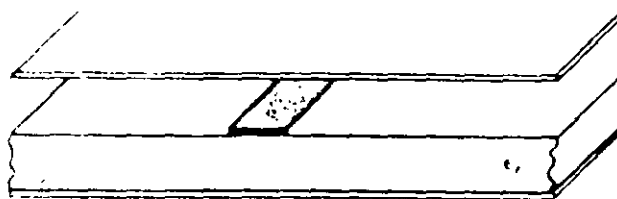




(a)



(b)



(c)

Figura 18 (a) Geometría básica de una microcinta (b) Líneas de campo eléctrico y campo magnético (c) Microcinta cubierta [7]





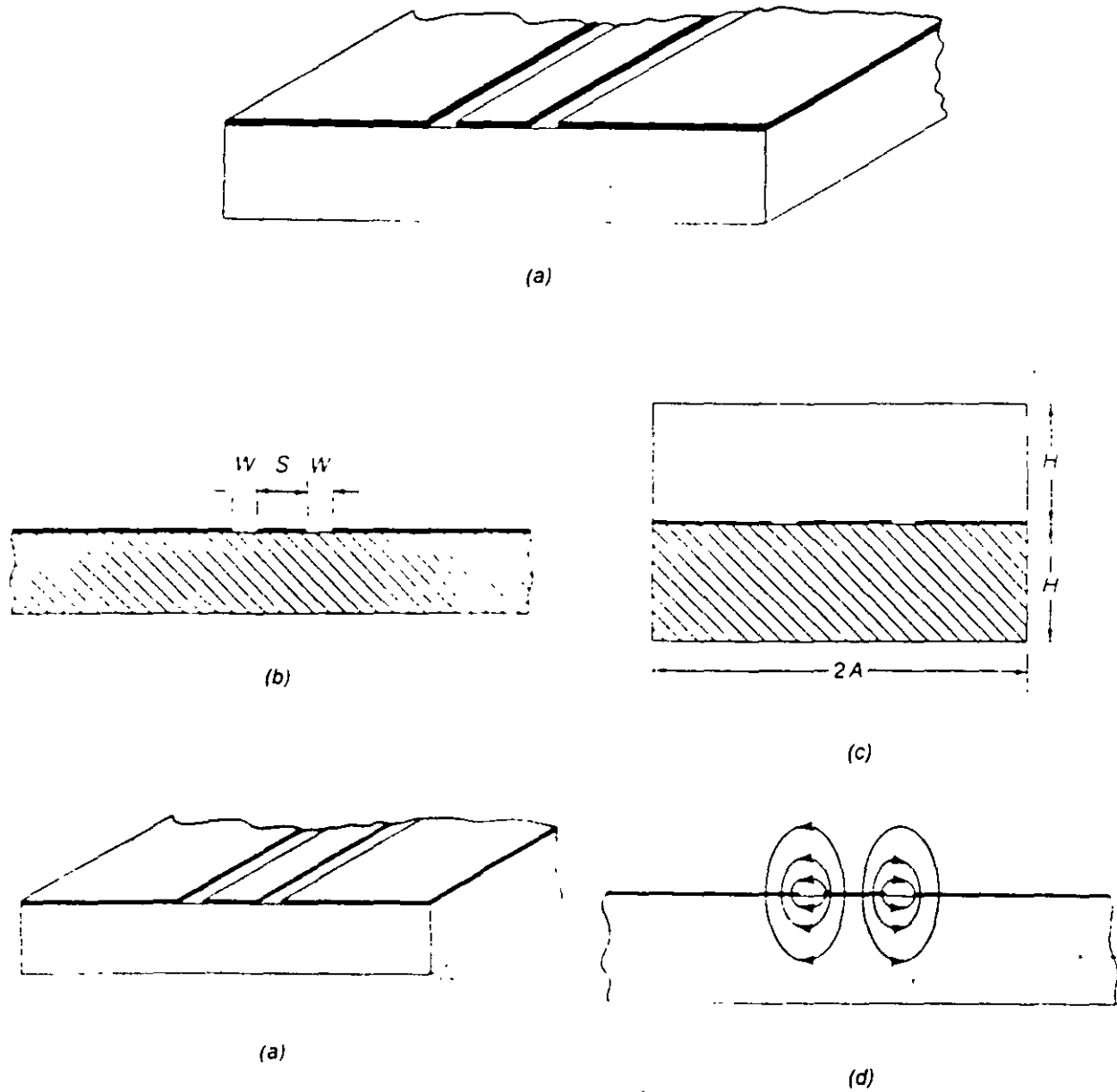
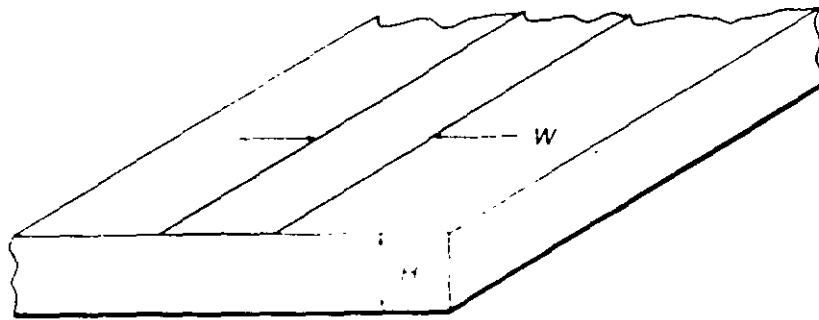
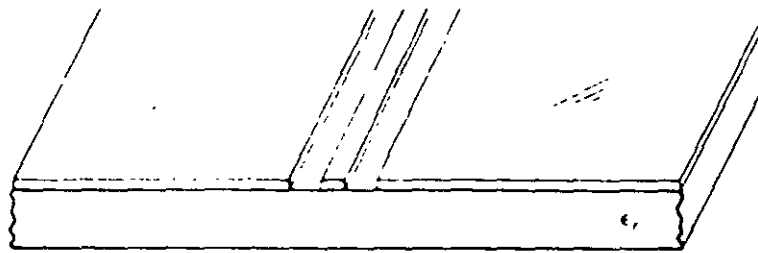


Figura 19 (a) Geometría básica de una línea de transmisión coplanar (b) Sección transversal (c) Coplanar blindada (d) Líneas de campo eléctrico [6].

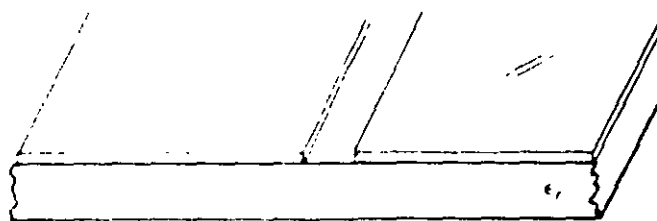




(a)



(b)



(c)

Figura 20 Algunas líneas de transmisión planares (a) Microcinta (b) Coplanar (c) Ranurada [6]. [7]



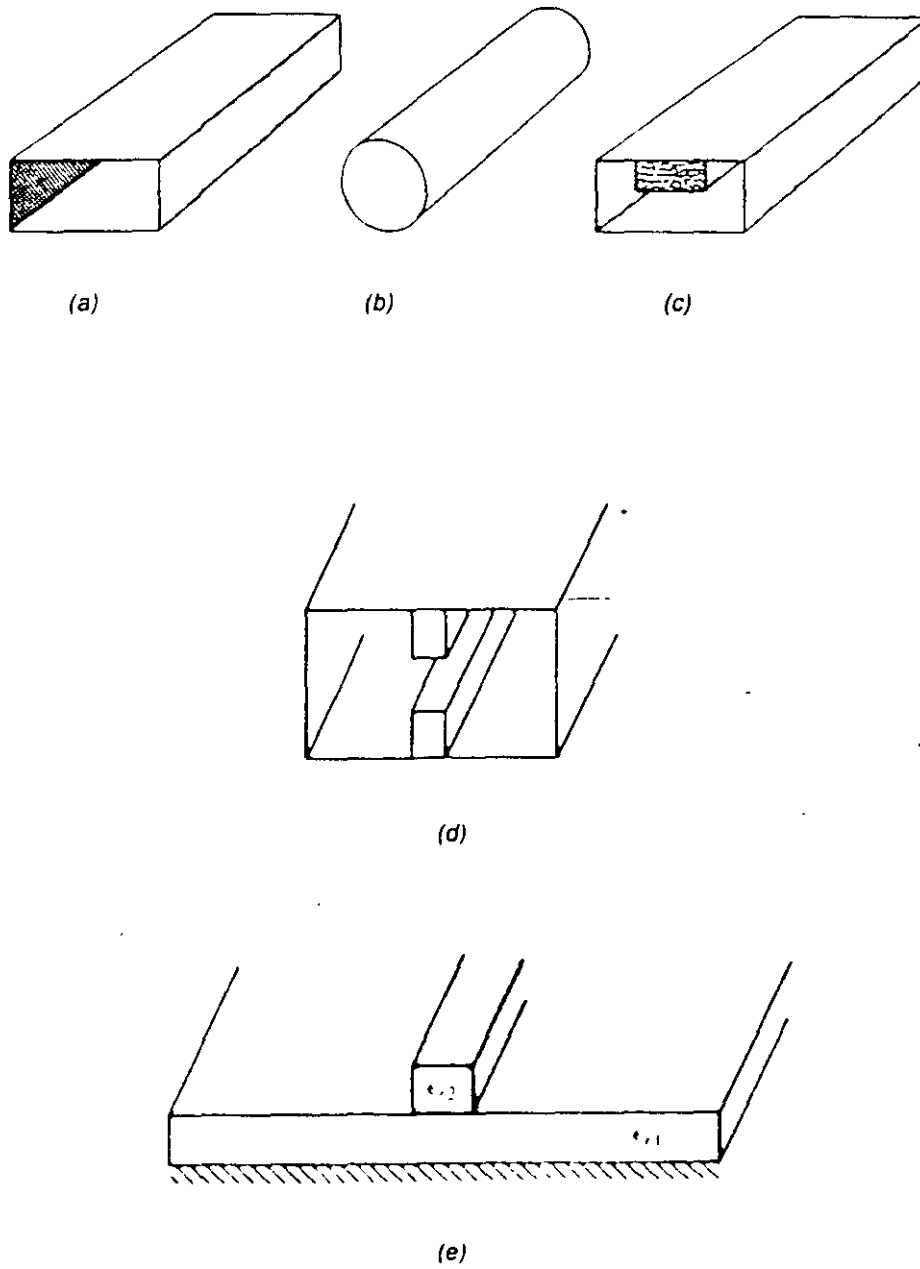
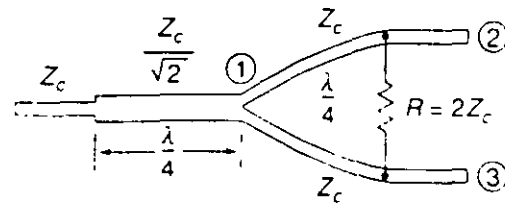


Figura 21. Algunas guías de onda típicas (a) Rectangular (b) Circular (c) y (d) Rectangulares cargadas con neles conductores para ampliar su ancho de banda útil (bajan la frecuencia de corte del modo dominante). (e) Dieléctrica [6]. [7]

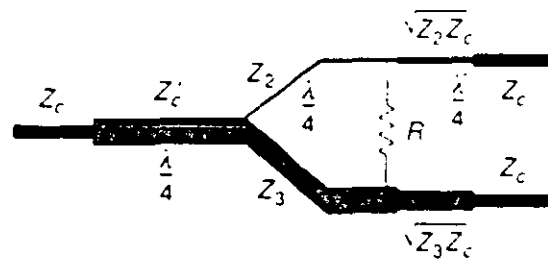


## 1.4 Circuitos pasivos formados por la interconexión y acoplamiento de secciones y trozos

### 1.4.1 Divisores de potencia



(a)



(b)

Figura 22 (a) Divisor de potencia (tipo Wilkinson) de dos vías en fase a 3 dB con un transformador de  $\lambda/4$  a la entrada para mejorar su funcionamiento (b) Divisor de potencia de banda ancha de dos vías en fase con separación diferente [6]

### 1.4.2 Híbridos

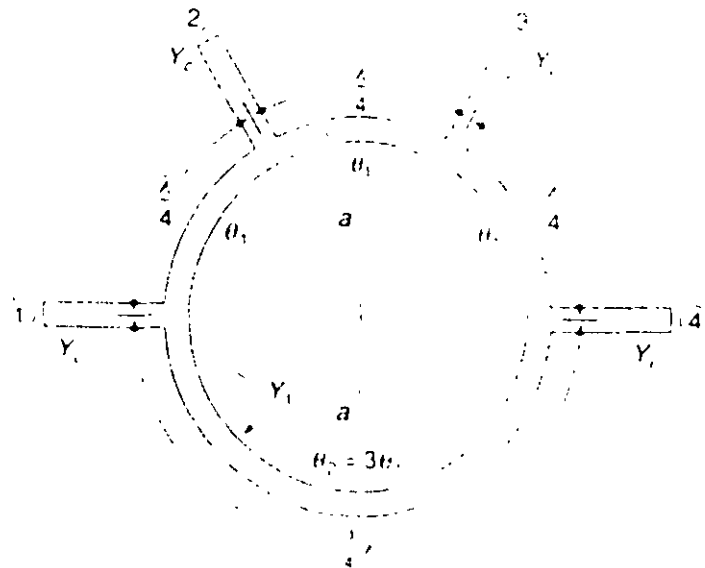


Figura 23 Separador de señal híbrido en anillo conocido popularmente como anillo de carrera de rata [6], [8]



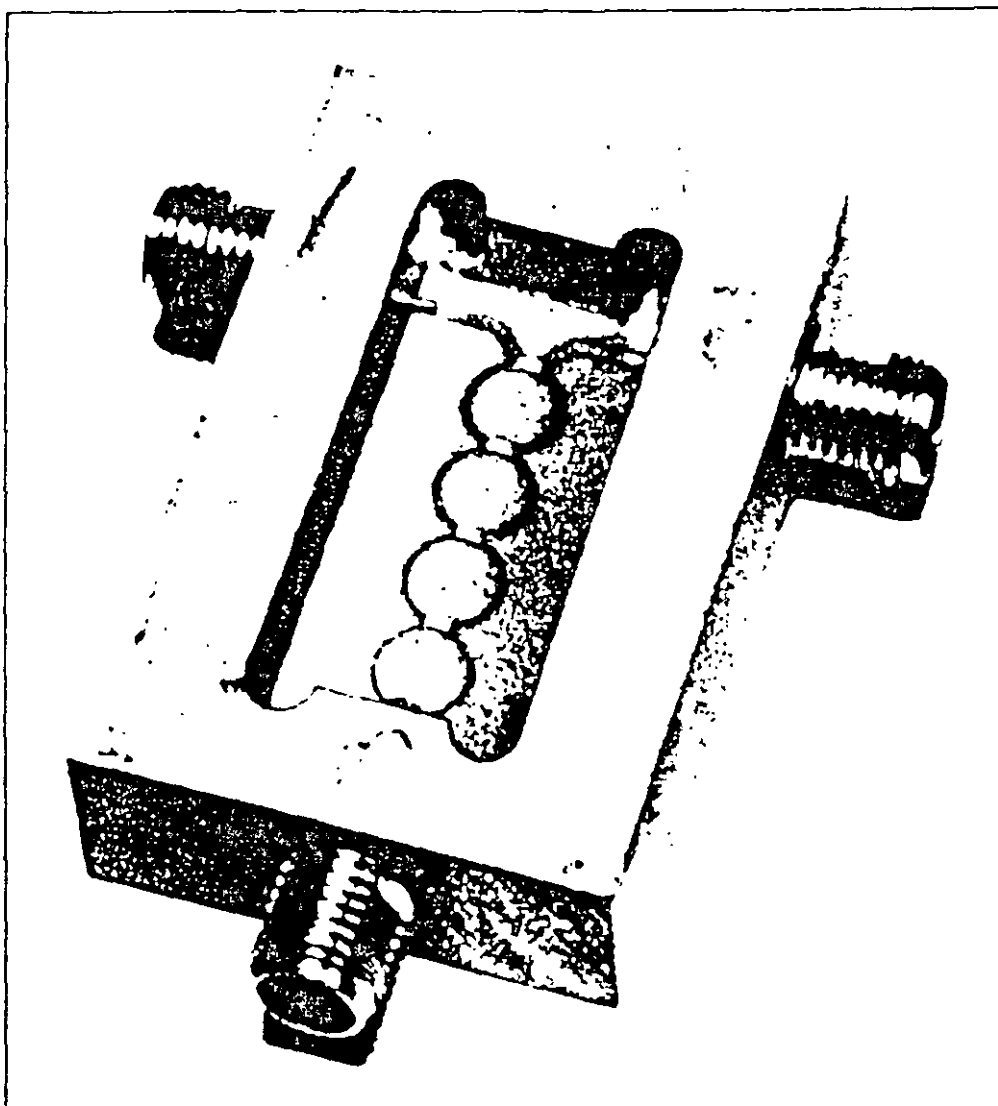
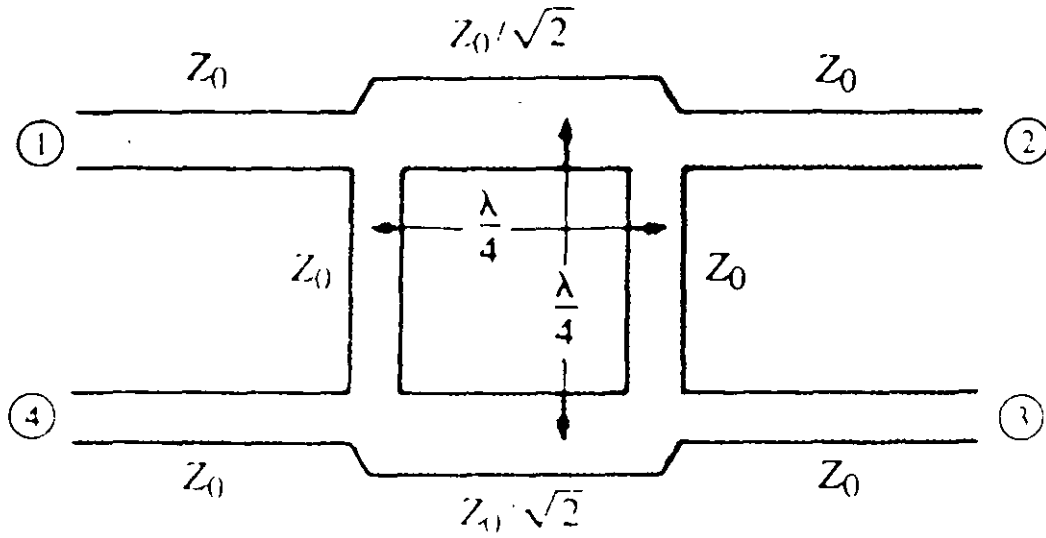


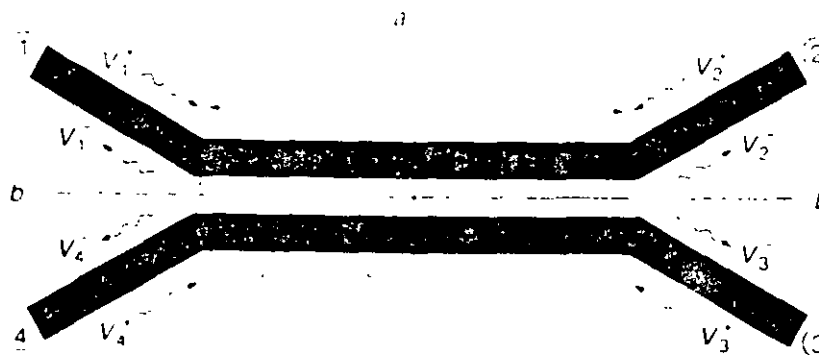
Figura 24 Divisor de potencia Wilkinson de 4 secciones construido en microcinta [7].



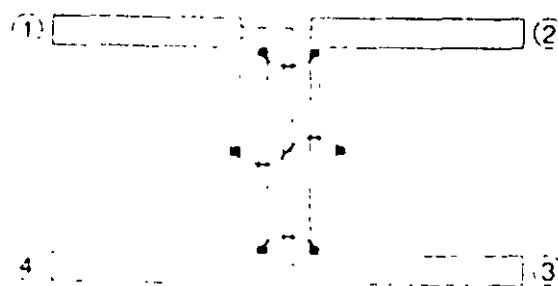
1.4.3 Acopladores direccionales



(a) Geometria de un acoplador direccional de lineas ramales.



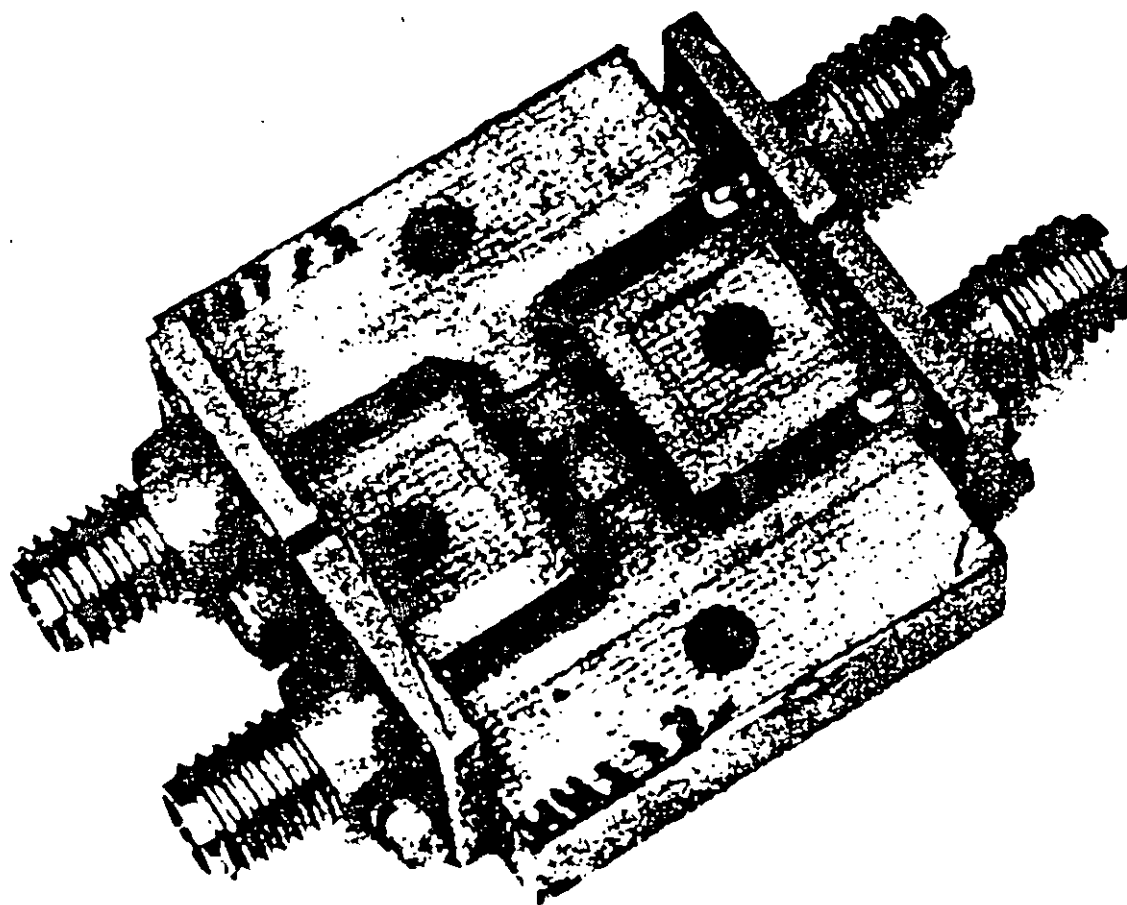
(b) Geometria de un acoplador direccional de lineas paralelas acopladas



(c) Geometria de un acoplador direccional interdigitado (tipo Lange).

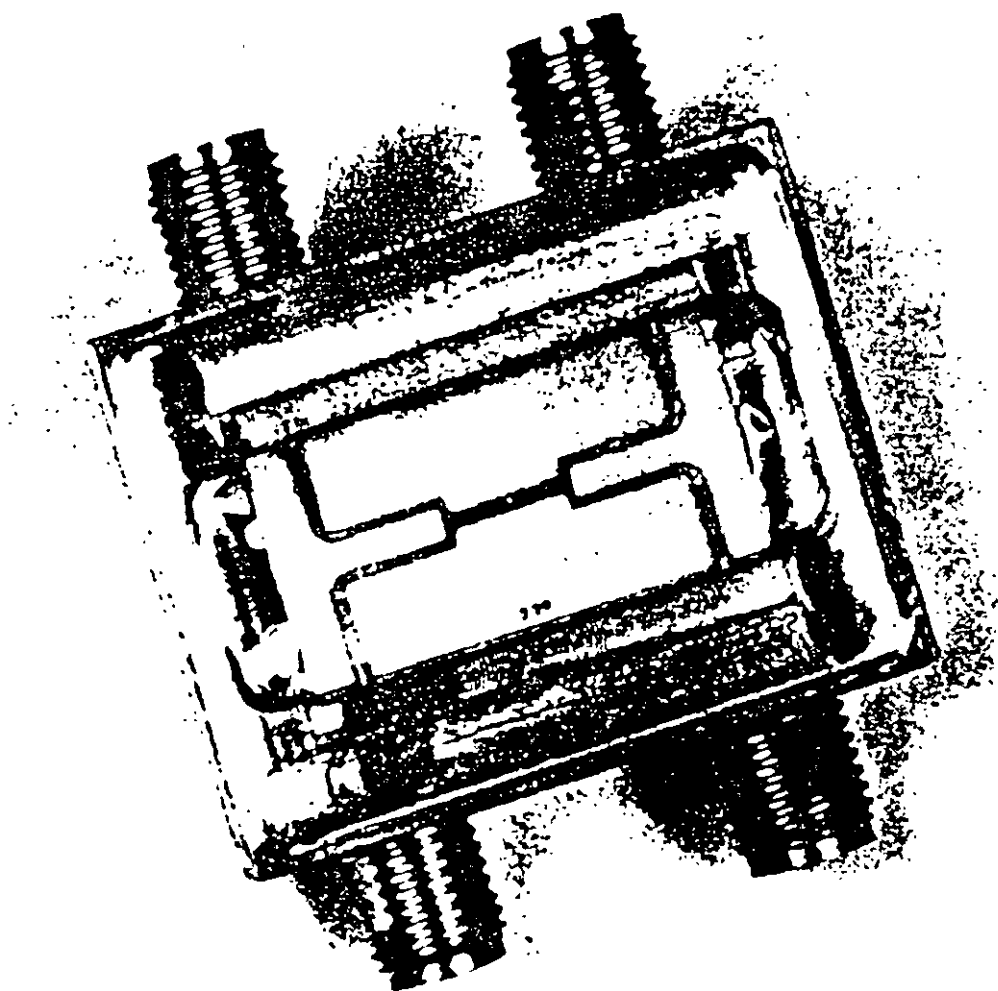
Figura 25 Tres tipos de acopladores direccionales [6], [7], [9]





*Figura 26 Acoplador direccional de 3 dB de dos vias 90° fuera de fase (hibndo de cuadratura) construido en microcinta [7]*

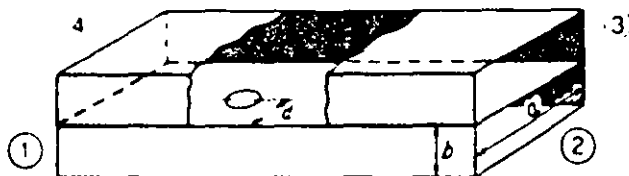
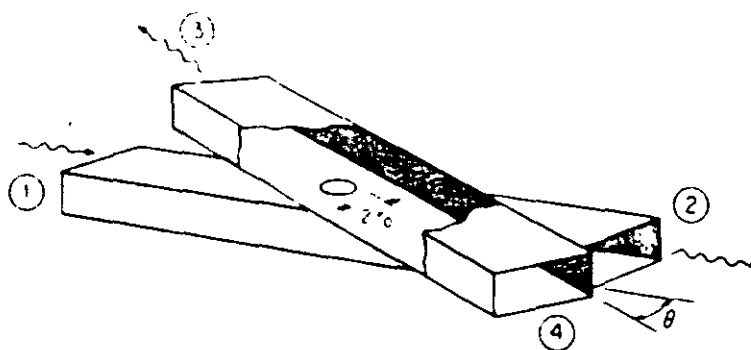
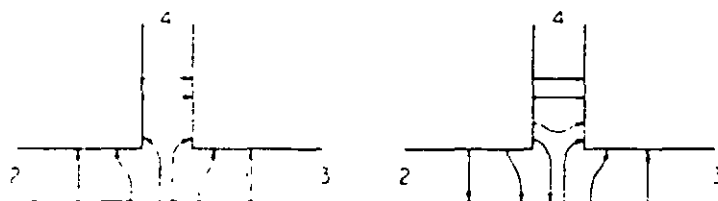
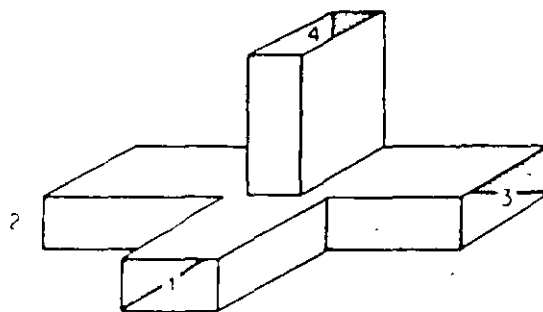




*Figura 27 Acoplador direccional de lineas paralelas acopladas de 3 secciones construido en microcinta [7].*







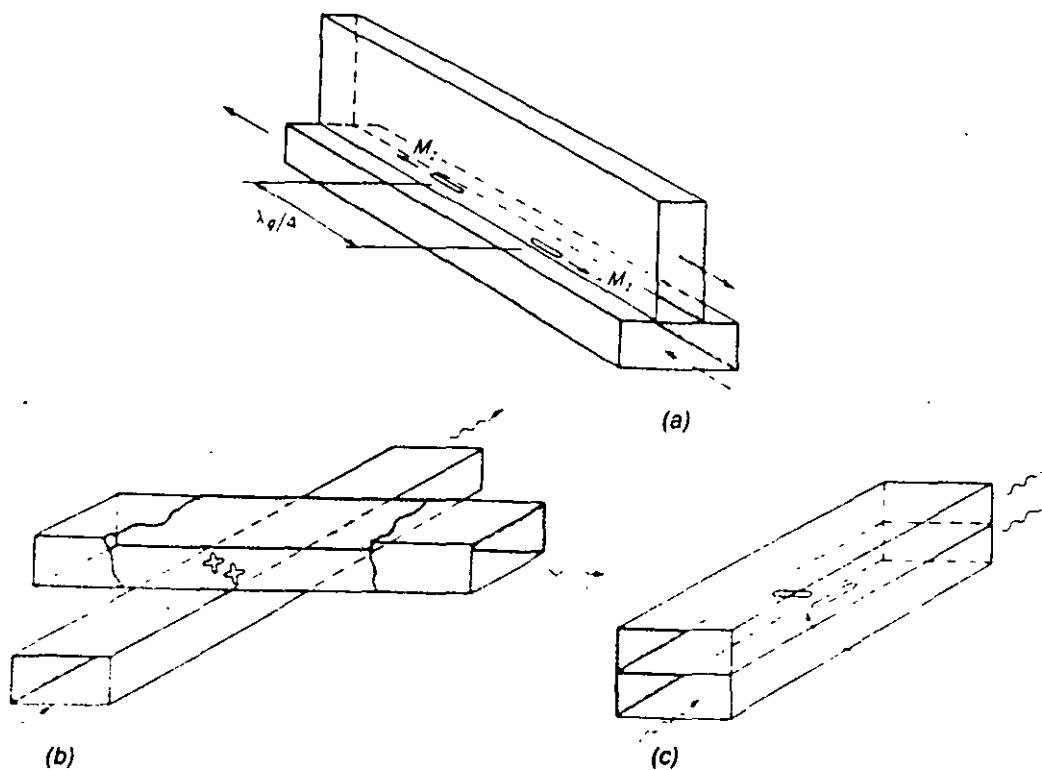


Figura 28. Tres tipos de acopladores direccionales de guía de onda de doble abertura. (a) Acoplador en sentido inverso de fase invertida (tipo Schwinger). (b) Acoplador de guías ortogonales y aberturas en cruz (tipo Morano). (c) Acoplador de ranuras en T (tipo Riblet) [6].

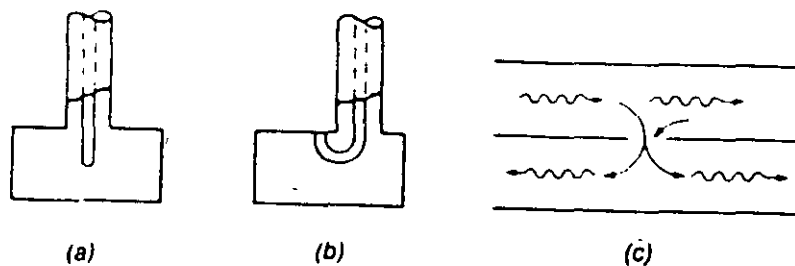
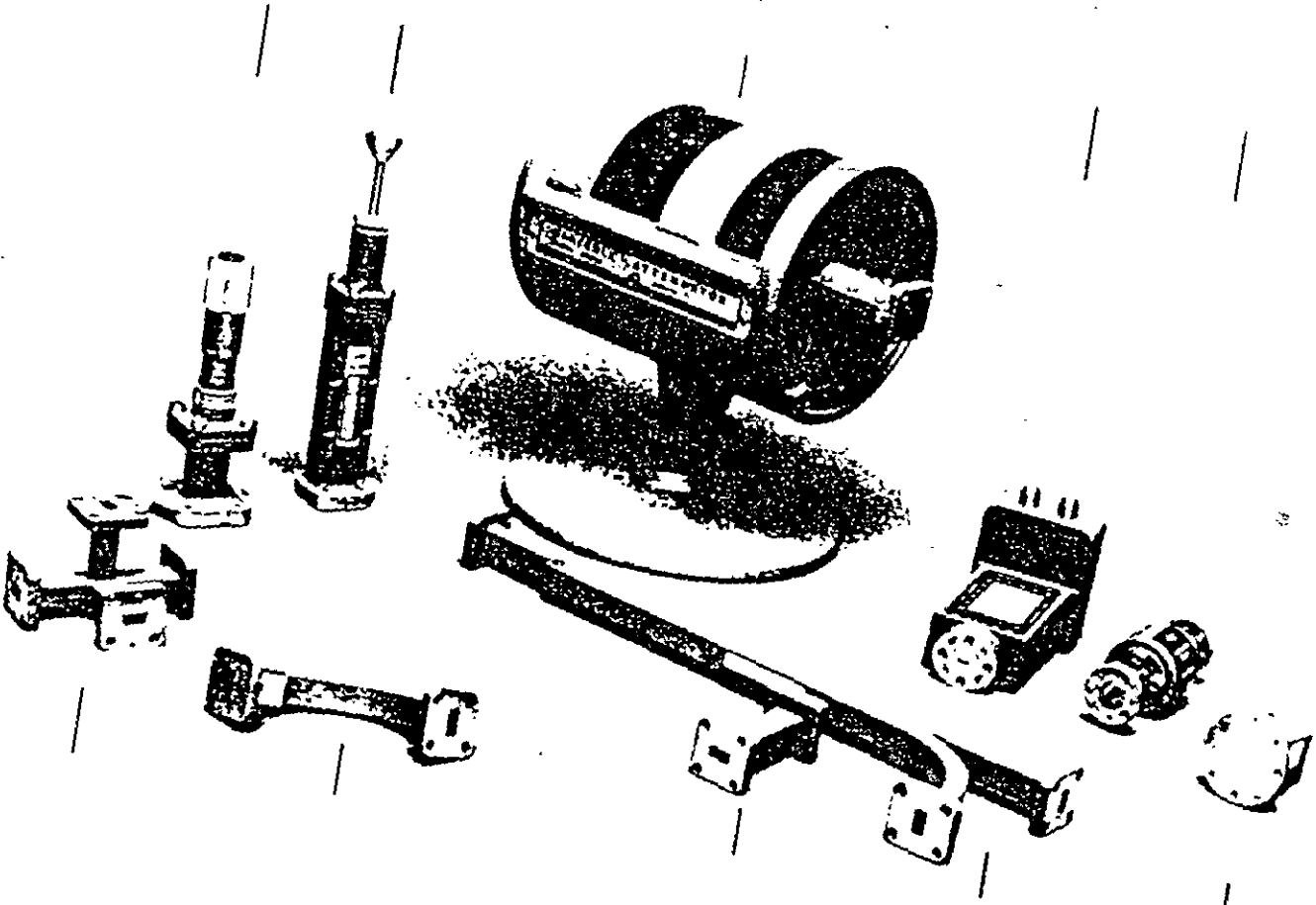
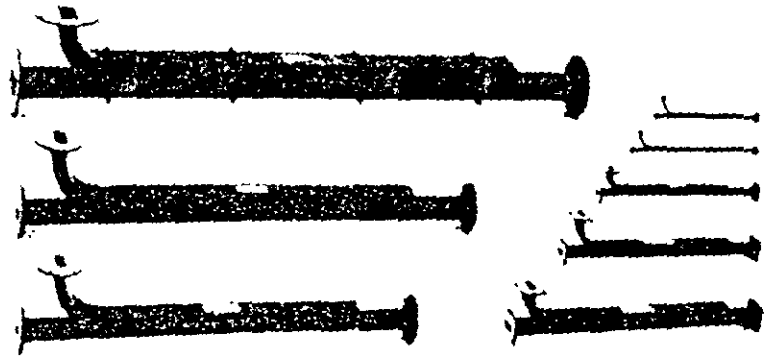


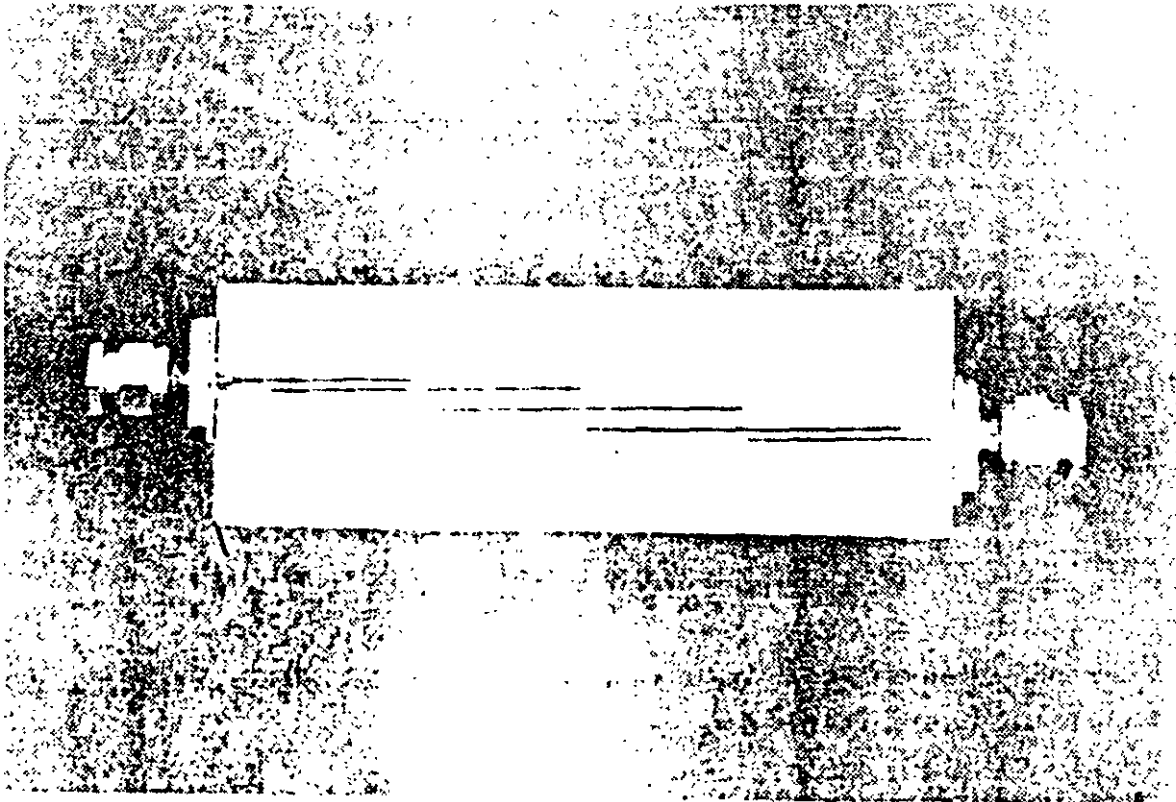
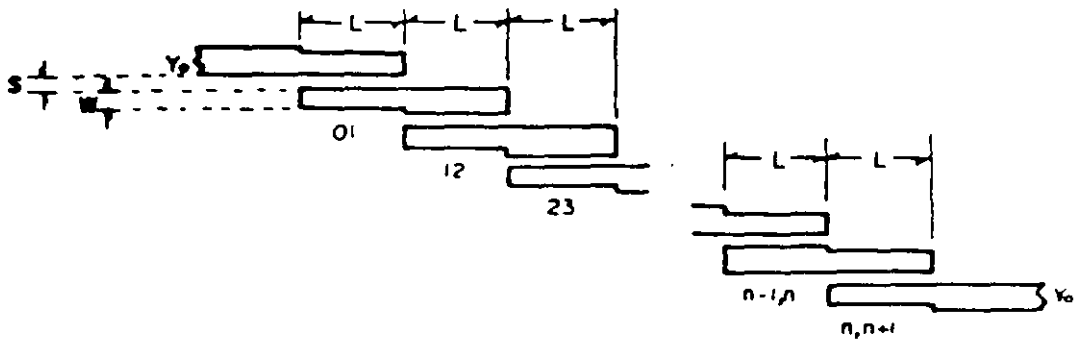
Figura 29. Métodos básicos para extraer o introducir energía en guías de onda. (a) Por sensor (monopolo eléctrico) (b) Por lazo (dipolo magnético). (c) Por abertura (dipolo magnético) [6].

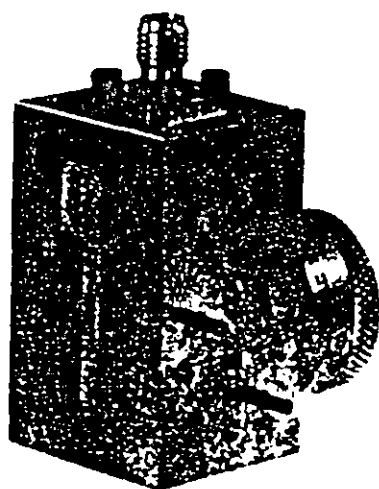
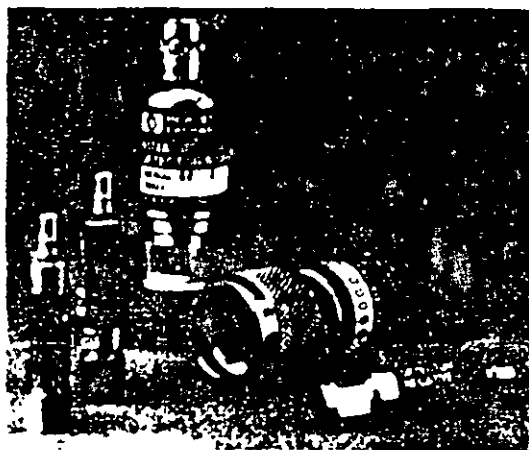


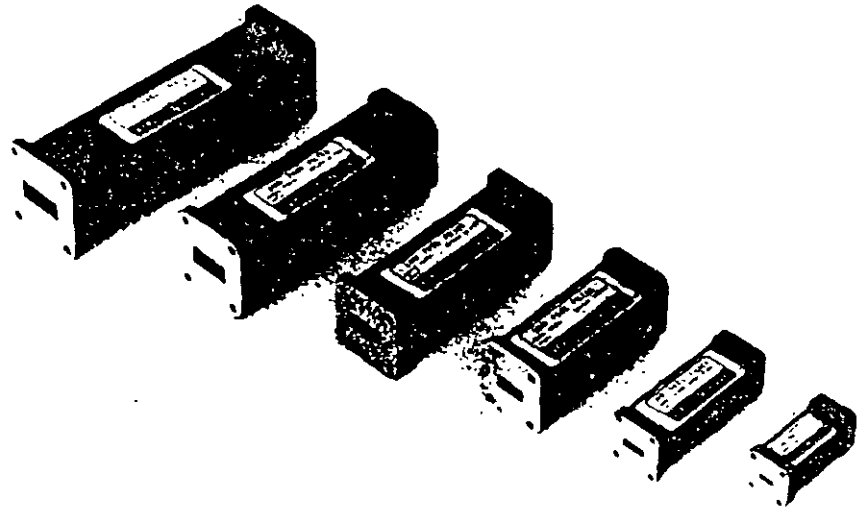


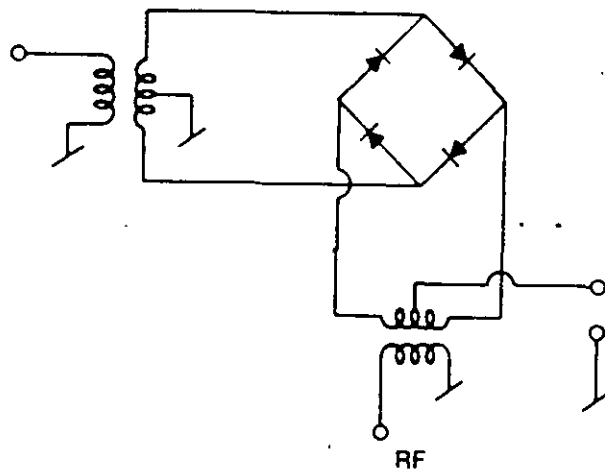
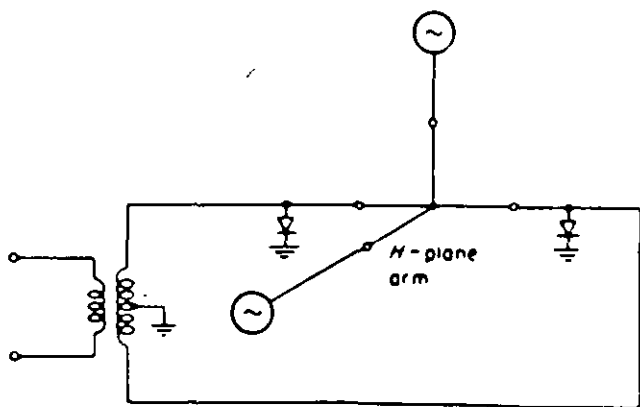
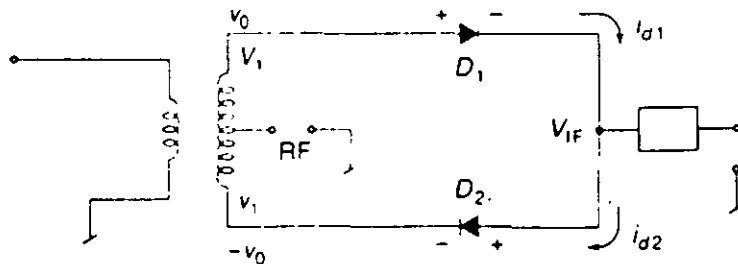
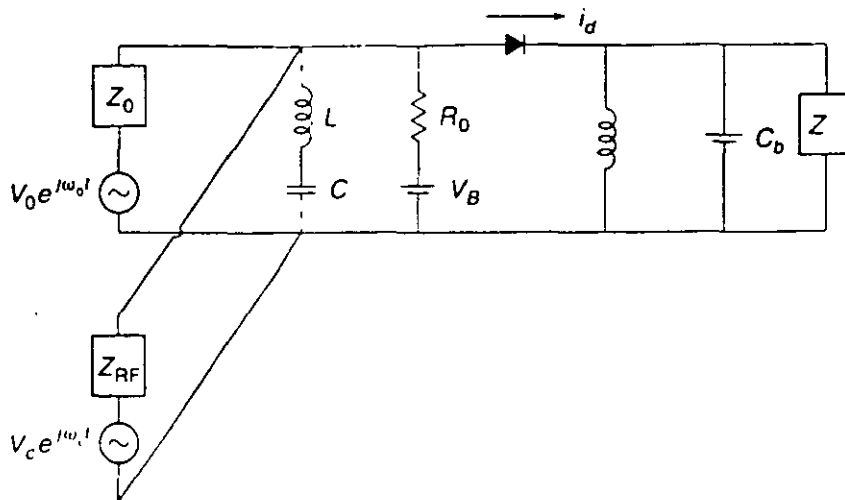
Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara

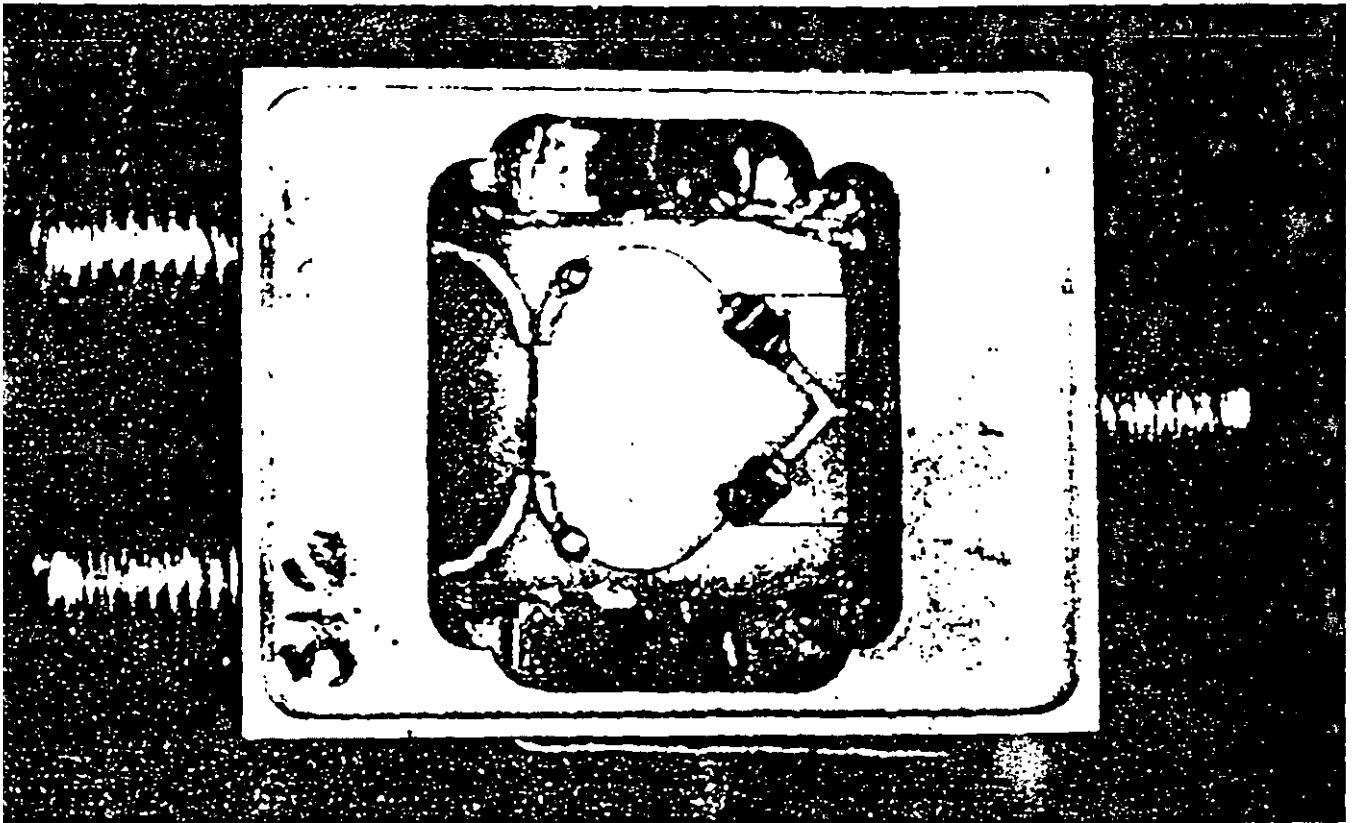
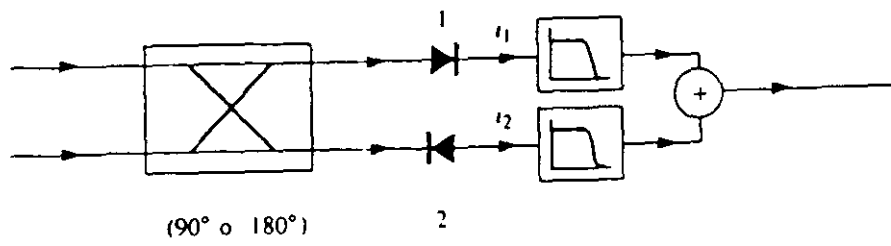




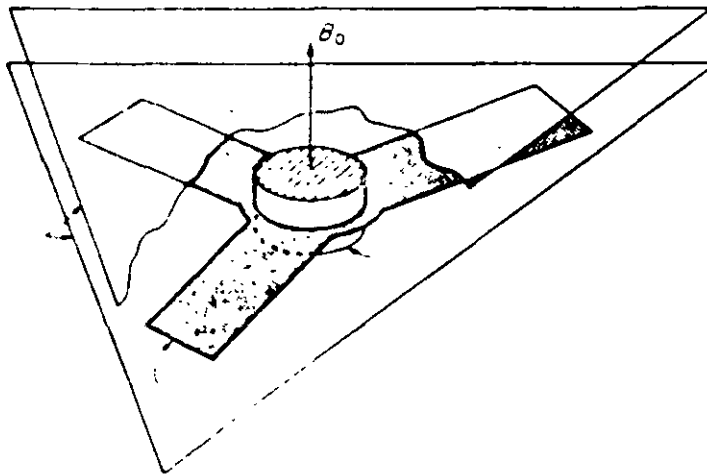
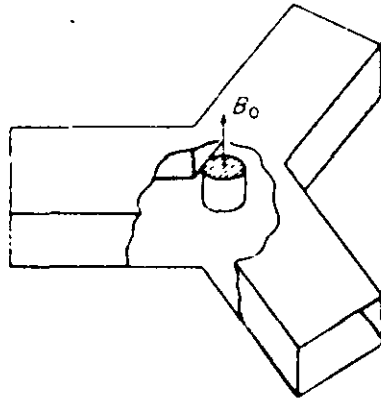
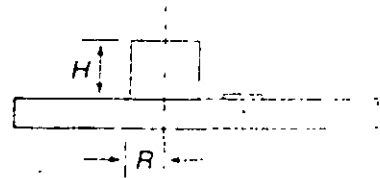
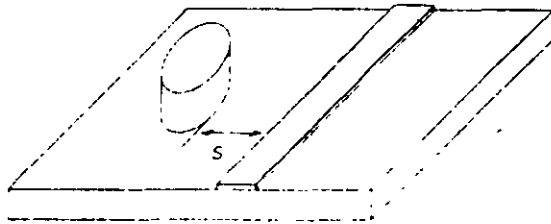
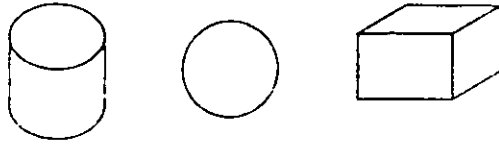


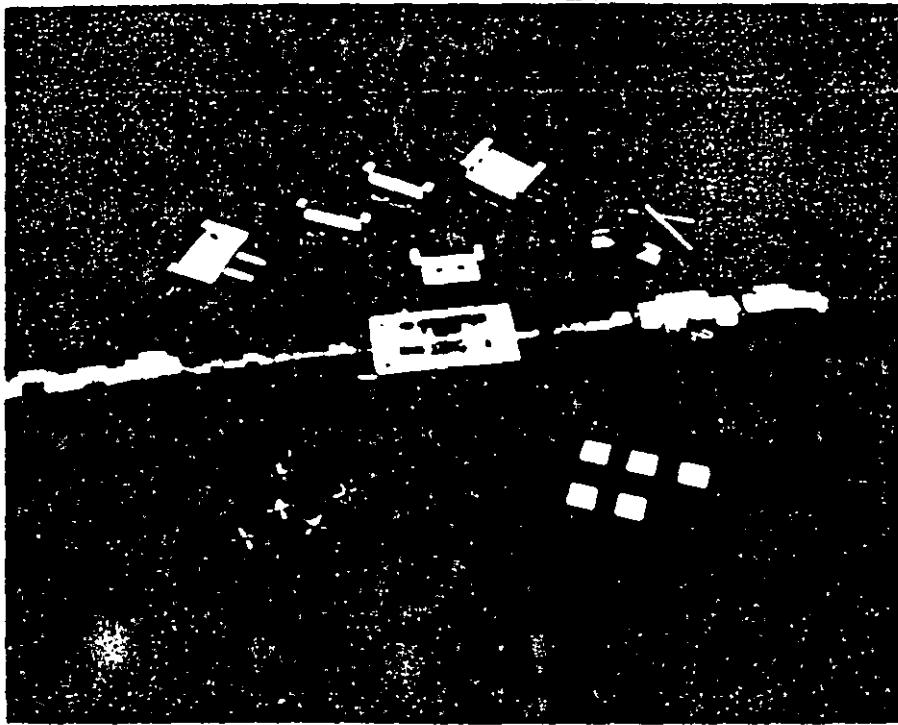
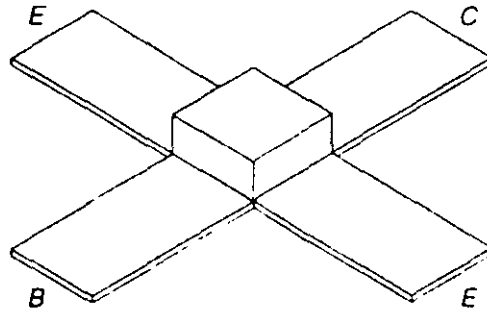


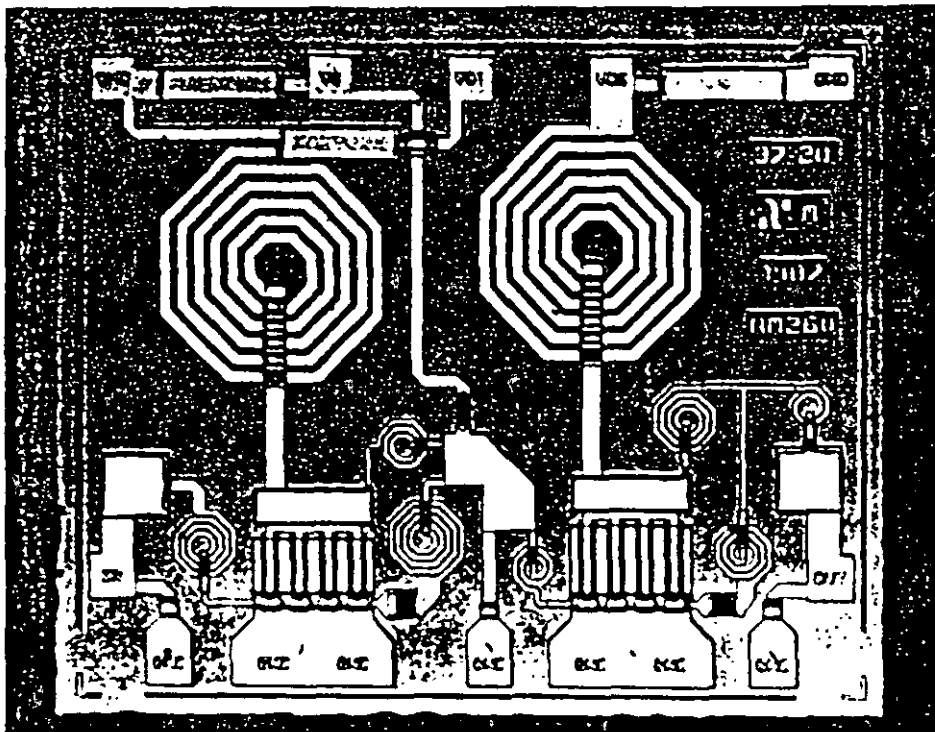
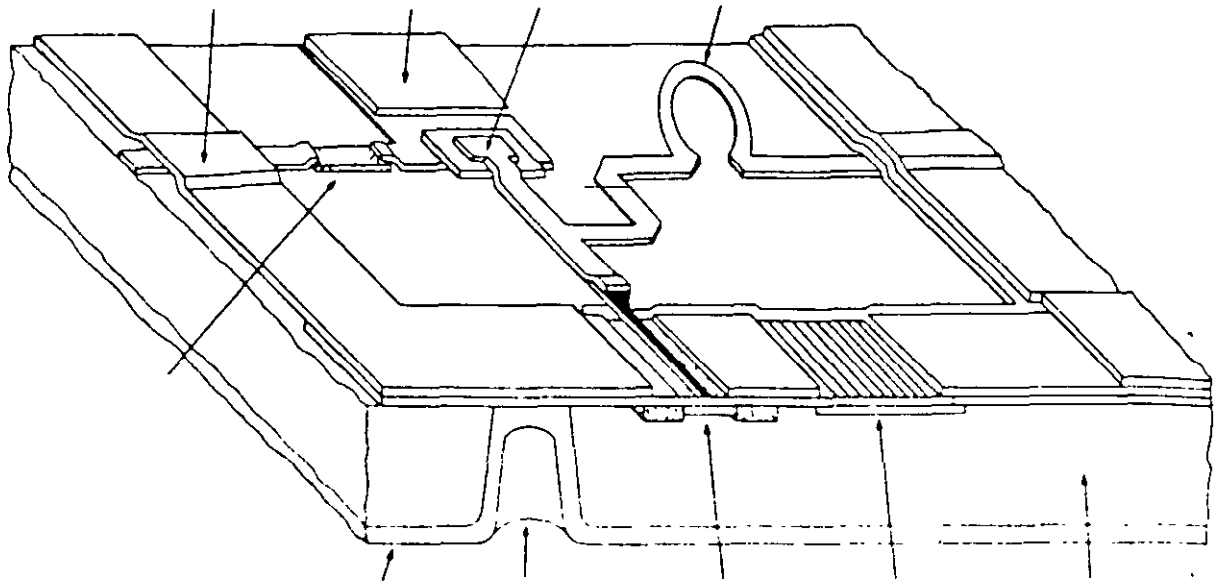


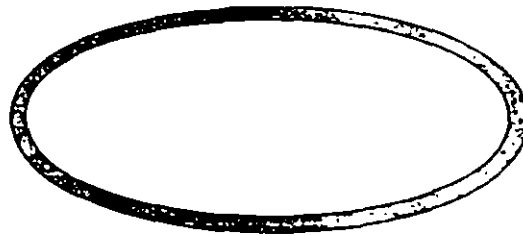
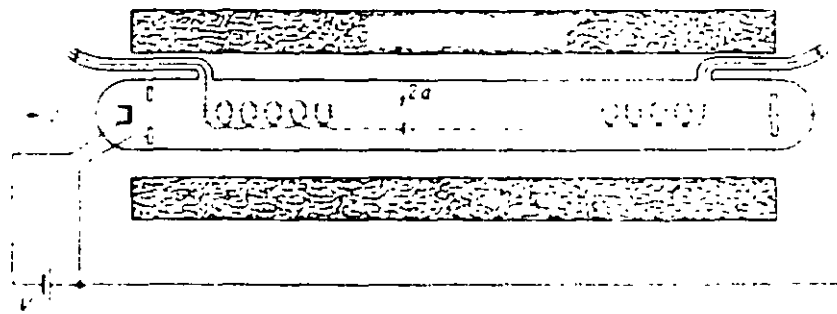
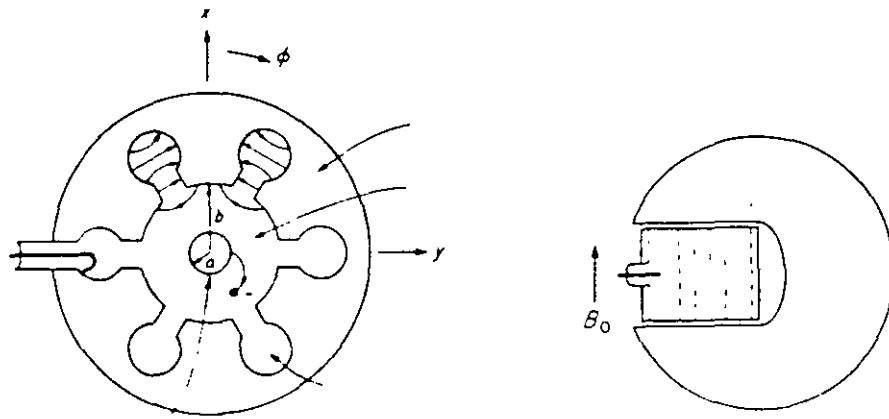


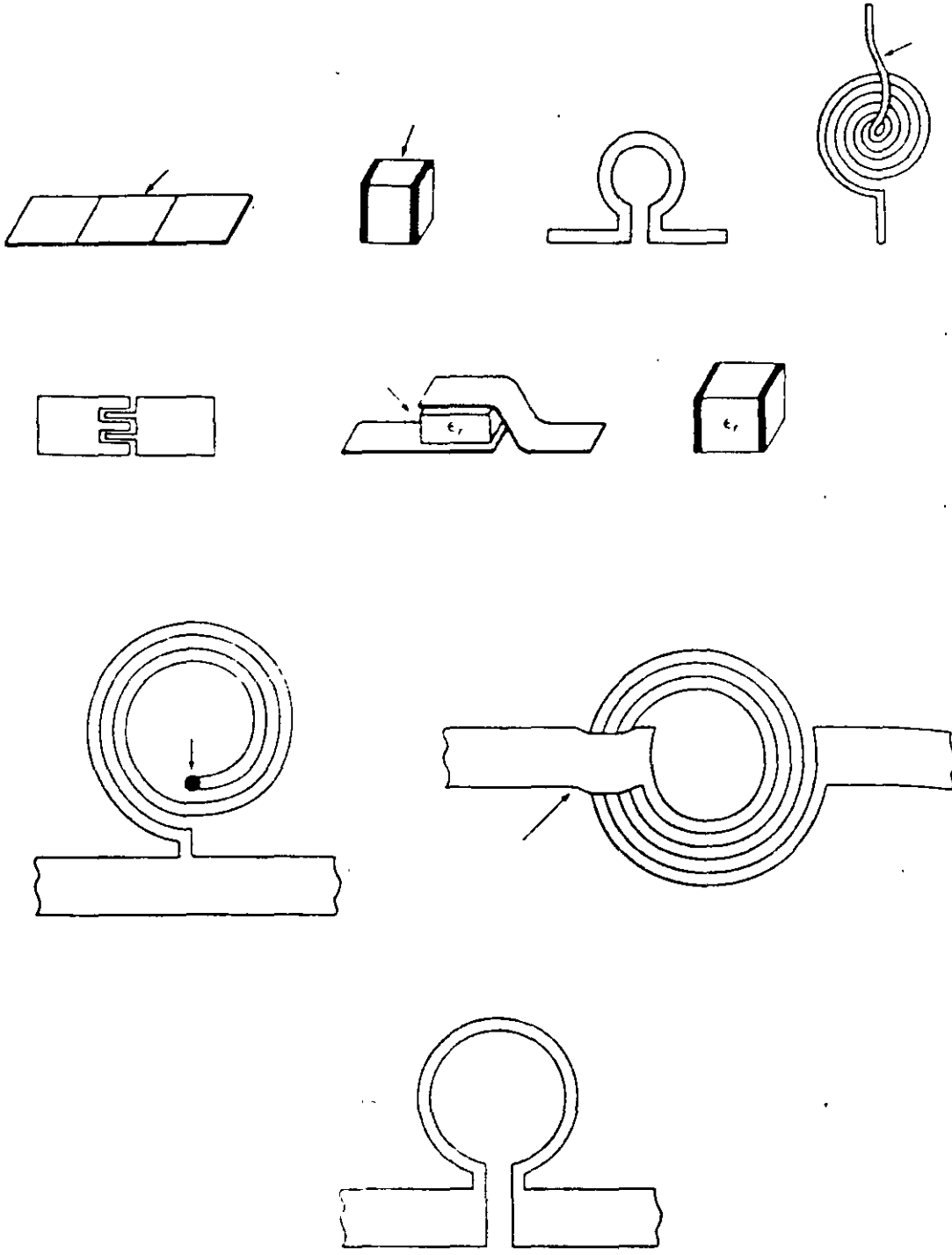


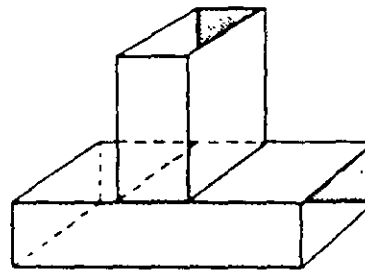
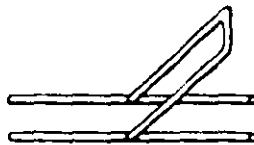
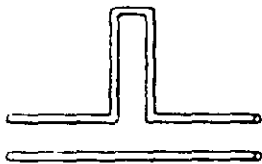
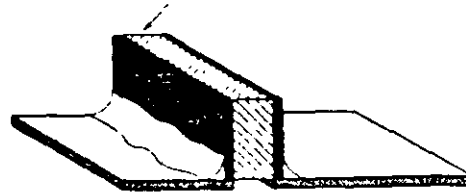
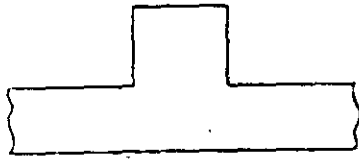


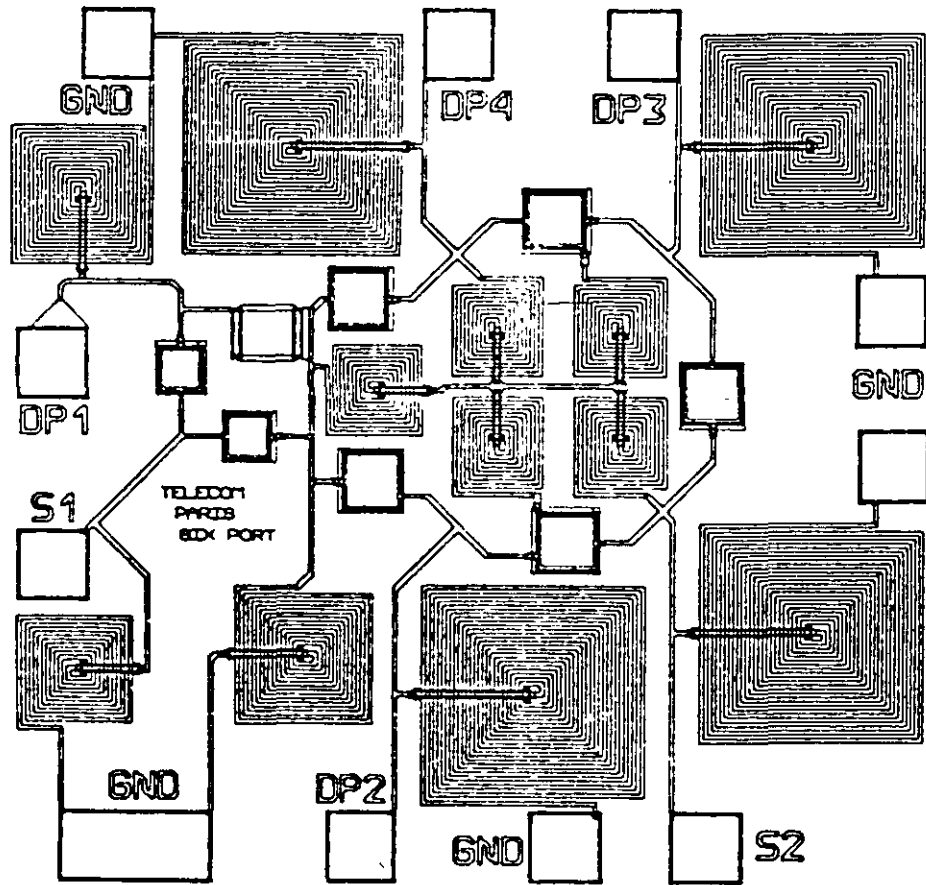


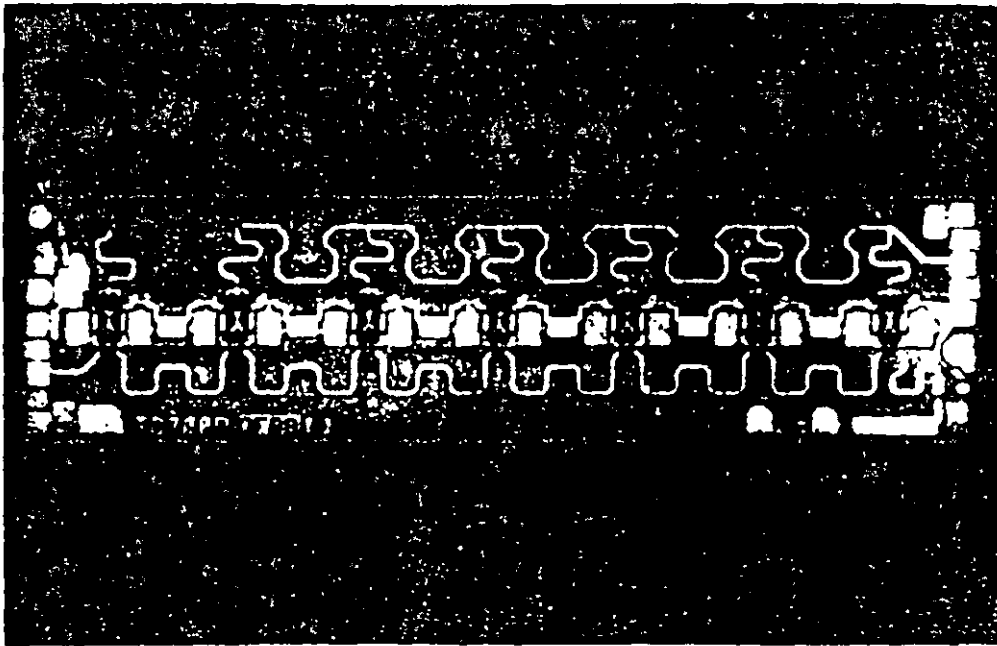




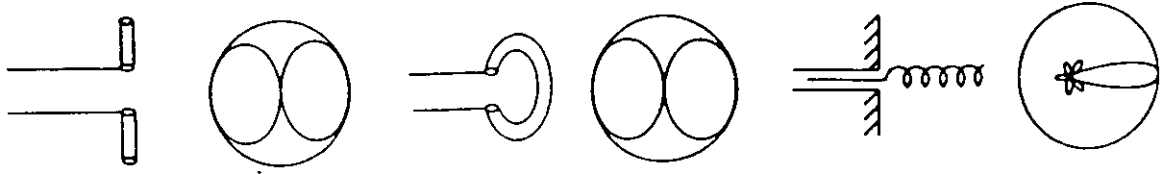




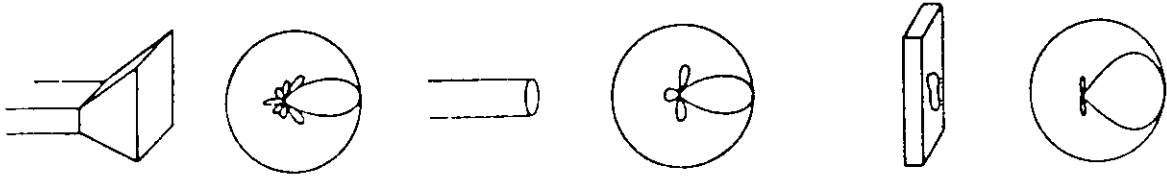








(a)



(b)

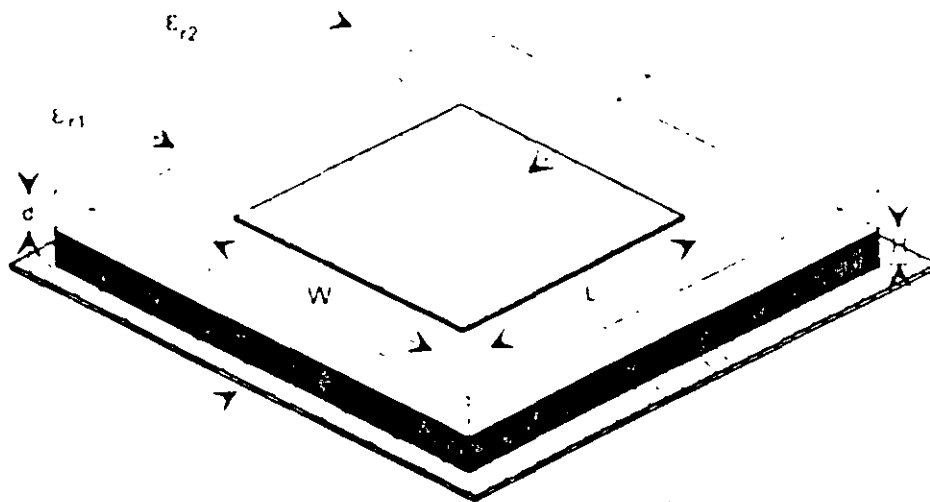
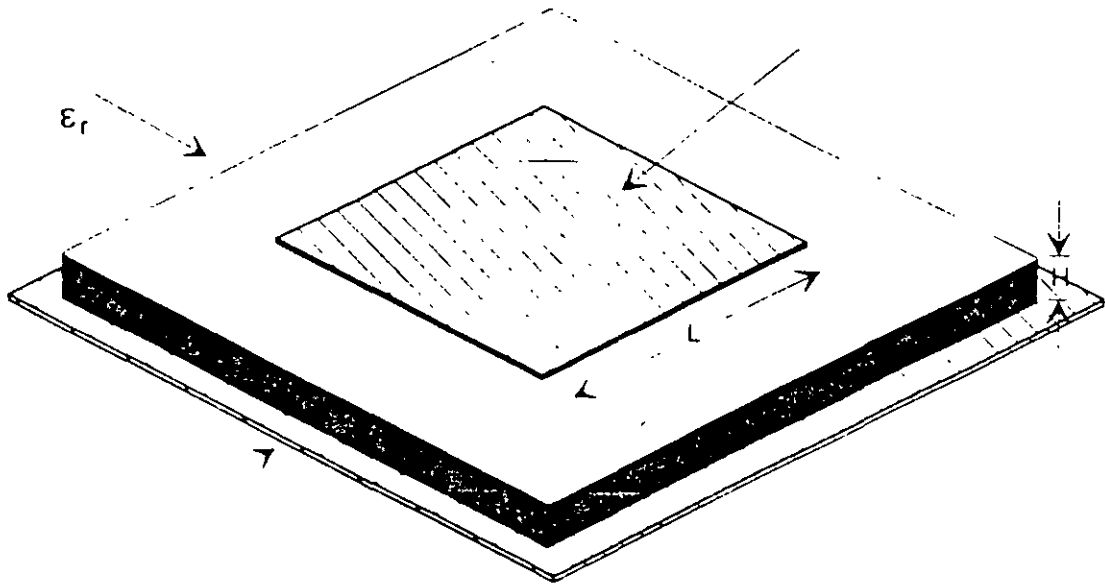


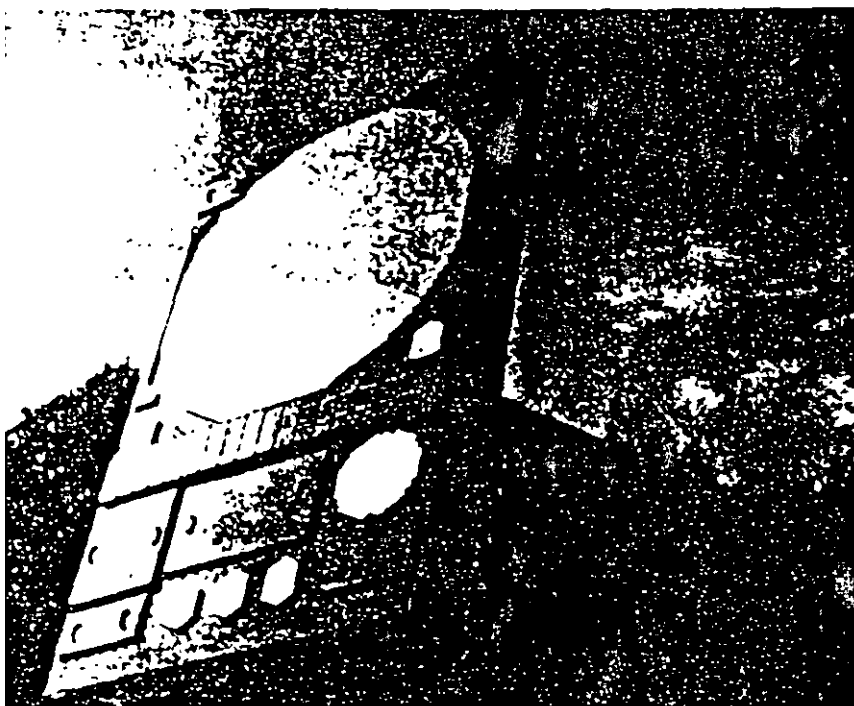
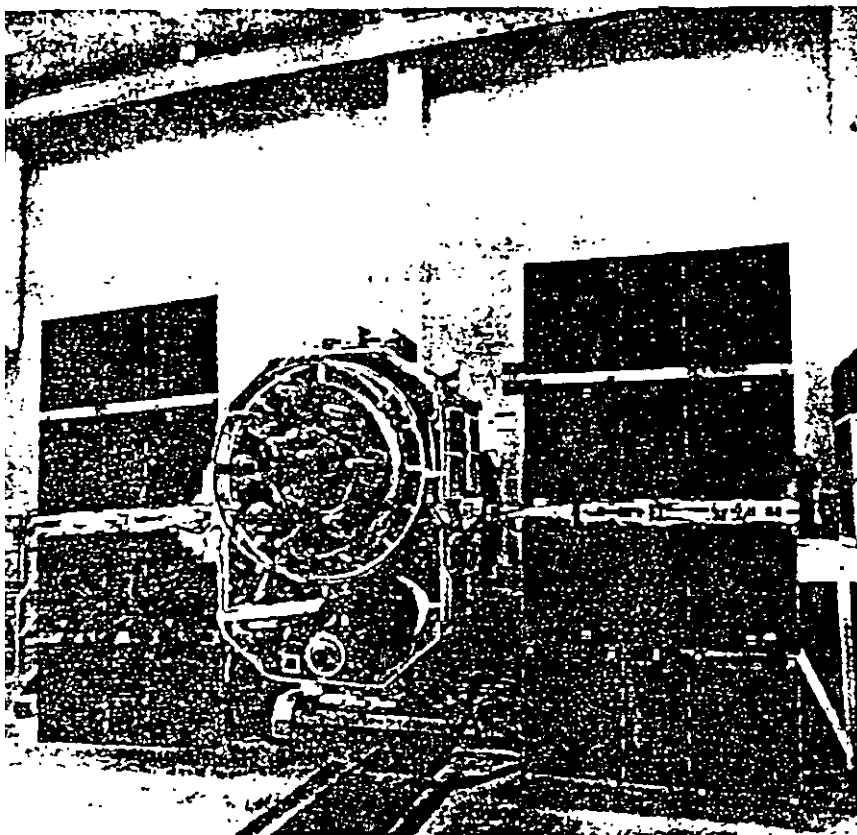
(c)



(d)

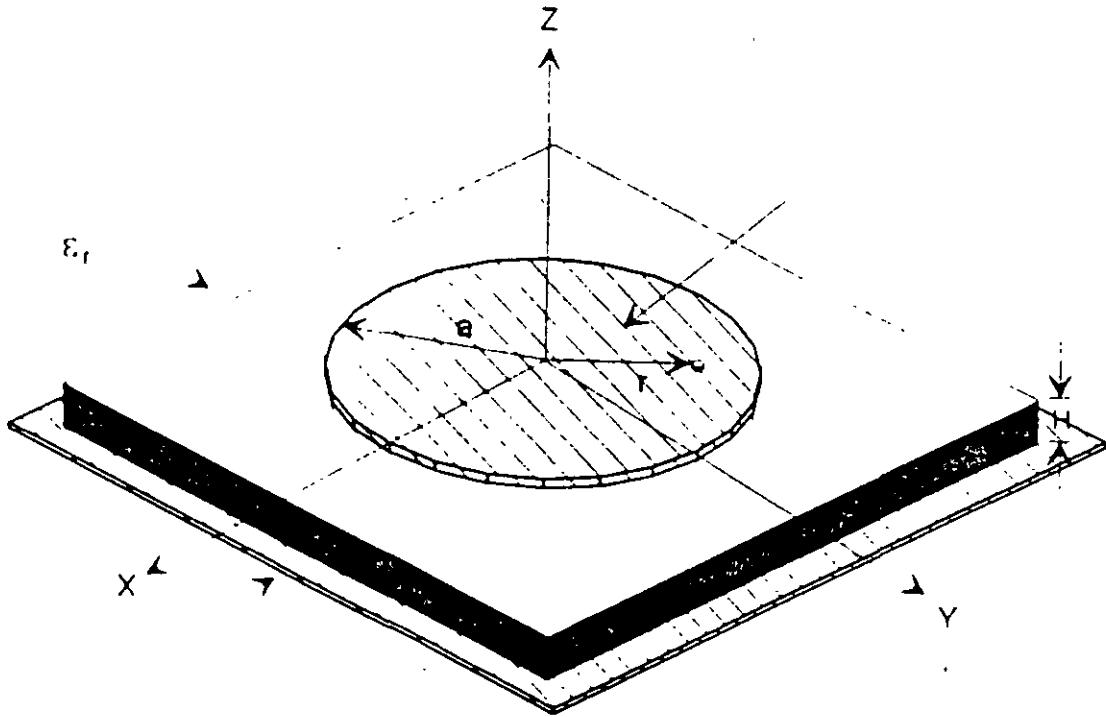
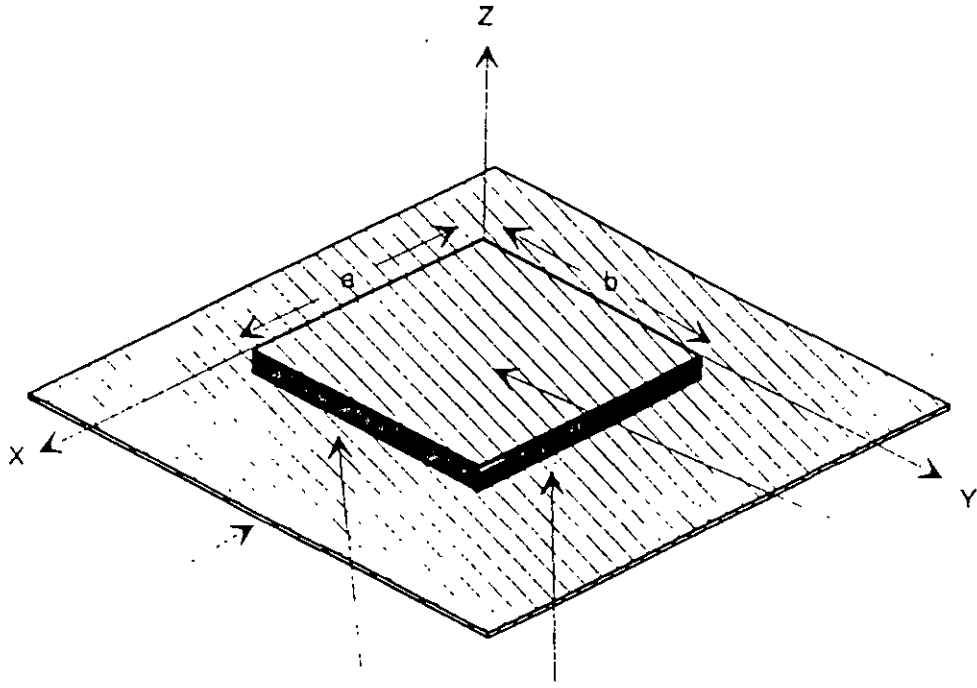


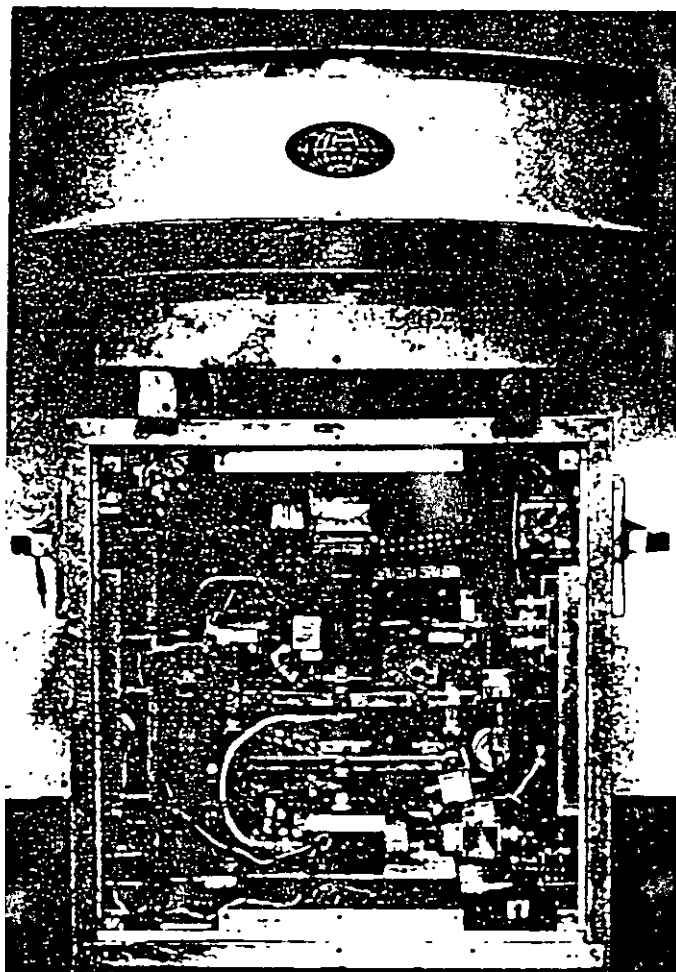


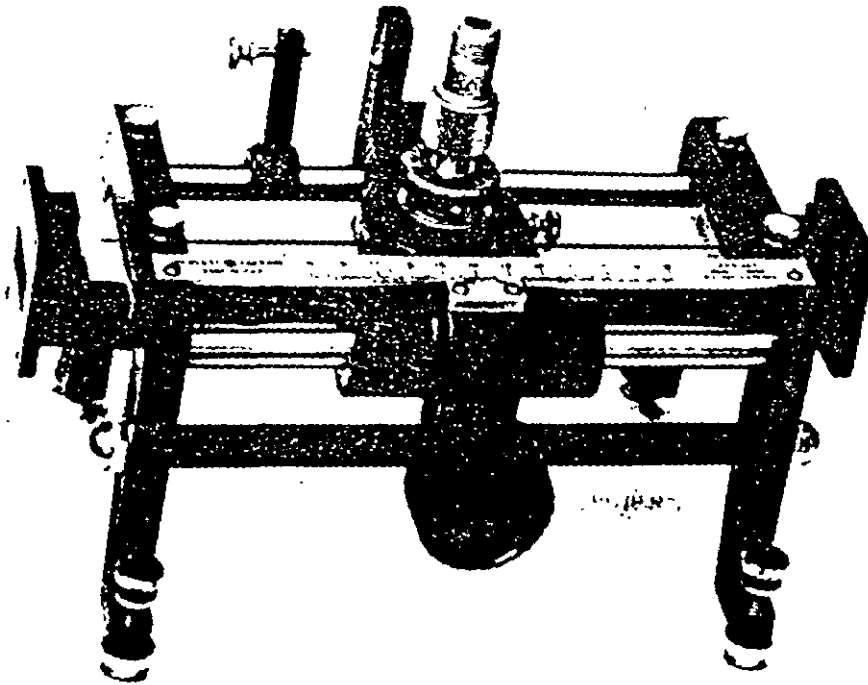
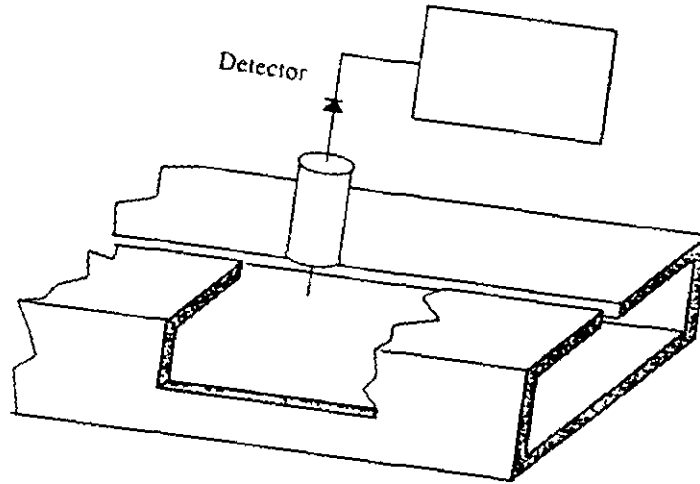


Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara



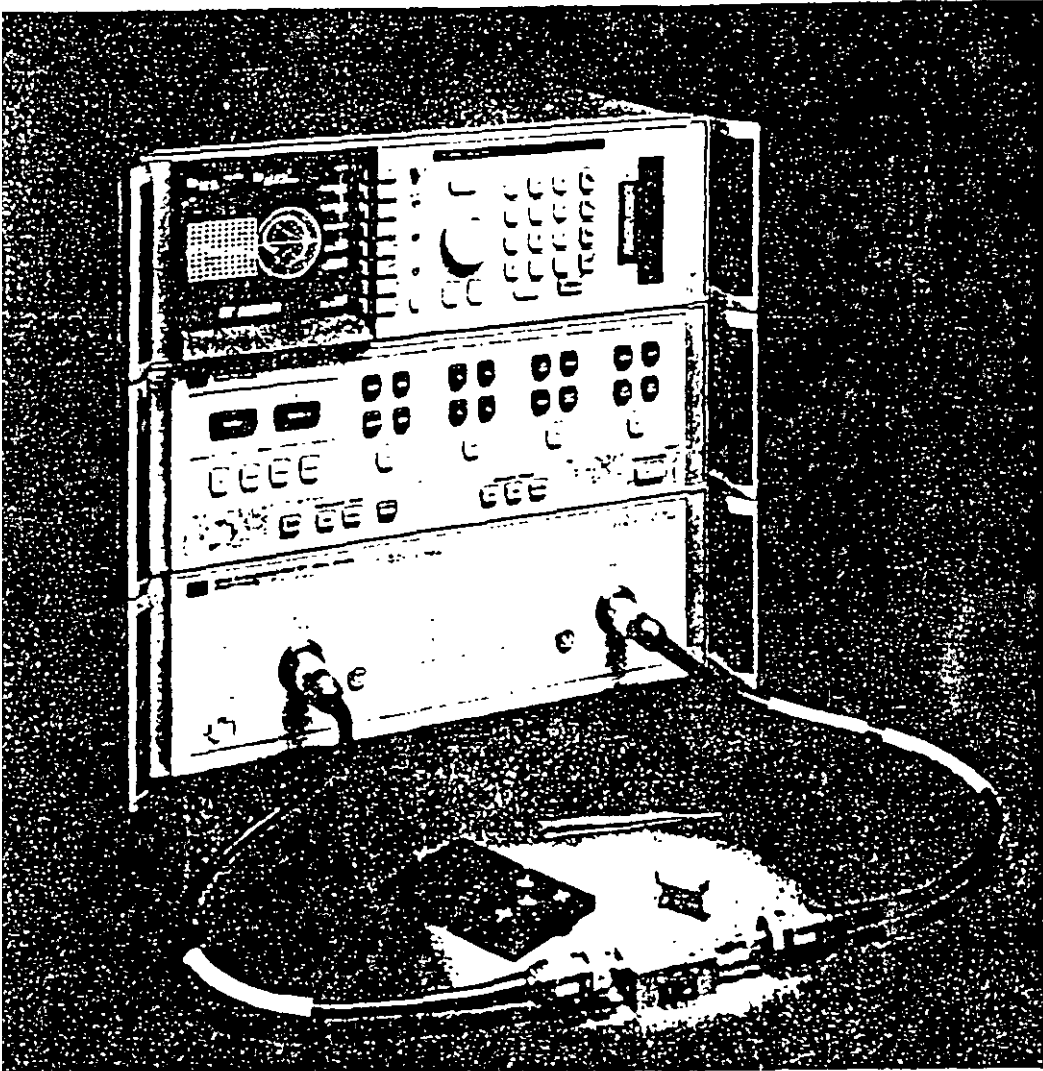


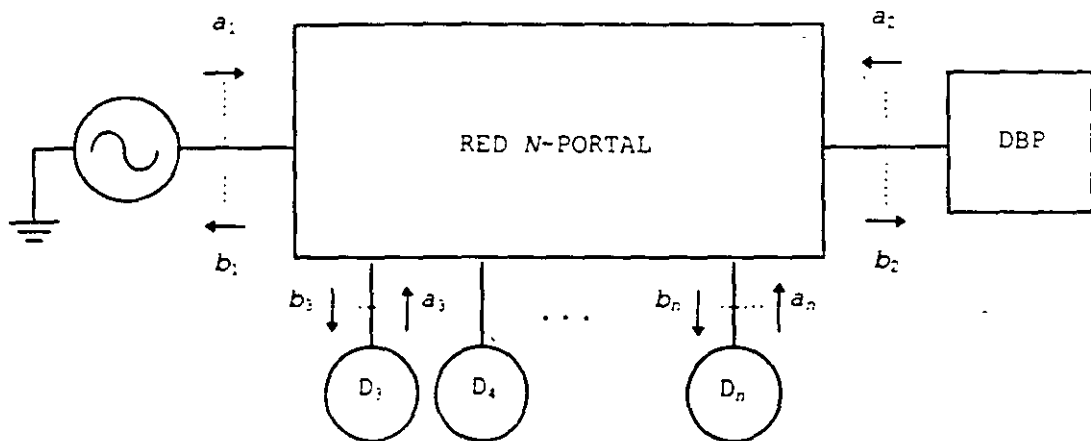




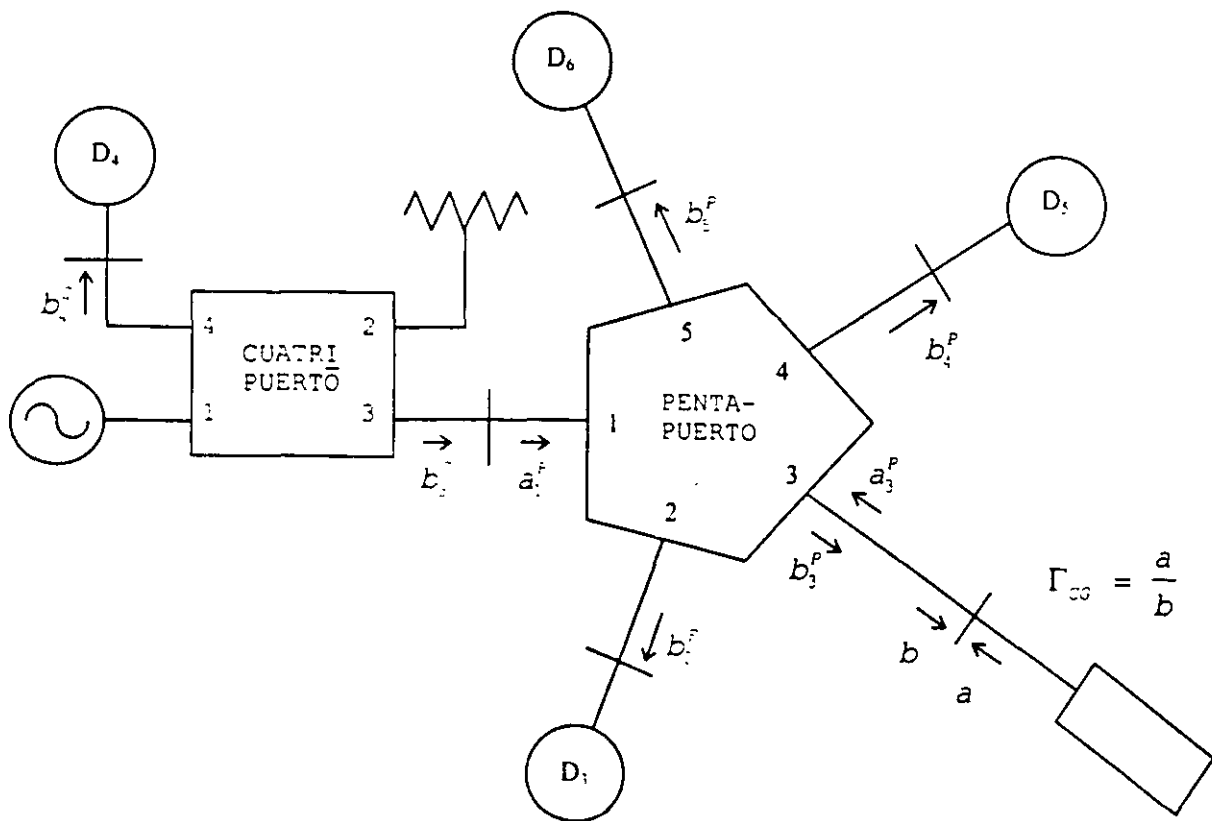
Dr. Alejandro Duetas Jimenez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara



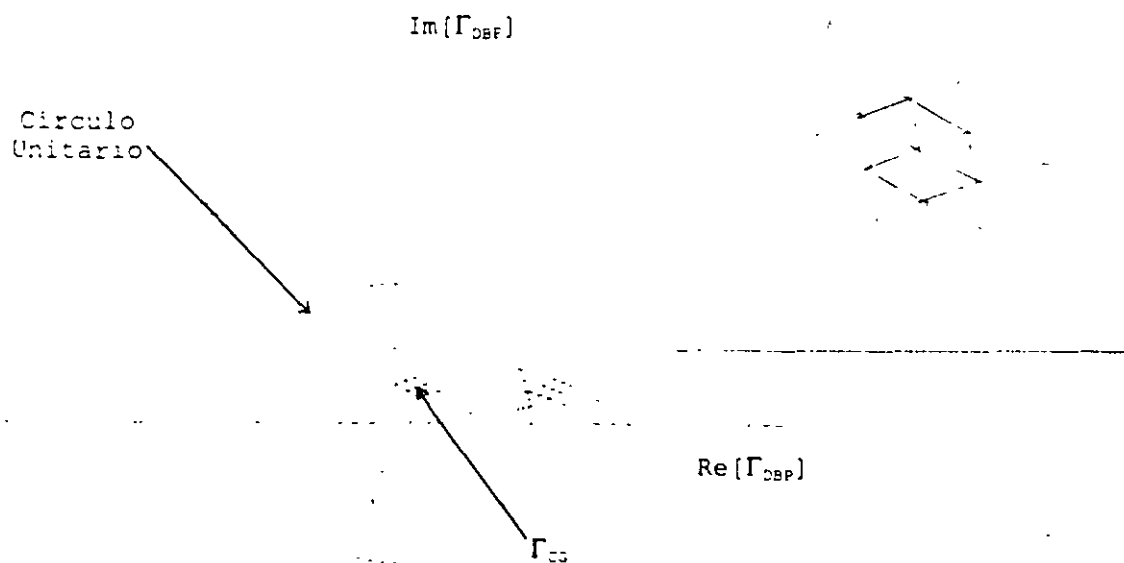


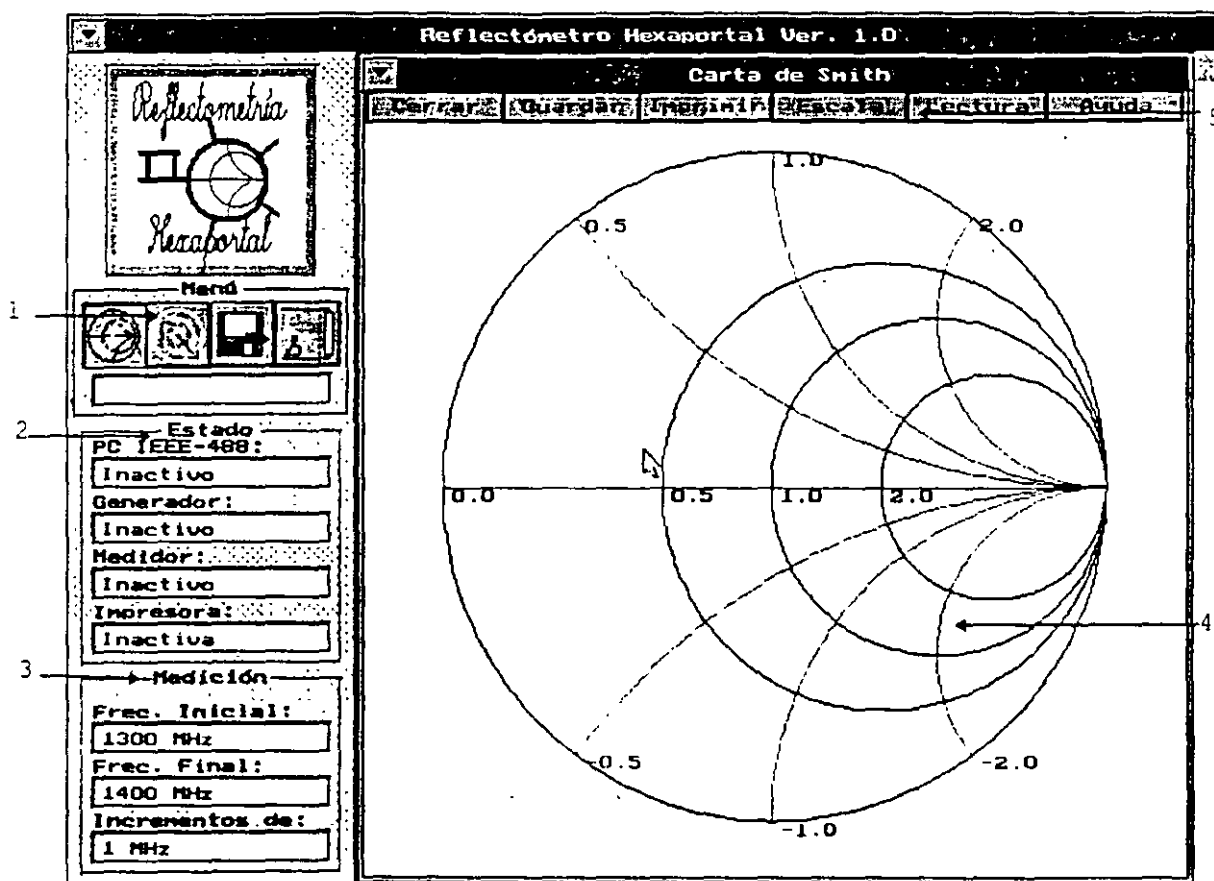








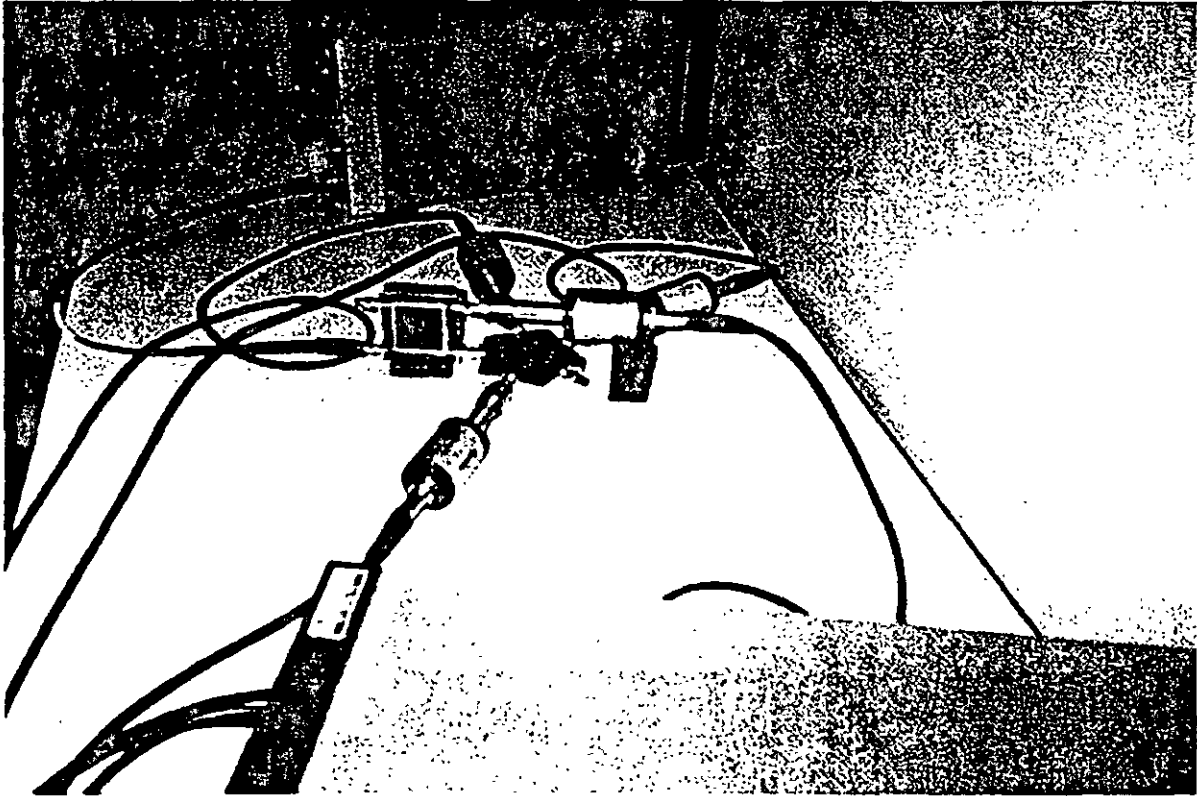




### SECCIONES DE LA PANTALLA PRINCIPAL DE UN RHA.

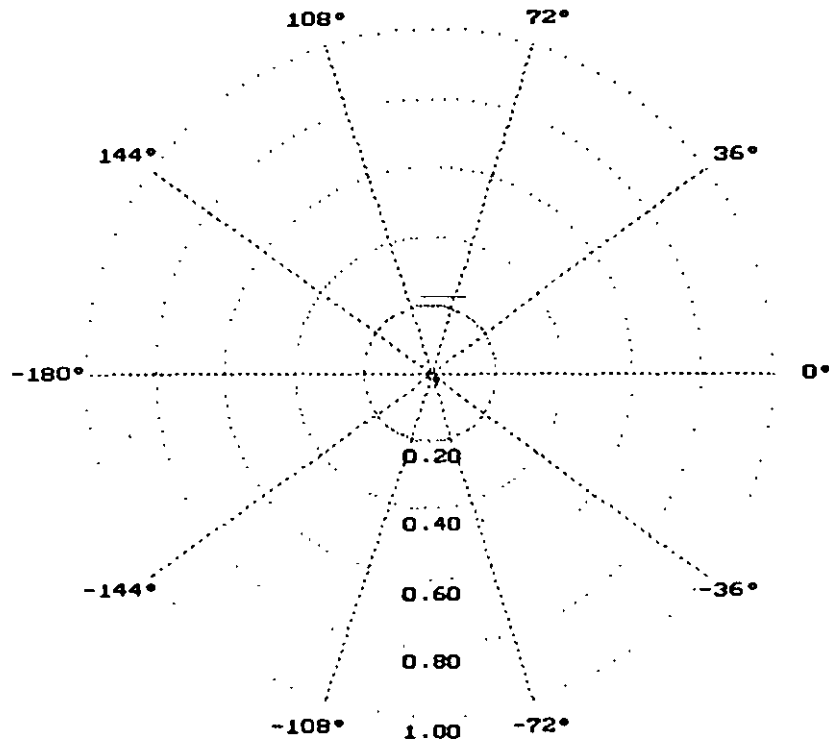
- (1) ICONOS DE INICIALIZACIÓN DE TAREAS.
- (2) VENTANA DE ESTADO DEL SISTEMA.
- (3) VENTANA DE PARÁMETROS DE LA MEDICIÓN EN PROCESO.
- (4) VENTANA DE LA GRÁFICA DE MEDICIÓN.
- (5) MENÚ DE SELECCIÓN DE TAREAS RELACIONADAS CON LOS DATOS DE MEDICIÓN.



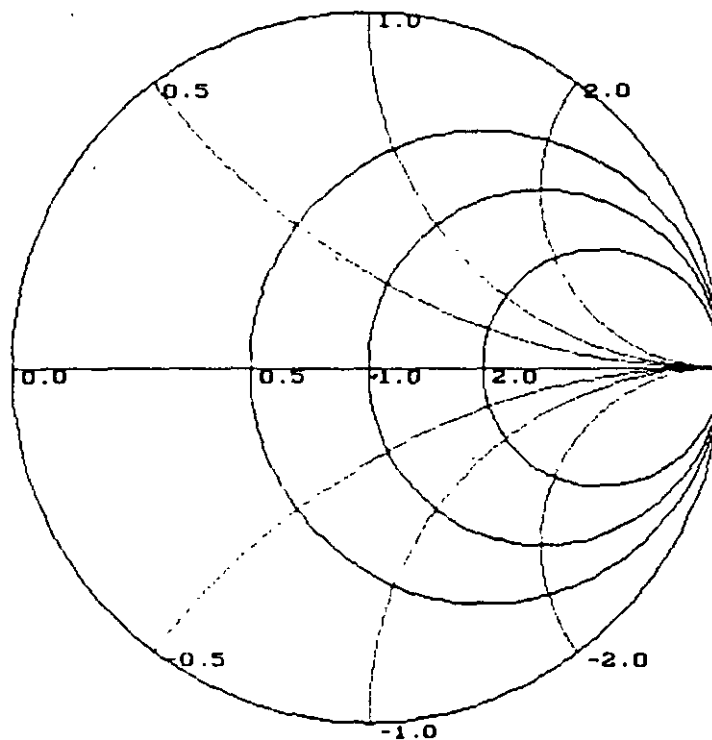


CONEXIÓN DE UNA CARGA NARDA DE  $50 \Omega$  AL PUERTO DE MEDICIÓN DE UN REFLECTOMETRO HEXAPORTAL (RHA).





(a)



(b)

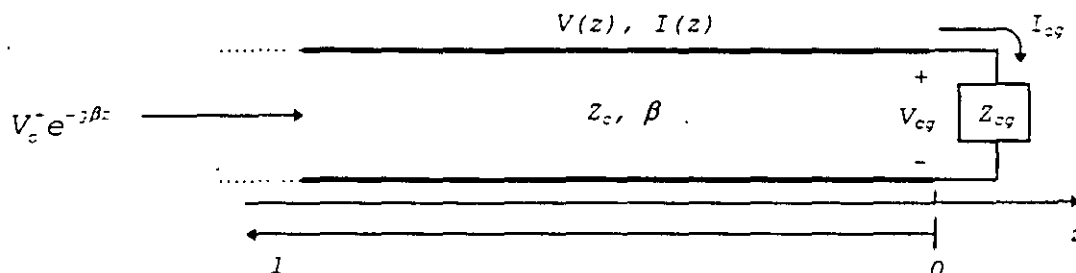
Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara



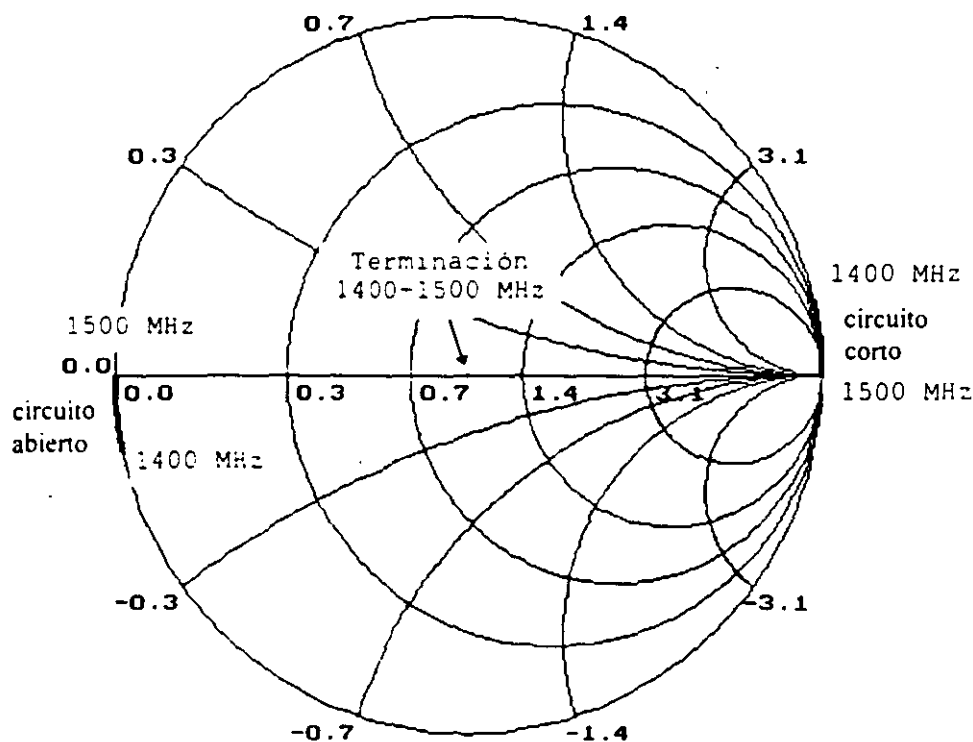
CARACTERIZACIÓN DE UNA CARGA NARDA DE  $50 \Omega$  EN EL INTERVALO DE 1.4 A 1.5 GHz. (a) COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN GRÁFICA POLAR. (b) IMPEDANCIA EN GRÁFICA DE SMITH.

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_{cg} - Z_c}{Z_{cg} + Z_c}$$

$$\Gamma(l) = \frac{V_c^- e^{-j\beta l}}{V_c^+ e^{j\beta l}} = \Gamma e^{-2j\beta l}, \quad \text{con } z = -l$$

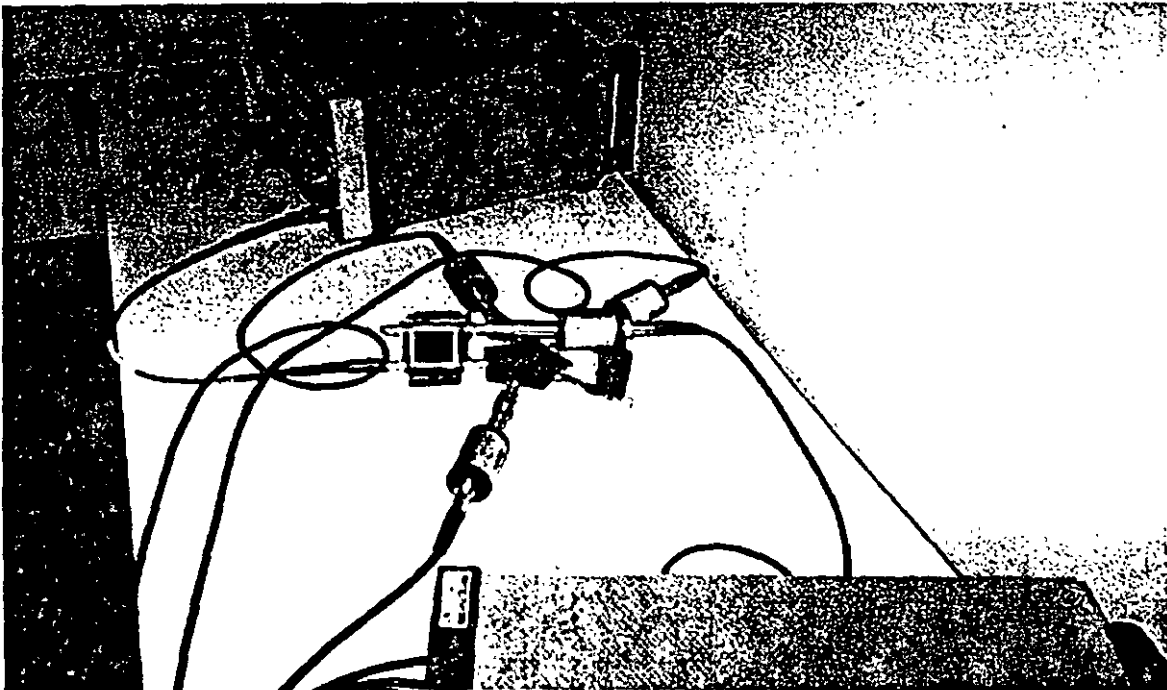


LÍNEA DE TRANSMISIÓN TERMINADA EN UNA IMPEDANCIA  $Z_{cg}$ .



GRÁFICAS GENERADAS CON LOS VALORES OBTENIDOS DE LAS ECUACIONES ANTERIORES, PARA UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE 4.997 CMS. CON AIRE COMO DIELECTRICO, TERMINADA EN CIRCUITO ABIERTO, CARGA ACOPLADA Y CIRCUITO CORTO.

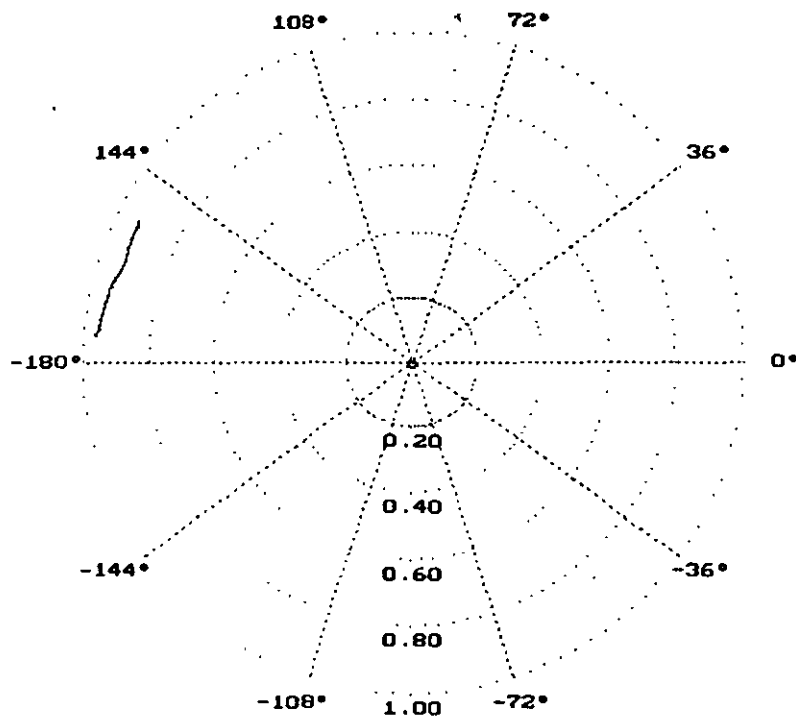




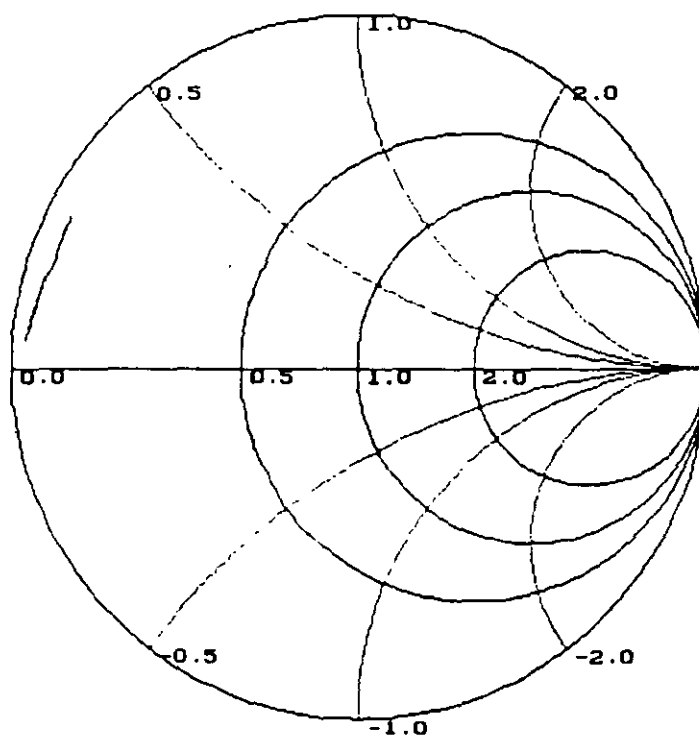
CONEXIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN COAXIAL CON AIRE  
COMO DIELECTRICO (MAURY MICROWAVE 8043S5, 4.997 CMS.),  
 $Z_0 = 50 \Omega$  Y TERMINADA EN UN CIRCUITO ABIERTO, AL PUERTO  
DE MEDICIÓN DE UN RHA.







(a)

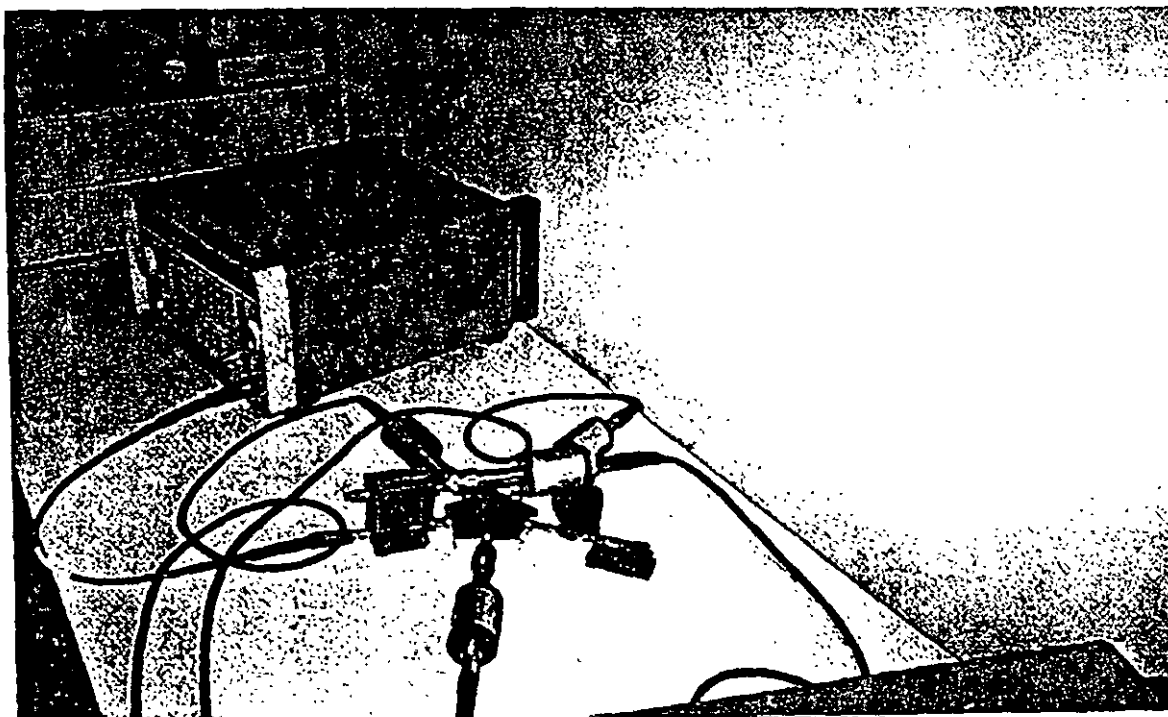


(b)

Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara

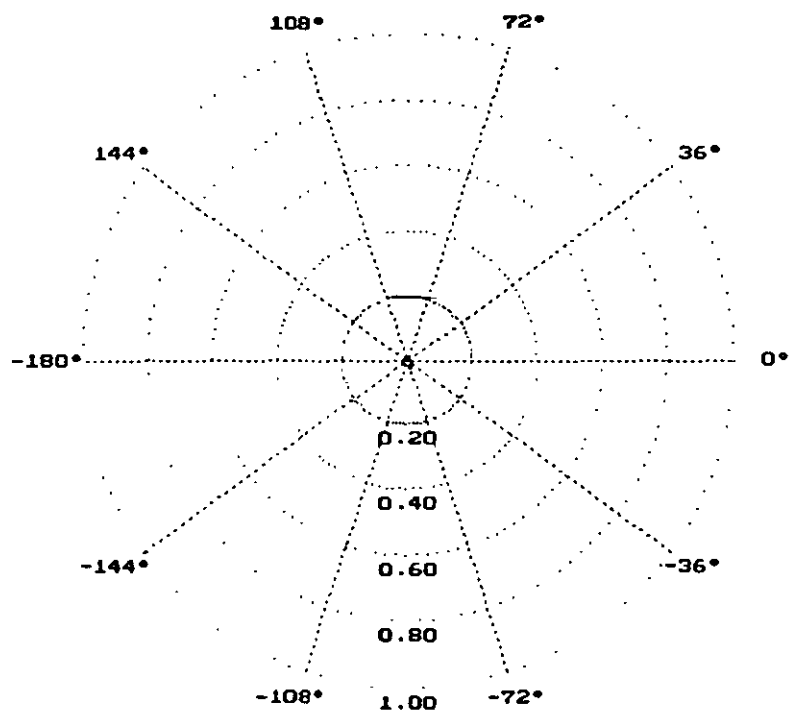


CARACTERIZACIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN COAXIAL CON AIRE COMO DIELECTRICO (MAURY MICROWAVE 8043S5, 4.997 CMS.),  $Z_c = 50 \Omega$  Y TERMINADA EN UN CIRCUITO ABIERTO, EN EL INTERVALO DE 1.4 A 1.5 GHz. (a) COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN GRÁFICA POLAR. (b) IMPEDANCIA EN GRÁFICA DE SMITH.

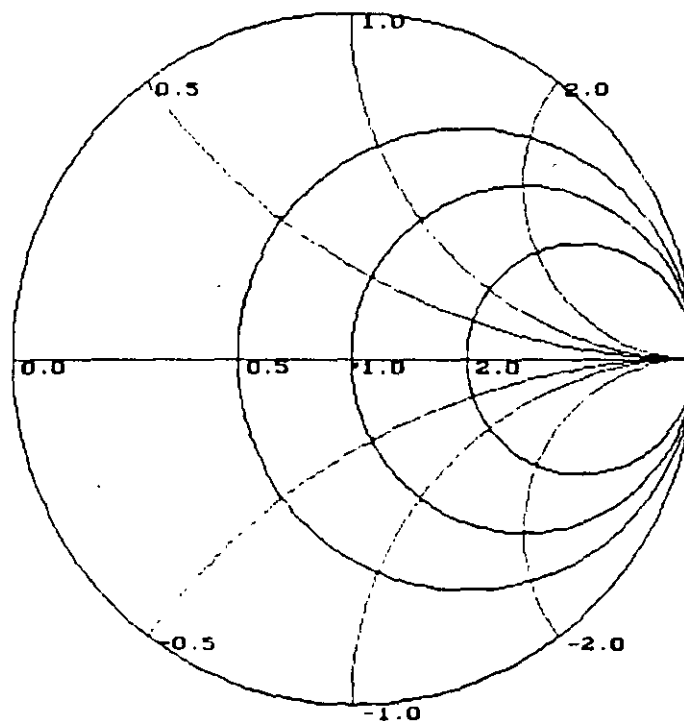


CONEXIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN COAXIAL CON AIRE  
COMO DIELECTRICO (MAURY MICROWAVE 8043S5, 4.997 CMS.),  
 $Z_c = 50 \Omega$  Y TERMINADA EN UNA CARGA DE  $50 \Omega$ , AL PUERTO  
DE MEDICIÓN DE UN RHA.





(a)

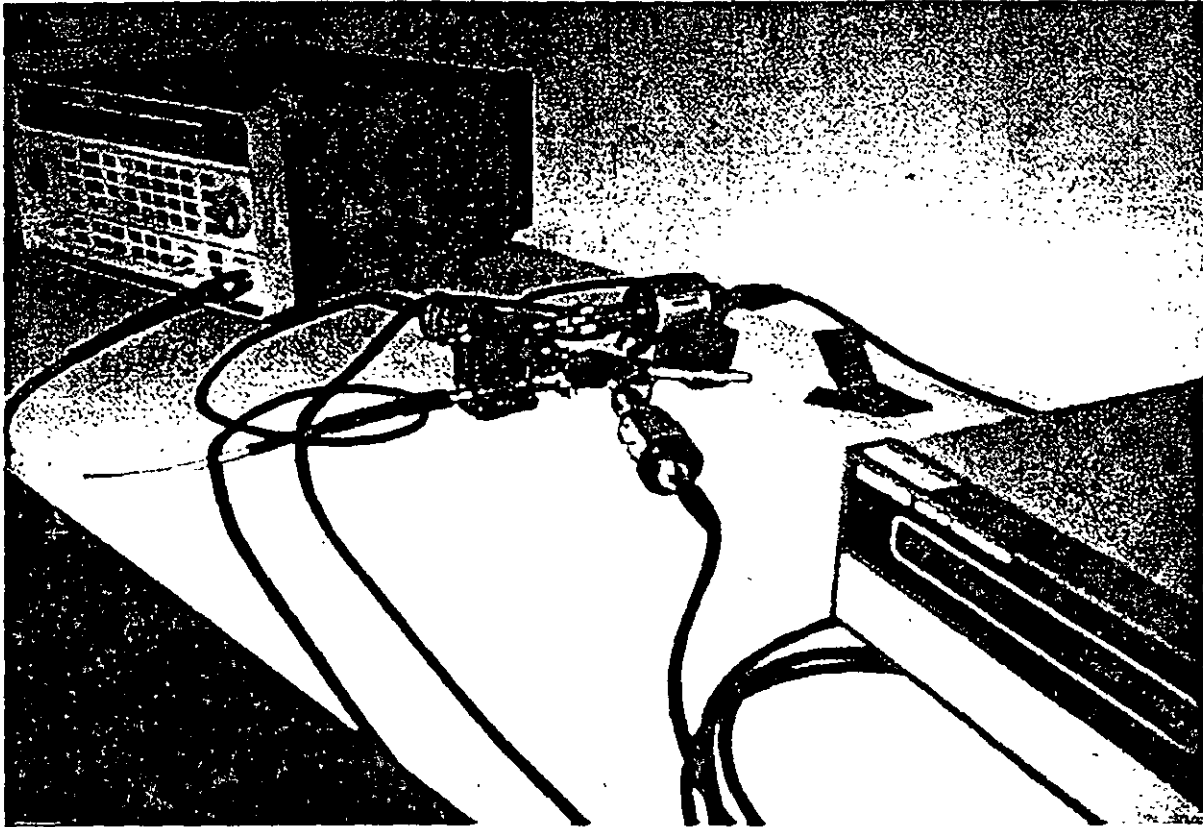


(b)

Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara

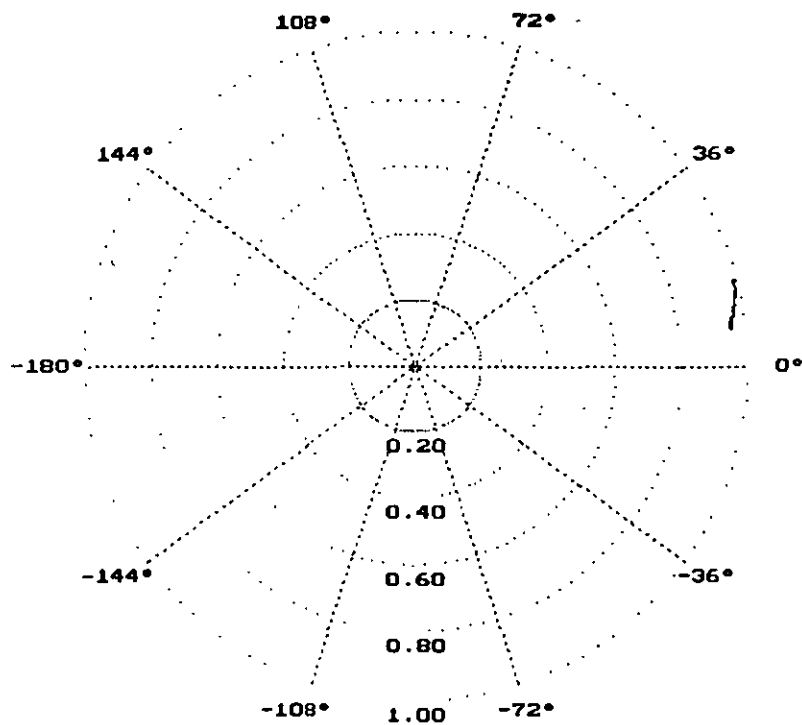


CARACTERIZACIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN COAXIAL CON AIRE COMO DIELECTRICO (MAURY MICROWAVE 8043S5, 4.997 CMS.),  $Z_c = 50 \Omega$  Y TERMINADA EN UNA CARGA DE  $50 \Omega$ , EN EL INTERVALO DE 1.4 A 1.5 GHz. (a) COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN GRÁFICA POLAR. (b) IMPEDANCIA EN GRÁFICA DE SMITH.

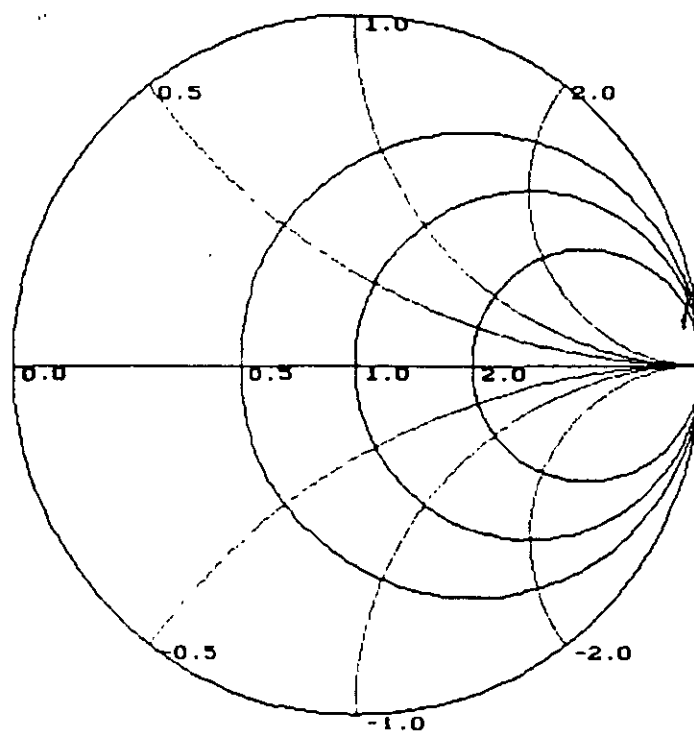


CONEXIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN COAXIAL CON AIRE  
COMO DIELECTRICO (MAURY MICROWAVE 8043S5, 4.997 CMS.),  
 $Z_c = 50 \Omega$  Y TERMINADA EN UN CIRCUITO CORTO, AL PUERTO DE  
MEDICIÓN DE UN RHA.





(a)

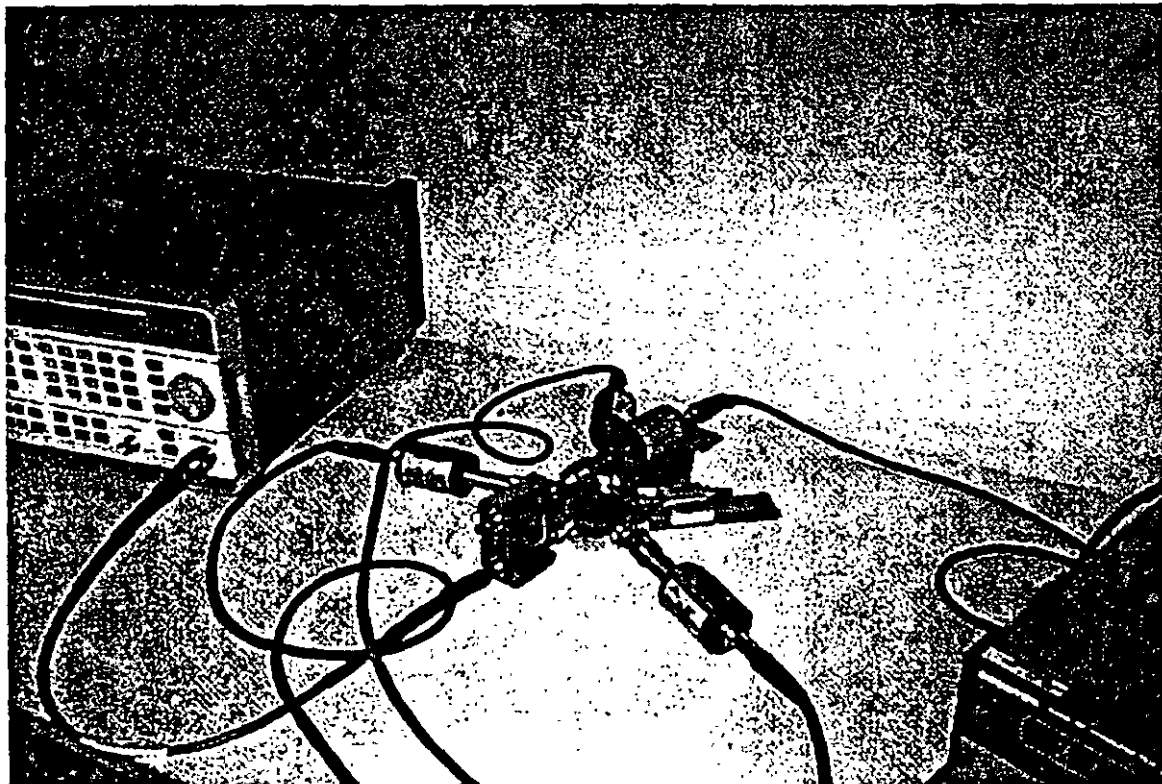


(b)

Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara

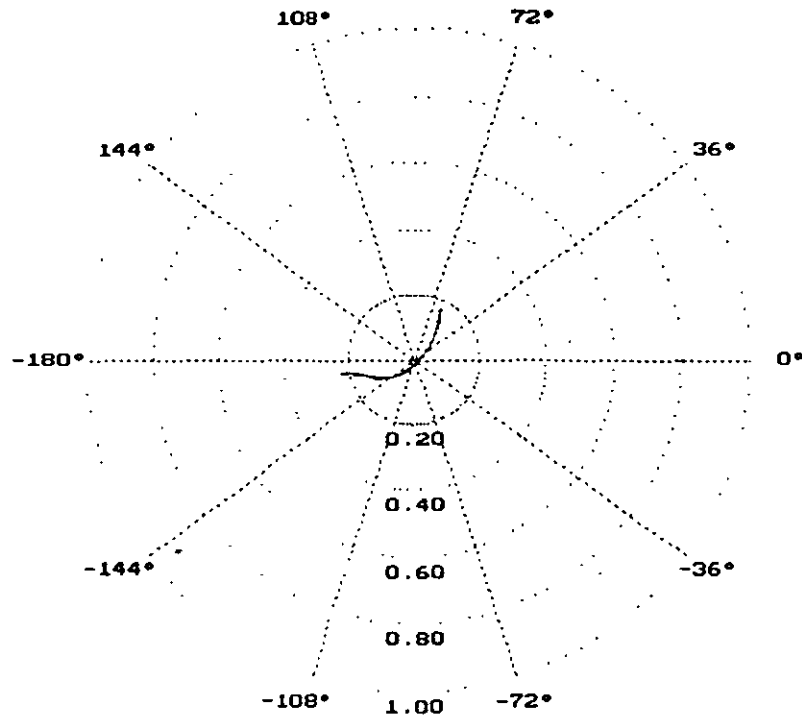


CARACTERIZACIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN COAXIAL CON AIRE COMO DIELECTRICO (MAURY MICROWAVE 8043S5, 4.997 CMS.),  $Z_c = 50 \Omega$  Y TERMINADA EN UN CIRCUITO CORTO, EN EL INTERVALO DE 1.4 A 1.5 GHz. (a) COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN GRÁFICA POLAR. (b) IMPEDANCIA EN GRÁFICA DE SMITH.

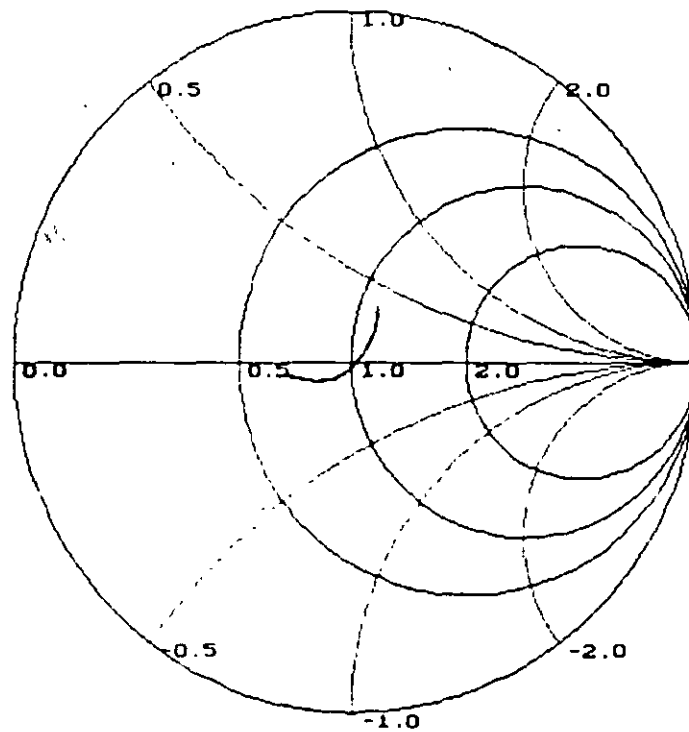


CONEXIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN  
DE MICROCINTA TERMINADA EN UNA CARGA DE  $50 \Omega$   
AL PUERTO DE MEDICIÓN DE UN RHA.





(a)

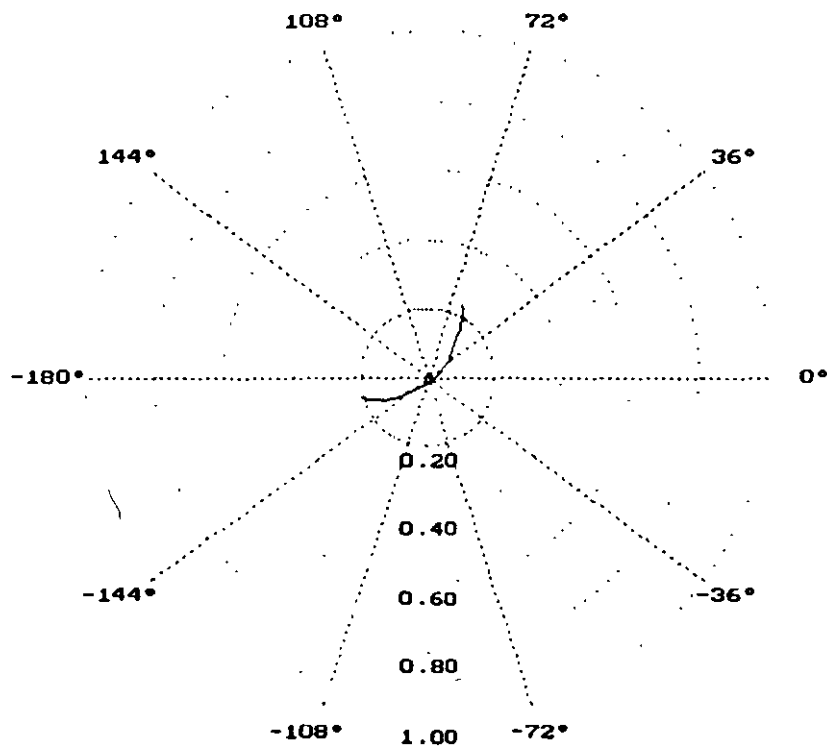


(b)

Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara



CARACTERIZACIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE MICROCINTA TERMINADA EN UNA CARGA DE  $50 \Omega$  EN EL INTERVALO DE 1.3 A 1.6 GHz. (a) COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN GRÁFICA POLAR. (b) IMPEDANCIA EN GRÁFICA DE SMITH.

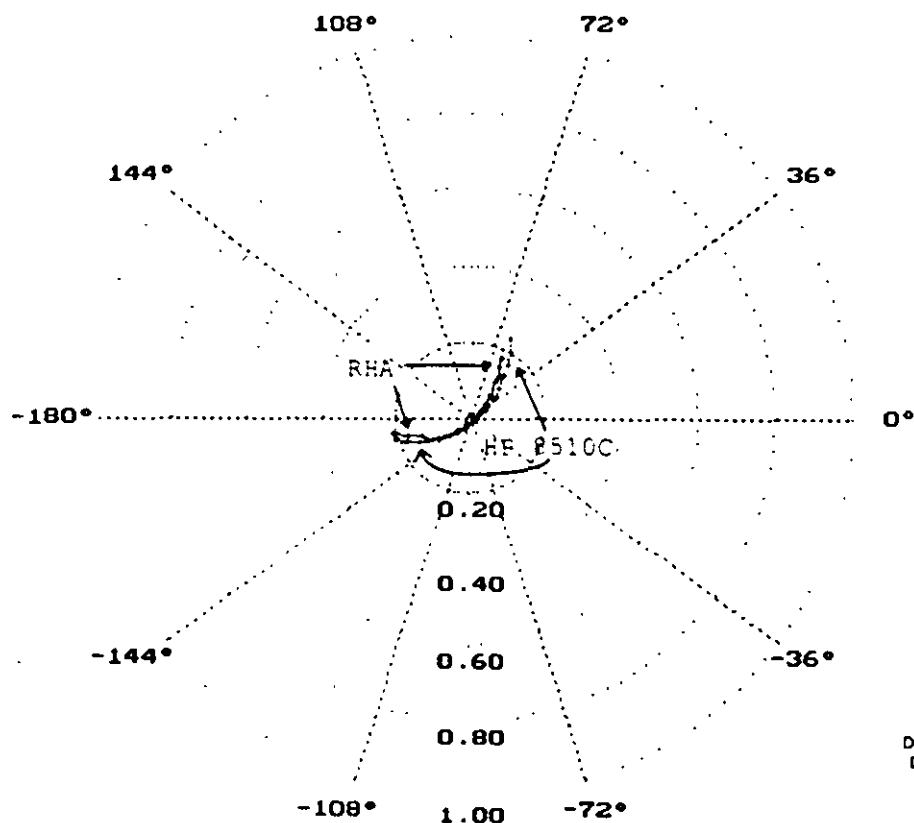


GRÁFICA GENERADA CON LOS VALORES OBTENIDOS DE LA MEDICIÓN CON UN ANALIZADOR DE REDES HP 8510C, PARA LA MISMA LÍNEA DE TRANSMISIÓN QUE SE CARACTERIZÓ CON EL RHA, EN EL INTERVALO DE 1.3 A 1.6 GHz.





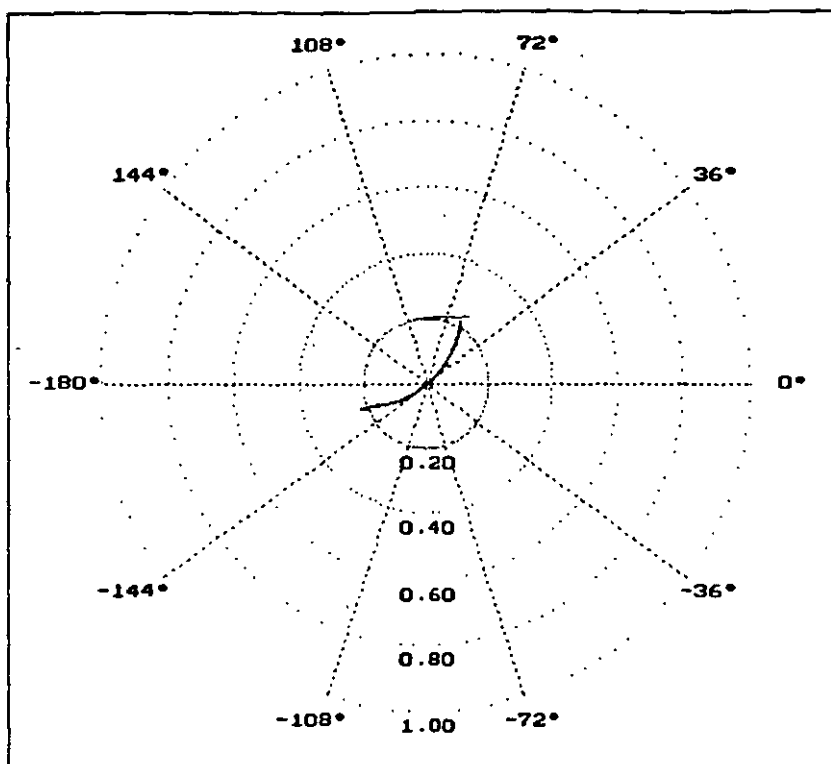
Reflectómetro Hexaportal Automático			Analizador de redes HP 8510C		
frecuencia (MHz)	magnitud (adim.)	ángulo (grados)	frecuencia (MHz)	magnitud (adim.)	ángulo (grados)
1300	0.1736	62.488	1297.9125	0.25902	67.20072
1317	0.1536	59.567	1317.8000	0.23101	63.41221
1337	0.1345	56.809	1337.6875	0.20178	59.41110
1357	0.1137	53.407	1357.5750	0.17162	55.06533
1377	0.0823	47.246	1377.4625	0.14081	50.26437
1397	0.0567	40.492	1397.3500	0.10993	44.76240
1417	0.0303	26.509	1417.2375	0.07914	37.95888
1437	0.0142	-48.727	1437.1250	0.04858	27.59326
1457	0.0276	-109.771	1457.0125	0.02006	-101.80334
1476	0.0484	-129.346	1476.9000	0.02131	-106.86594
1496	0.0741	-137.607	1496.7875	0.05101	-133.91546
1516	0.0970	-147.432	1516.6750	0.08292	-143.27347
1536	0.1239	-152.790	1536.5625	0.11507	-149.32191
1556	0.1358	-158.224	1556.4500	0.14662	-154.16424
1576	0.1667	-163.364	1576.3375	0.17696	-158.45002
1596	0.2066	-168.837	1596.2250	0.20603	-162.49233



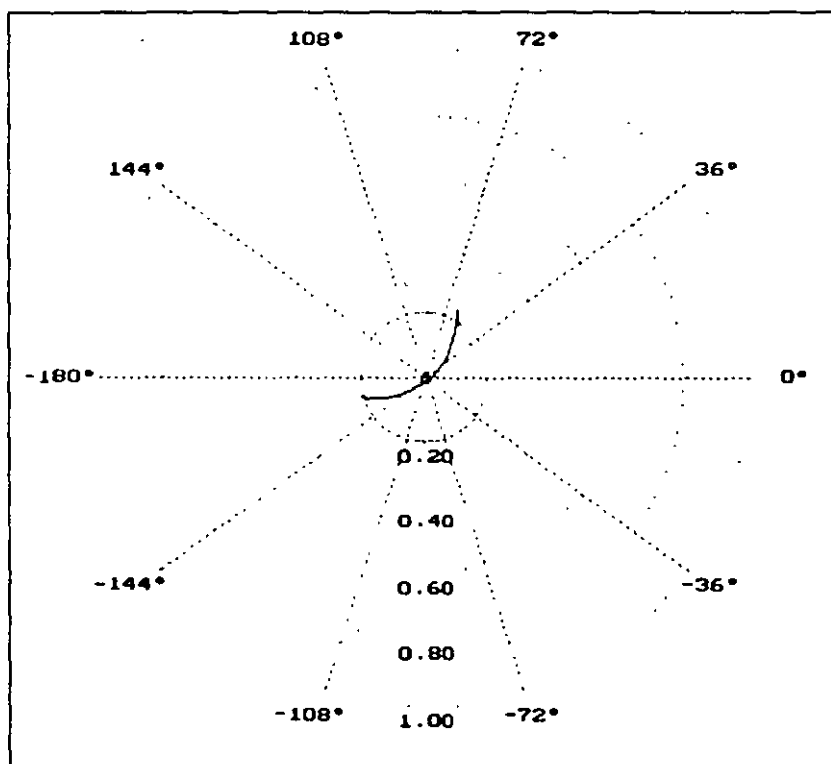
Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara



GRÁFICA COMPARATIVA DE LA CARACTERIZACIÓN CON UN RHA Y UN ANALIZADOR DE REDES HP 8510C, DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE MICROCINTA TERMINADA EN UNA CARGA DE 50  $\Omega$ , EN EL INTERVALO DE 1.3 A 1.6 GHz.



(a)

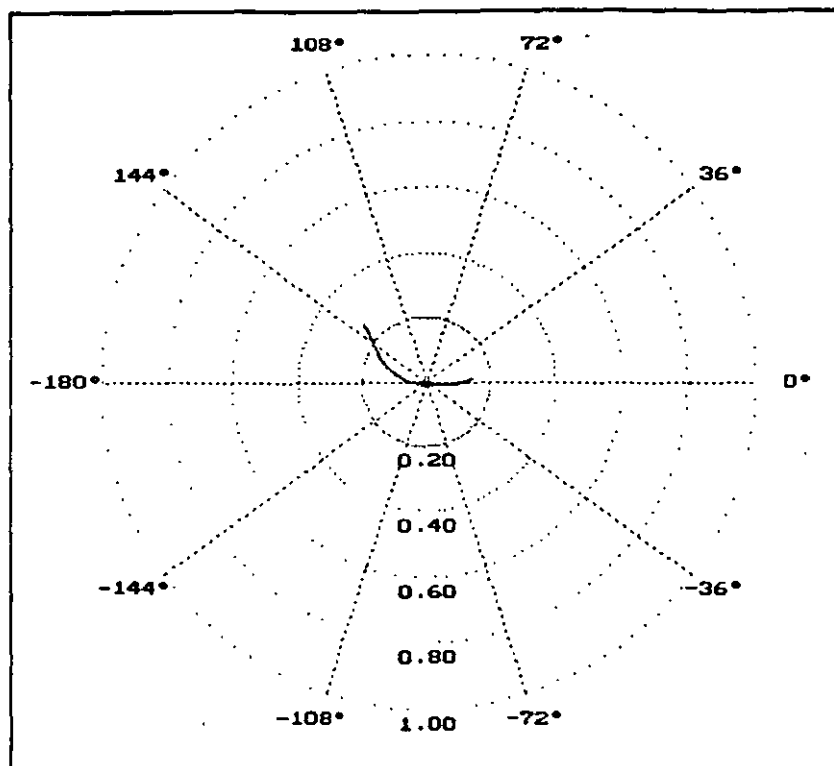


(b)

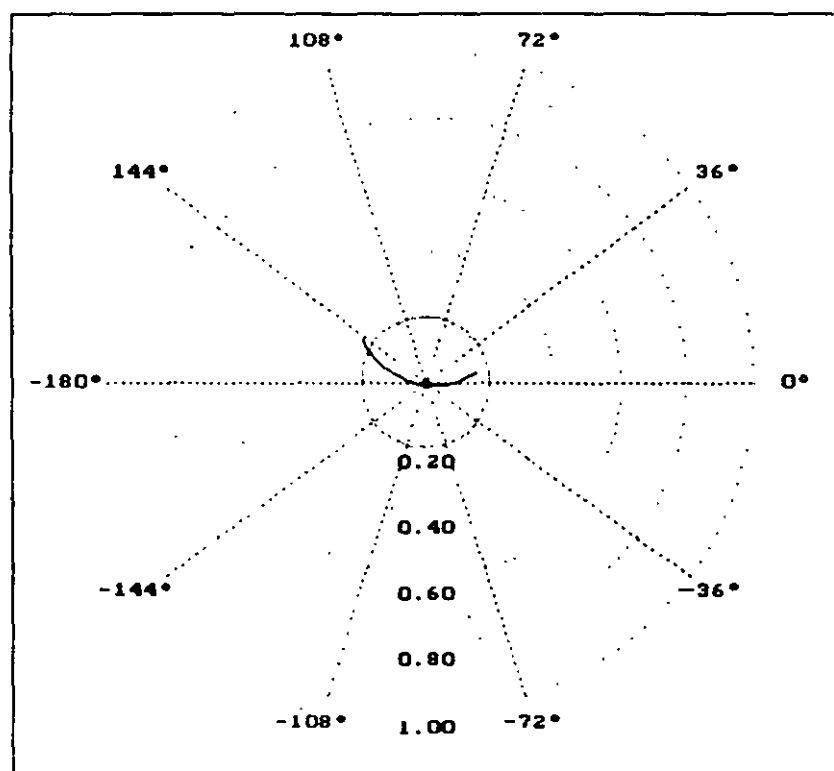
Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalupe



FIG. 2. CARACTERIZACIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE MICROCINTA ( $Z_c \approx 25 \Omega$ ) TERMINADA EN UNA CARGA DE  $50 \Omega$  EN EL INTERVALO DE 1.3 A 1.6 GHz. (a) GRÁFICA GENERADA POR EL RHA. (b) GRÁFICA GENERADA CON LOS VALORES DEL ARA HP 8510C.



(a)

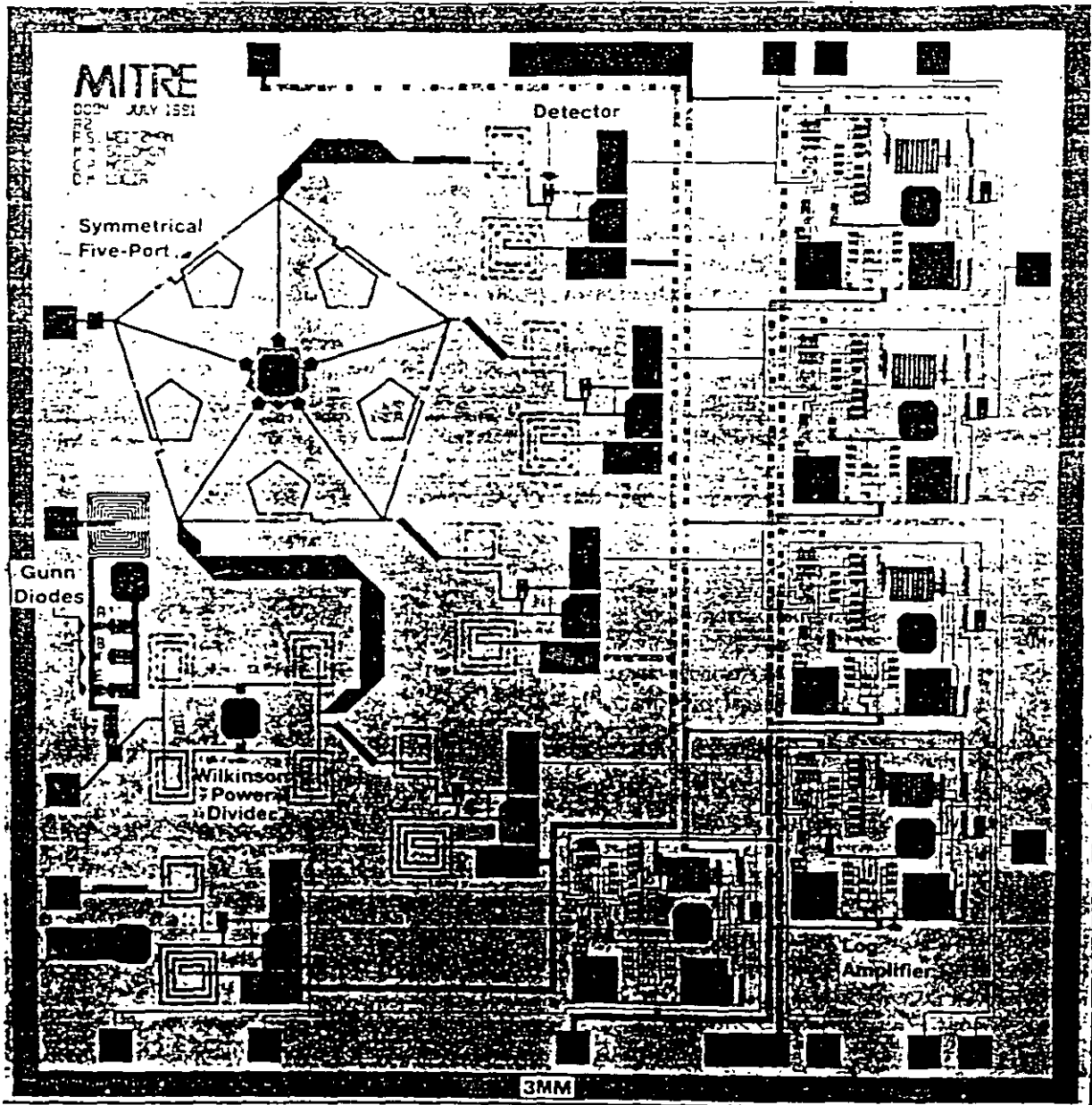


(b)

Dr. Alejandro Dueñas Jiménez  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Guadalajara



FIG. 3. CARACTERIZACIÓN DE UN ACOPLADOR DIRECCIONAL DE MICRO-CINTA CON TRES DE SUS PUERTOS TERMINADOS EN CARGAS DE  $50 \Omega$  EN EL INTERVALO DE 1.3 A 1.6 GHz. (a) GRÁFICA GENERADA POR EL RHA. (b) GRÁFICA GENERADA CON LOS VALORES DEL ARA HP 8510C.



## Referencias

- [1] A. B. Przedpelski, "Simplify conjugate bilateral matching of complex impedances. A unified approach provides practical L, Pi or T solutions with low-cost programmable calculator," *Electronic Design*, vol. 5, pp. 54-76, March 1, 1978.
- [2] M.J. Head, "Synthesize lumped element in-phase power divider," *Microwave Journal*, May, 1980, pp. 111-112.
- [3] C. Y. Ho, "Design of lumped quadrature couplers," *Microwave Journal*, vol. 22, Sept. 1979, pp. 67-70.
- [4] C. Bowick, "RF circuit design." *Newnes, Butterworth-Heinemann*, 176 pp., 1997.
- [5] G. Roussy and J. A. Pearce, "Foundations and industrial applications of microwaves and radio frequency fields: physical and chemical processes," *John Wiley & Sons Ltd*, 475 pp., 1995.
- [6] R. E. Collin, "Foundations for microwave engineering," *McGraw-Hill series electrical engineering, Radar and antennas*, 924 pp., 1992.
- [7] D. M. Pozar, "Microwave engineering," *Addison-Wesley series in electrical and computer engineering*, 726 pp., 1990.
- [8] J. Reed and G. J. Wheeler, "A method of analysis of symmetrical four-port networks," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vcl. MTT-4, pp. 246-252, Oct. 1956.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**ESPECTRO DISPERSO DESARROLLO ACTUAL Y  
TENDENCIAS FUTURAS**

**CONFERENCISTAS  
ING. ARTURO VÁZQUEZ BAUTISTA  
ING. JAIME RAMÍREZ GARCÍA  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**



## 8.-Espectro Disperso

Desarrollo actual y Tendencias Futuras

Ing. Arturo Vázquez  
Mexel

UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



Estado Actual en Tecnología Spread Spectrum

Dos tecnologías básicas

- Direct Sequence
- Frequency Hopping

Norma IEEE 802.11 aprobada  
Interoperabilidad

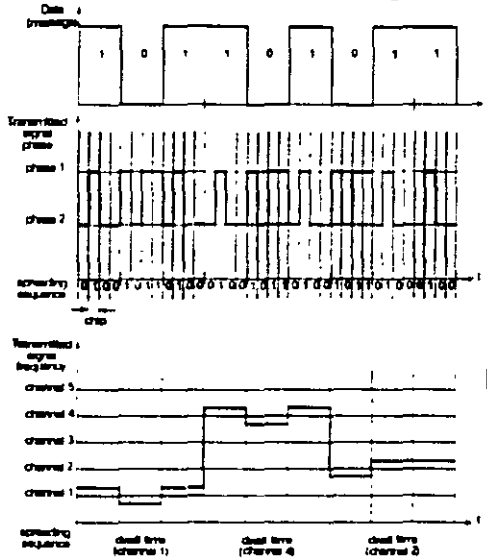


UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



MEXEL

# Spread Spectrum



### Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)

Process a .....  
 Phase Shift Keying (PSK)  
 Phase changes generated by the spreading sequence. Spreading sequence's bits are known as "chips"  
 Process b .....  
 Phase Shift Keying (PSK)  
 Phase changes generated by data bits

### Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS)

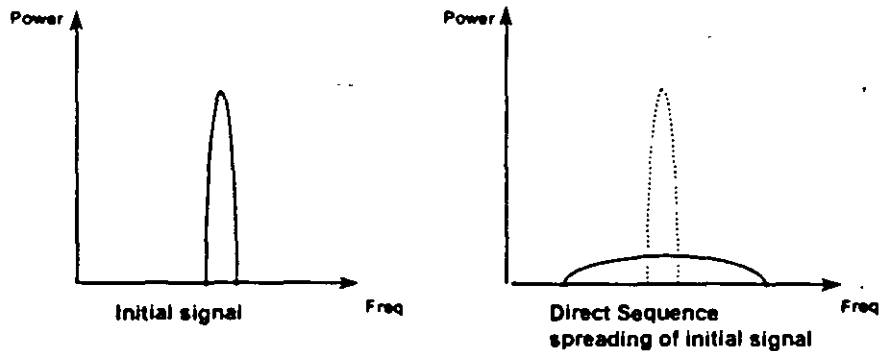
Process a .....  
 Frequency Shift Keying (FSK)  
 Frequency changes generated by the spreading sequence. The time spent on each frequency (channel) is known as "dwell" time.  
 Process b .....  
 Frequency Shift Keying (FSK)  
 Frequency changes generated by data bits

UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



MEXEL

# Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)



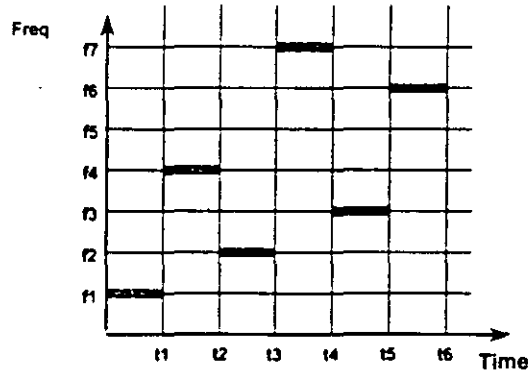
UNIDAD DE NEGOCIOS WAN





### Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS)

- La señal transmitida es dispersa sobre un amplio rango de frecuencias (2.4-2.4835 GHz)
- El carrier salta de frecuencia decenas de veces por segundo

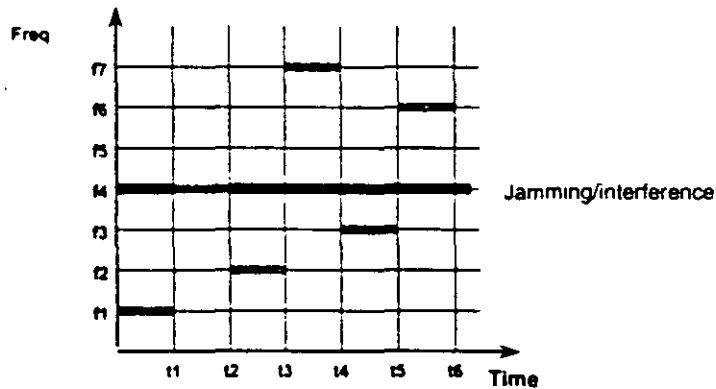


UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



### Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS)

- Resistencia a Interferencia
- Evita Interferencia

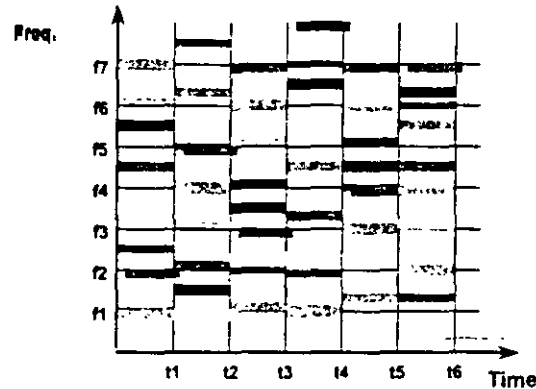


UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



## Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS)

- Co-existencia con sistemas similares



**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**

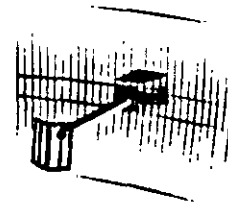


## Nuevas aplicaciones

Primera etapa: Punto a Punto

Segunda etapa: Aplicaciones verticales

Tercera etapa: Mercado horizontal



**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



## Mercados típicos de WLAN

- Retail (ISP, WMAN, WWL)
- Industria
- Medicina
- Educación
- Control de Inventarios
- Hoteles
- Emergencias/Inst. Temporales

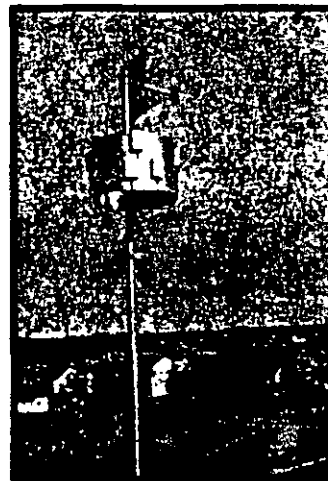


**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



## Wireless ISPs

- Acceso inalámbrico al Internet con velocidades mayores a E1
- En ciertos países existen servicios de acceso a Internet a 3Mbps por \$65 USD
- Misma infraestructura usada para VPN (Virtual Private Network)

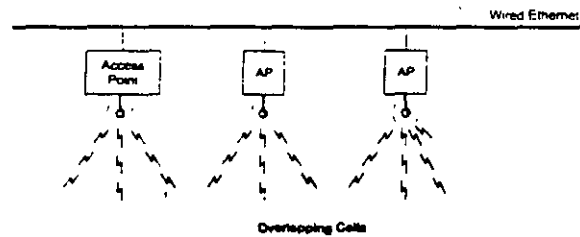


**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



## Wireless PBXs

Centrales telefónicas locales usando Spread Spectrum  
Infraestructura compatible con 802.11



**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



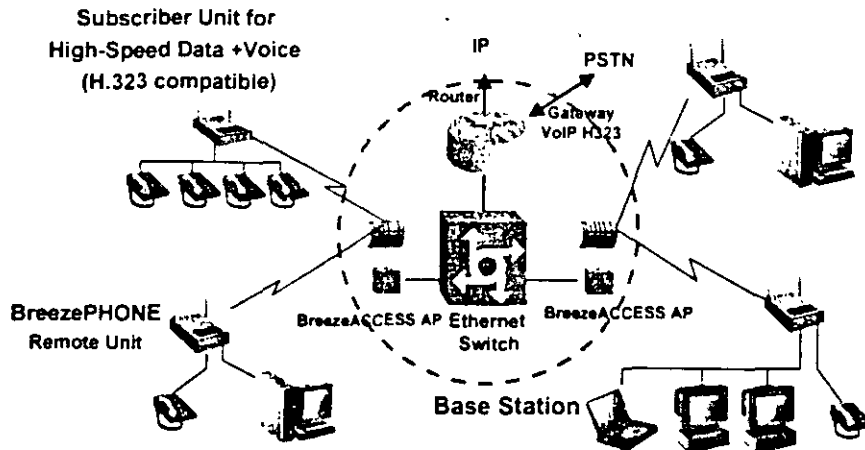
## Packet Based Wireless Local Loop

- El WLL tradicional fue diseñado para voz
- Pero con un desempeño muy pobre para datos
- Con el desarrollo del protocolo H323 (voz sobre IP) se hace muy fácil transmitir voz sobre datos a 3 Mbps

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



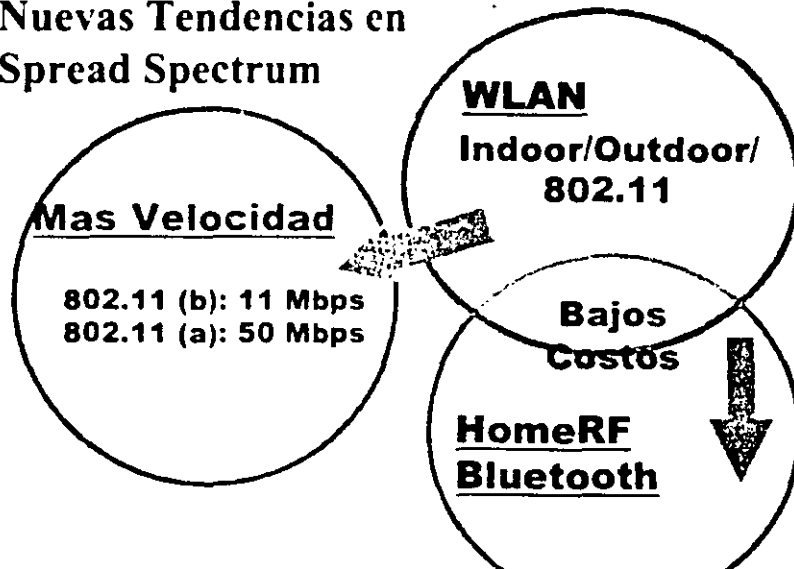
## Packet based WLL Solution



UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



## Nuevas Tendencias en Spread Spectrum

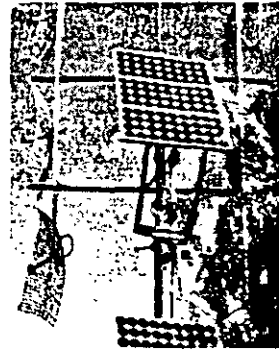


UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



## Mayor Velocidad

- En este momento hay dos esfuerzos principales
  - 11 MBps en 2.4 GHz
  - 50 Mbps en 5 GHz



UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



## IEEE 802.11(b) - 11 Mbps

- Básicamente una extensión al Direct Sequence tradicional a Mayor Velocidad
- Usa la información codificada para transmitir mas datos (en vez de dar redundancia)

UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



### IEEE 802.11(a) - 50 Mbps

- OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
- Funciona en la banda de 5GHz (no estrictamente Spread Spectrum pero "unlicensed")
- Los datos son transmitidos simultáneamente en 48 canales a 400 Kbps cada uno
- Usa modulación QAM16- QAM32, QAM64

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



### Bajos Costos

- La otra tendencia es bajar costos para llegar a nuevos mercados:
  - Home LANs
  - Personal LANs



**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



## HomeRF

- Iniciativa para traer tecnología inalámbrica a la casa conectando
  - Computadoras,
  - alarmas,
  - sistemas de iluminación,
  - televisión,
  - acceso a Internet.
  - etc.

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



## Conexión permanente - Bluetooth

- Posiblemente la próxima gran revolución
- Consorcio creado por principales fabricantes de telecomunicaciones, computadoras y chips (Ericsson, Nokia, Toshiba, IBM, Intel)
- La idea:  
Desarrollar un chip que cueste menos de \$10 que permita transmitir datos a velocidades de casi 1Mbps a distancias de 10 metros
- La aplicación:  
Todos los celulares y todas las computadoras incluirían Bluetooth y el usuario formaría un Personal Area Network, donde el Celular lo comunica al exterior y manda la información al Notebook.

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**





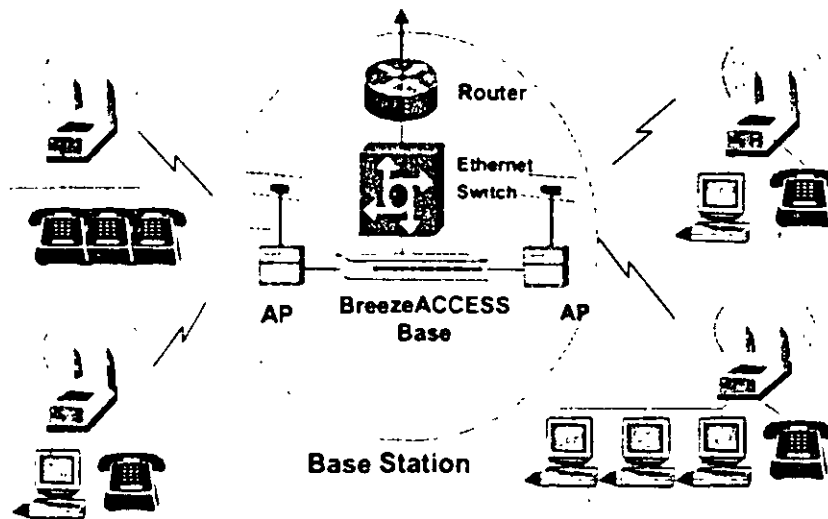
## Aplicaciones de Bluetooth

- **Conexión Permanente:** El celular recibe continuamente y manda al Notebook, al abrir el notebook el email ya esta ahí
- **Mandar emails de los lugares imposibles:** Escribe el email en el avión, al descender y encender el celular, el email sale
- **Pager**
- **Headset**
- **Convertir el notebook en SpeakerPhone**
- **Adhoc meetings**

UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



## Cell Architecture



UNIDAD DE NEGOCIOS WAN



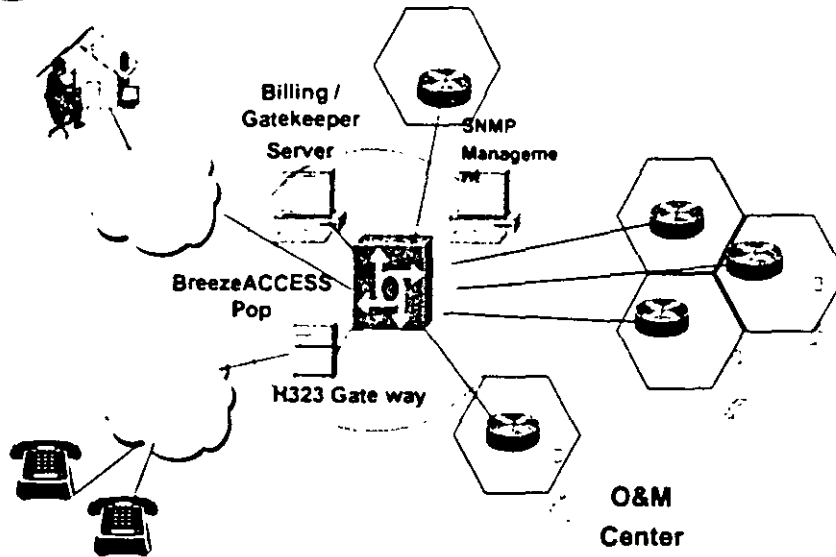
### Air interface

- FH-CDMA spread spectrum, compliant to FH-CDMA ETSI drafts;
- 2.4GHz ISM band, 3.5-3.7GHz;
- IEEE 802.11 compliant, including time bounded services for voice support;
- Authentication mechanism as defined in the IEEE 802.11 standard.
- Can operate in a non contiguous spectrum allocation.

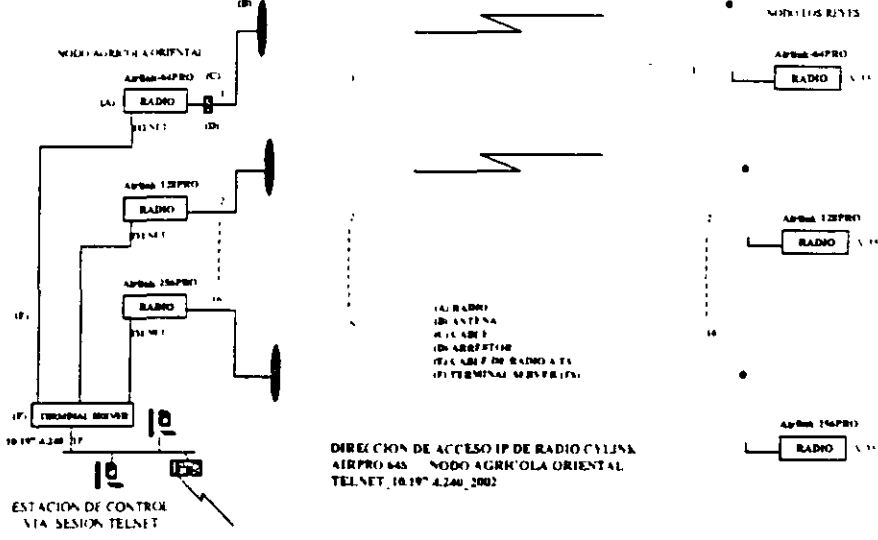
**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



### POP Architecture



**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**ASPECTOS REGULATORIOS DE ESPECTRO DISPERSO  
EN MÉXICO (NOM - 121)**

**CONFERENCISTAS  
ING. ARTURO VÁZQUEZ BAUTISTA  
ING. JAIME RAMÍREZ GARCÍA  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**



## **7.-Aspectos regulatorios de Espectro Disperso**

**en México**

**NOM-121**

**Ing. Arturo Vázquez  
Gerente de ventas WAN**

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



### **Antecedentes:**

- En 1990 se comienza la comercialización de radios de espectro disperso en México, operando en la banda L (902-928 MHz), por varias compañías, principalmente en la frontera con especificaciones de operación americanas.
- No hay no hay regulación de estos equipos en el país operando con esta tecnología.
- En 1992 Pronósticos Deportivos instala en el D.F. una Red inalámbrica (no espectro disperso) operando en la banda L 902-928 MHz y reporta problemas de interferencia en su RED que obliga a realizar un estudio para ubicar la fuente de interferencia.

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



## Antecedentes:

- En 1993 a raíz del problema de interferencia con Pronósticos deportivos la Secretaria de comunicaciones convoca a varias empresas mexicanas y extranjeras a participar en la generación de la Norma Oficial Mexicana para Espectro Disperso (Spread spectrum -SS) y se crea el Proyecto de Norma para regular los sistemas que operan con SS en las bandas L (902-928), S (2.4-2.4835 GHz) y Banda C (5.725-5.850 GHz)
- En 1994 (22.Dic-1994) se publica en el diario oficial la Norma Oficial mexicana Emergente para "Sistemas de Radiocomunicación que emplean la técnica de espectro disperso en las bandas 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz.

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



## Parámetros mas importantes definidos en la NOM-121:

- Bandas de Operación:**  
L 902-928 MHz, S 2450-2483.5 MHz y C 5725-5850 MHz.
- Campos de aplicación:**  
Area Local, Area restringida, Area de Cobertura Amplia.

### Area Local

Es una área de cobertura local, aquella en la que se pueden operar los equipos de espectro disperso usando una antena omnidireccional con una potencia radiada aparente (PRA) máxima de 30mWatts y/o un alcance máximo de 500 metros.

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



### **Área Restringida**

Es un área de cobertura restringida, aquella donde se utiliza una antena omnidireccional con una potencia radiada aparente (PRA) de hasta un valor de 30 dBm, siempre y cuando las emisiones del usuario autorizado no se utilicen para enlazar equipos que impliquen el cruce de calles ni propiedades de terceros, por ejemplo: plantas industriales, centros comerciales, universidades, patios de carga y maniobras.

Normalmente son enlaces no mayores de 500 metros que utilizan antena omnidireccionales. Ocasionalmente se presentan casos que requieren enlazar equipos separados mas de 500 metros utilizando para ello antenas direccionales.

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



### **Enlaces de cobertura amplia**

Son aquellos enlaces punto a punto con una distancia entre extremos mayor a 500 metros, en donde se utilizan antenas direccionales, el alcance se determina con una potencia radiada aparente (PRA) máxima de 36 dBm.

#### **Potencia de salida del transmisor:**

Es la potencia que se obtiene a la salida del transmisor antes de conducirla por el cableado que va a la antena transmisora

#### **Potencia pico de transmisión**

Es la potencia máxima de salida de operación del transmisor autorizado

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



**Potencia radiada Aparente (PRA) (en una dirección dada)**

Es el producto de la potencia suministrada a la antena por su ganancia con relación a un dipolo de media onda en una dirección dada.

**Especificaciones técnicas:**

- Técnica de Modulación por Salto de Frecuencia
- Técnica de Modulación por Secuencia Directa

**Parámetros considerados para ambas técnicas (FH\* y DS\*\*)**

- \*Separación de Frecuencias portadoras
- Ancho de banda de la señal transmitida
- Ganancia de antenas
- Patrón de Radiación (Omni/Uni Direccional)
- Potencia pico de transmisión

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



Continuación...

**\*\*Densidad de potencia en un segundo**

Potencia Radiada Aparente (PRA)

Armónicas

\*Saltos de frecuencia

\*Tiempo Máximo de Ocupación sobre cualquier frecuencia

\*Tolerancia en Frecuencia

Velocidades máximas de Transmisión (capacidad de Tx)

Tipos de Modulación preferente

Tipos de servicios (Fijo y Móvil)

Tipo de información transmitida

Horario de operación

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**





### **Condiciones Obligatorias Complementarias NOM-121**

- Los sistemas de Telecomunicaciones que utilicen la tecnología de Espectro Disperso podrán operar a título secundario en las bandas de frecuencias de 902-928 MHz, 2450-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz.
- La atribución a título secundario significa que los equipos la técnica de espectro disperso estarán condicionados a no causar interferencia a los equipos ICM, estaciones de radiocomunicación de voz y datos con frecuencia específica asignada, así como estaciones autorizadas de radiolocalización y estarán expuestas a recibir interferencias que aquellas les puedan causar sin que tales sistemas de espectro disperso reclamen protección.

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



- Los usuarios deberán utilizar la potencia mínima indispensable para enlazar sus equipos. Esto permitirá la convivencia de un mayor número de equipos de diferentes usuarios en una zona determinada.
- Los sistemas de Espectro disperso deberán contar con un certificado de Homologación ante la Secretaría de Comunicaciones y Transportes, previo a su comercialización en nuestro país.
- Los usuarios requieren de un permiso de operación de la Secretaría de Comunicaciones y Transportes, para ello deberán llenar los formularios específicos de conformidad con su clasificación, a saber área local, área restringida o enlaces de cobertura amplia.

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



#### **Situación Actual:**

En Septiembre 4 de 1998, el Comité Consultivo Nacional de Normalización de Telecomunicaciones (CCNN-T) a cargo de la COFETEL, convoca al Subcomite de Radiocomunicaciones y Servicios Satelitales (SRSS) para que se integren los grupos de trabajo que se encargaran de elaborar, revisar o actualizar las Normas Oficiales Mexicanas (NOM) publicadas en el Diario Oficial del 15 de Abril de 1998.

Entre estas normas a revisar, actualizar y formalizar se encuentra la NOM-121 cuya vigencia a expirado y requiere ser actualizada tecnológicamente.

Octubre de 1998 Se inician los trabajos del **GT-8-NOM-121**

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



#### **Parámetros modificados en la revisión de la NOM-121**

- Potencia pico de transmisión
- Potencia Radiada Aparente (PRA)
- Ancho de banda de la señal transmitida
- Ganancia de antenas
- Patrón de Radiación (Omni Uni Direccional)
- Potencia pico de transmisión
- Velocidades máximas de Transmisión (capacidad de Tx)

Ver cuadro resumen CUADROGRAL.DOC

**UNIDAD DE NEGOCIOS WAN**



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**ANTENAS DE MICROCINTA**

**CONFERENCISTA  
M. EN C. JORGE SOSA PEDROZA  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

# ANTENAS DE MICROCINTA

## INTRODUCCION

Las antenas de microcinta forman una nueva tecnología que tuvo sus orígenes a finales de la década de los 60s cuando en muchas aplicaciones de microondas se hizo patente la necesidad de antenas más ligeras y compactas. Estas antenas pueden adaptarse fácilmente a la superficie de misiles y aeronaves, y han logrado un amplio desarrollo debido a que pueden fabricarse mediante técnicas litográficas en circuitos monolíticos o usar técnicas de fabricación en gran escala de circuitos impresos. En un principio, las antenas de parche de microcinta se utilizaron como radiadores individuales, pero rápidamente se emplearon en arreglos de haz fijo y recientemente se han desarrollado arreglos con haz de barrido en una y dos dimensiones (1).

Una antena de microcinta consta básicamente de cuatro partes, Fig 1:

Una superficie conductora muy delgada frecuentemente llamada parche;

Un sustrato dieléctrico;

Un plano de tierra, usualmente mucho más grande que el parche;

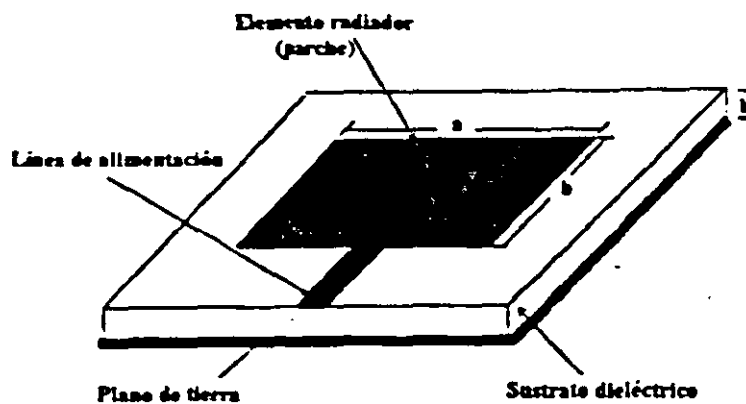


Fig. 1 Antena de microcinta típica

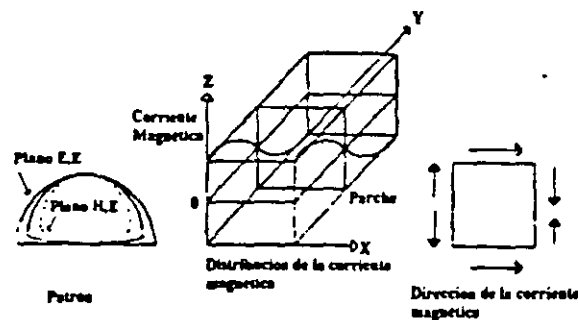
Una alimentación, la cual suministra la potencia de RF al elemento.

Se fabrican usualmente por un proceso de grabado del parche (algunas veces también la circuitería de alimentación) en una placa de circuito impreso con revestimiento conductor en ambos lados. La dimensión más grande del parche es típicamente del orden de un tercio

a un medio de la longitud de onda en el espacio libre ( $\lambda_0$ ), mientras que el espesor del dieléctrico es del orden de  $0.003 \lambda_0$  a  $0.05 \lambda_0$

### PATRÓN DE RADIACIÓN

El campo radiado por la antena puede atribuirse a un ciclo de corriente magnética en la forma del parche (3), fluyendo en presencia de una placa dieléctrica, o en el espacio libre si se ignora el efecto del dieléctrico. La Fig 2 ilustra las distribuciones de corriente magnética asociada con el modo más bajo de antenas de microcinta de parche rectangular y los patrones de radiación en el plano principal correspondiente.



*Fig. 2.- Patrón en el plano principal y distribución de la corriente magnética para el modo de orden más bajo en parches rectangulares.*

### FRECUENCIA DE RESONANCIA

La frecuencia de resonancia de una antena rectangular está determinada por la longitud del parche que es aproximadamente un múltiplo de media longitud de onda en el espacio libre. La ecuación 1 define la frecuencia de resonancia, la  $a_{eff}$  incluye una extensión del extremo abierto debido a los efectos de borde:

$$f_r = \frac{c_0}{2a_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

$\epsilon_r$ : constante dieléctrica

$$a_{\text{eff}} = a \left\{ 1 + 0.824 \frac{h}{a} \frac{(\epsilon_r + 0.3) \left( \frac{a}{h} + 0.262 \right)}{(\epsilon_r - 0.258) \left( \frac{a}{h} + 0.813 \right)} \right\} \quad (2)$$

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{a} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3)$$

### PARÁMETROS DE LAS ANTENAS DE MICROCINTA

En una antena de microcinta el valor de  $Q_0$  decrece debido a la pérdida de radiación (4) y usualmente oscila entre valores de 10 y 100. Debido a que las antenas de microcinta emplean la pérdida por radiación en su favor, el valor de  $Q$  llega a ser uno de los parámetros más importantes. Cuando se conocen las constantes del sustrato ( $\epsilon_r$ ,  $\tan\delta$ ,  $\sigma$ ) y el patrón de radiación se puede determinar  $Q_Q$  y  $\eta$  usando las siguientes ecuaciones:

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_d} \quad (4)$$

$$\eta = \frac{P_{\text{rad}}}{P_n} = \frac{Q_0}{Q} \quad (5)$$

$$Q_0 = \frac{1}{i \tan \delta} \quad (6)$$

$$Q_0 = \frac{h}{\delta_s} \quad (7)$$

$$Q = \omega \frac{W_r}{P_{\text{rad}}} \quad (8)$$

$$\bar{P}_{rad} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[ \int (\bar{E} \times \bar{H}^*) \cdot \bar{n} ds \right] \quad (9)$$

$$P_{rad} = \frac{1}{2Z_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) R^2 \sin \alpha d\alpha d\phi \quad (10)$$

$$\delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (11)$$

$$W_T = \frac{1}{2} \varepsilon \int_V |E_s|^2 dv \quad (12)$$

donde :

$Q_r = Q$  de las pérdidas del radiación

$Q_c = Q$  de las pérdidas del conductor

$Q_d = Q$  de pérdidas del dieléctrico

$\delta_s =$  espesor del conductor

$P_{rad} =$  potencia radiada

$P_{in} =$  potencia de entrada

$Z_0 =$  impedancia intrínseca en el espacio libre

$R_e =$  parte real

$S =$  semiesfera

El ancho de banda de la antena es directamente proporcional al espesor del sustrato, y dado que éste es generalmente delgado, el ancho de banda es estrecho. El ancho de banda (BW) está dado generalmente por:

$$BW = \frac{s-1}{Q_0 \sqrt{s}} \quad (13)$$

(donde  $s$  es la ROE deseada), por lo que el ancho de banda de una antena de microcinta puede determinarse fácilmente usando los valores del  $Q$  sin carga ( $Q_0$ ) y ROE ( $s$ ).

La ganancia directiva de una antena de microcinta  $G_d$  puede determinarse del mismo modo que una antena ordinaria: integrando el patrón de radiación dado sobre alguna superficie que encierre la antena. Una expresión para evaluar la ganancia directiva es:

$$G_d(\theta, \phi) = \frac{|E(\theta_0, \phi_0)|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi} \quad (14)$$

donde:

$$|E(\theta, \phi)|^2 = |E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \quad (15)$$

El valor de  $G_d$  para una antena de microcinta es usualmente de 5 a 10 dBi. Los valores calculados de  $G_d$  concuerdan muy bien con datos experimentales (4). En una antena de microcinta que tiene la misma frecuencia de resonancia, no hay diferencias notables en el  $Q_0$ ,  $n$ , BW y  $G_d$  si el elemento radiante es circular o rectangular.

## METODOS DE ANALISIS

Existen varios métodos para el análisis de antenas de microcinta con algunas variantes como el grado de dificultad y exactitud. Los métodos pueden dividirse en tres categorías (1):

- Modelos empíricos,
- Modelos semiempíricos,
- Modelos de análisis de onda completa.

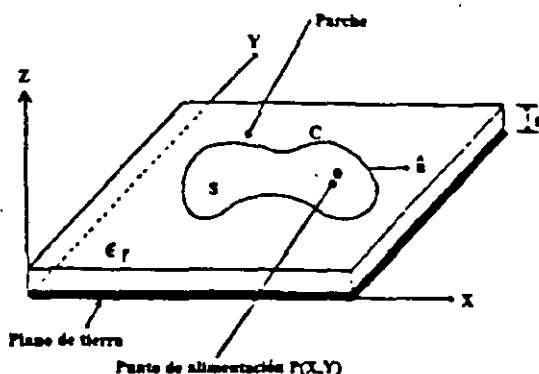
La importancia de los modelos empíricos es que proveen una idea cualitativa acerca del comportamiento de la antena y representan una primera solución al problema de diseño, aún en la banda de ondas milimétricas. De hecho, en muchas ocasiones, un buen diseño para operar en ondas milimétricas puede ser extraído de su contraparte en microondas a través de un escalamiento adecuado, partiendo de un modelo empírico.

Este trabajo se desarrolló aplicando un modelo empírico debido a que puede usarse equipo de cómputo convencional, a diferencia de los métodos de onda completa como el método



de momentos que implica inversión de matrices de orden elevado, que requiere una minicomputadora y mucho tiempo de máquina.

Existen varios modelos empíricos para analizar diferentes geometrías de antenas de microcinta (3), los dos modelos que han sobrevivido a la prueba del tiempo son el modelo de línea de transmisión (MLT) y el modelo de cavidad (MC). El segundo es más exacto debido a que su aplicación requiere menos simplificaciones y es el usado en este trabajo.



*Fig. 3 Antena de microcinta con parche de forma arbitraria y sistema de coordenadas para el análisis*

### MODELO DE CAVIDAD

El modelo de cavidad es de los más populares para realizar cálculos en el análisis de antenas de parche, por su simplicidad y porque los resultados pueden interpretarse con facilidad. El modelo trata la región entre los dos planos conductores paralelos, consistentes del parche radiador y el plano de tierra, como una cavidad limitada por un par de paredes eléctricas (el parche y su proyección sobre el plano de tierra) y una pared magnética a lo largo de la periferia del parche (la superficie entre el borde del parche y el plano de tierra) y se supone que los campos de la antena son los de la cavidad. Una vez que se conoce la distribución de campos puede aplicarse el principio de Huygens a la pared magnética de la cavidad y por lo tanto puede evaluarse el campo de radiación. Este método es adecuado para el análisis de antenas con geometrías para las cuales la ecuación de onda correspondiente puede ser resuelta por el método de separación de variables, y en general para el análisis de antenas de parche con formas arbitrarias.

La geometría del modelo analítico y el sistema de coordenadas empleado se muestran en la Fig. 3, el parche de forma arbitraria se ubica en la superficie de un sustrato (aterrizado) con un espesor  $t$  y una constante dieléctrica  $\epsilon_p$ , donde  $C$ , denota la frontera del elemento radiador,  $S$  es el área limitada por  $C$  y  $n$  es un vector unitario normal a la frontera. En muchas aplicaciones prácticas, el sustrato es eléctricamente delgado, por lo que los modos TM en la región de la cavidad son los de orden superior.

El modelo de cavidad se basa en las siguientes suposiciones:

- El campo eléctrico  $E$  tiene solo componente  $z$  y el campo magnético  $H$  tiene solo una componente transversal en la cavidad;
- Los campos en la cavidad no varían con  $Z$ ;
- La componente tangencial de  $H$  en el borde es despreciable
- La existencia de un campo de borde se considera mediante una pequeña prolongación de los bordes

Suponiendo una variación en el tiempo  $e^{j\omega t}$ , los campos electromagnéticos asociados con la fuente de corriente orientada en el eje  $Z$  y ubicada en el punto de alimentación  $(x_q, y_q)$  tiene que satisfacer las siguientes relaciones derivadas de las ecuaciones de Maxwell:

$$(\nabla_T^2 + k^2)\bar{E}_z = -j\omega\mu_0\bar{J}_z(x_q, y_q) \quad (16)$$

$$\bar{H} = \frac{j}{\omega\mu_0} \nabla_T \times (\bar{z} E_z) \quad (17)$$

donde  $\nabla_T$  es la componente transversal con respecto al eje  $z$  del operador nabla,  $\bar{z}$  es el vector unitario en la dirección  $z$  y  $k = k_0\sqrt{\epsilon_r}$ . En estas relaciones, la condición de la pared eléctrica se satisface automáticamente porque  $E = E_z\bar{z}$ . Mientras, en la pared lateral de la cavidad, la condición de pared magnética se satisface por la siguiente condición de frontera de Neumann:

$$\frac{\partial E_z}{\partial n} = 0 \quad (18)$$

La ecuación de onda no homogénea (16) puede resolverse encontrando eigenfunciones  $\Psi^{(l)}$ , que satisfagan la siguiente ecuación de onda homogénea:

$$(\nabla_T^2 + k_{(l)}^2)\Psi^{(l)} = 0 \quad (19)$$

sujeta a las mismas condiciones de frontera que (18), donde  $Y^{(l)}$  es el eigenvalor correspondiente. Esto es, si se suponen N eigenfunciones, la solución de (16) es:

$$E_z(x,y) = \sum_{l=1}^b A^{(l)}\Psi^{(l)}(x,y) \quad (20)$$

donde, para una antena con M terminales de entrada tenemos:

$$A^{(l)} = \sum_{q=1}^M \Omega_q^{(l)} \quad (21) \text{ con:}$$

$$\Omega_q^{(l)} = -j\sqrt{2}\omega\mu_0 \frac{\Psi^{(l)*}(x_q, y_q)}{k^2 - k_{(l)}^2} I_q \quad (22)$$

donde  $I_q$  es el valor efectivo de corriente que fluye en la q-ésima terminal y el asterisco representa conjugación compleja.

La antena de microcinta de parche rectangular es probablemente la de uso más común. Cuando se aplica el modelo de cavidad a un parche rectangular caracterizado por su ancho W y su longitud L, las eigenfunciones ortonormalizadas se obtienen resolviendo (19) como sigue

$$\delta_l = \begin{cases} 1 \Rightarrow l = 0 \\ \sqrt{2} \Rightarrow l \neq 0 \end{cases} \quad (23)$$

para el modelo analítico mostrado en la Fig. 4. Aquí m y n son los índices de modo en las direcciones x,y respectivamente y  $W_e$  y  $L_e$  son las dimensiones efectivas, si se consideran

los campos de borde en el extremo del parche,  $W_e$  y  $L_e$  pueden aproximarse para el caso más común ( $m=0, n=1$ ) como :

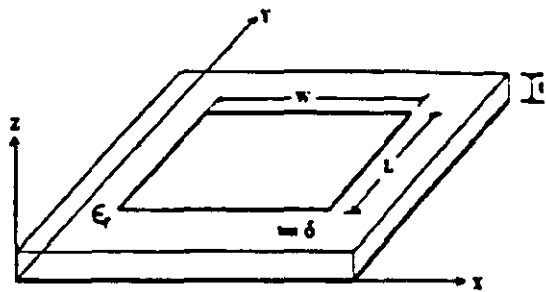
$$L_e = [1 + \Delta L] \frac{\sqrt{\epsilon_r(L)\epsilon_r(W)}}{\epsilon_r} \quad (24)$$

$$W_e = W \quad (25)$$

donde:

$$\Delta(x) = \frac{t}{x} \left[ 0.882 + \frac{0.164(\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r^2} \right] + \left[ \frac{t \epsilon_r + 1}{x \pi \epsilon_r} \right] \left[ 0.785 + \ln \left( \frac{x}{t} + 1.88 \right) \right] \quad (26)$$

$$\epsilon_r(x) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{t}{x} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (27)$$



**Fig. 4 Antena de parche rectangular y sistema de coordenadas para su análisis**

también los eigenvalores son obtenidos por

$$k_{mn} = \left[ \left( \frac{m\pi}{W_s} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{L_s} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (28)$$

así que las frecuencias de resonancia son:

$$f_{mn} = \frac{k_{mn}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\epsilon_0\mu_0}} \quad (29)$$

El campo eléctrico en la cavidad se escribe de (20) como

$$E_z(x, y) = \sum_m \sum_n A_{mn} \Psi_{mn}(x, y) = \sum_m \sum_n \frac{V_{mn}}{t} \cos\left(\frac{m\pi x_s}{W_s}\right) \cos\left(\frac{n\pi y_s}{L_s}\right) \quad (30)$$

donde:

$$V_{mn} = \frac{\sqrt{2}(\delta_m \delta_n)^2}{j\omega C + 1/j\omega L + g_{mn}} \cdot \sum_q I_q \cos\left(\frac{m\pi x_q}{W_s}\right) \cos\left(\frac{n\pi y_q}{L_s}\right) \quad (31)$$

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{S_s}{t} \quad (32)$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_1^2 C} \quad (33)$$

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = \frac{k_1}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (34)$$

$C$ ,  $L_{mn}$  y  $g_{mn}$  son los parámetros del circuito equivalente para el modo  $TM_{mn0, (x_q, y_q)}$  es el  $q$ -ésimo punto de alimentación e  $I_q$  es la corriente de entrada correspondiente. Si el parche tiene un punto de alimentación único  $(x_0, y_0)$  la impedancia de entrada esta dada por (18) como:

$$Z_{in} = \sum_m \sum_n (\delta_m \delta_n)^2 \frac{\cos^2\left(\frac{m\pi x_0}{W_s}\right) \cos^2\left(\frac{n\pi y_0}{L_s}\right)}{j\omega C + 1/j\omega L_{mn} + g_{mn}} \quad (35)$$

Para el modo de orden más bajo ( $m=0, n=1$ ), las expresiones en el plano E son:

$$E_\theta(\theta, 90^\circ) = -j \frac{e^{-\mu_0 R}}{R} \frac{2W_s}{\lambda_0} V_{01} e^{j(k_0 L_s / 2) \sin \theta} \cdot \cos\left(\frac{k_0 t}{2}\right) \cos\left(\frac{k_0 L_s}{2} \sin \theta\right) \quad (36)$$

y en el plano H:

$$E_\phi(\theta, 0^\circ) = -j \frac{e^{-\mu_0 R}}{2} \frac{2W_s}{\lambda_0} V_{01} e^{j(k_0 \pi e / 2) \sin \theta} \cdot \cos\left(\frac{k_0 t}{2} \cos \theta\right) \cos \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W_s}{2} \sin \theta\right)}{\left(\frac{k_0 W_s}{2} \sin \theta\right)} \quad (37)$$

## PROGRAMA DE COMPUTO

El propósito del programa de cómputo es apoyar y facilitar el diseño de antenas de microcinta, de tal forma que el diseñador disponga de un software versátil que le permita llevar a cabo diversas modificaciones a sus diseños para su análisis u optimización.

El programa llamado PAAM (Programa de Análisis de Antenas de Microcinta) proporciona diseños preliminares y realiza el análisis de algún diseño dado y permite trabajar dos opciones diferentes: a) diseñar una antena conociendo las características del sustrato y la frecuencia de resonancia deseada y b) obtener la frecuencia de resonancia conociendo las dimensiones del elemento radiador y las características del sustrato. En ambos casos calcula la impedancia de entrada, la ganancia, el factor de calidad, la eficiencia de radiación y grafica el patrón de radiación.

El principal objetivo al diseñar una antena de microcinta es determinar las dimensiones del parche y características del sustrato que satisfagan las especificaciones de desempeño sobre una banda de frecuencia requerida. Para el diseño deben conocerse el espesor del sustrato, así como su constante dieléctrica, con lo que se determinan las dimensiones del elemento radiador y se pueden calcular los parámetros de la antena. En el

análisis se parte de las dimensiones de la antena y las características del sustrato como su espesor, constante dieléctrica y tangente de pérdidas para determinar la frecuencia de resonancia y los demás parámetros.

El procedimiento de diseño está basado en el modelo de cavidad usando la técnica básica CAD para modelado, análisis y optimización de diseños.

Como ejemplo se sigue el método de síntesis del programa PAAM para una antena de 1.6 GHz, con la frecuencia de operación y características del sustrato se obtienen los siguientes datos del diseño preliminar:  $L= 60.32$  mm y  $W= 120.88$  mm, con las dimensiones físicas del parche, se realizó un análisis de la antena y se hicieron las modificaciones necesarias hasta obtener la frecuencia de operación deseada. En las modificaciones siempre se mantuvo la relación  $W/L= 1.5$ , ya que se puede predecir con mayor exactitud la frecuencia de operación. El resultado del diseño óptimo es:  $L= 59.93$  mm y  $W=89.80$  mm.

El diseño implica un ciclo iterativo de optimización en el que se hacen modificaciones a las dimensiones del elemento radiador, se analiza su desempeño y se compara con el requerido. Este proceso se repite hasta conseguir las especificaciones iniciales.

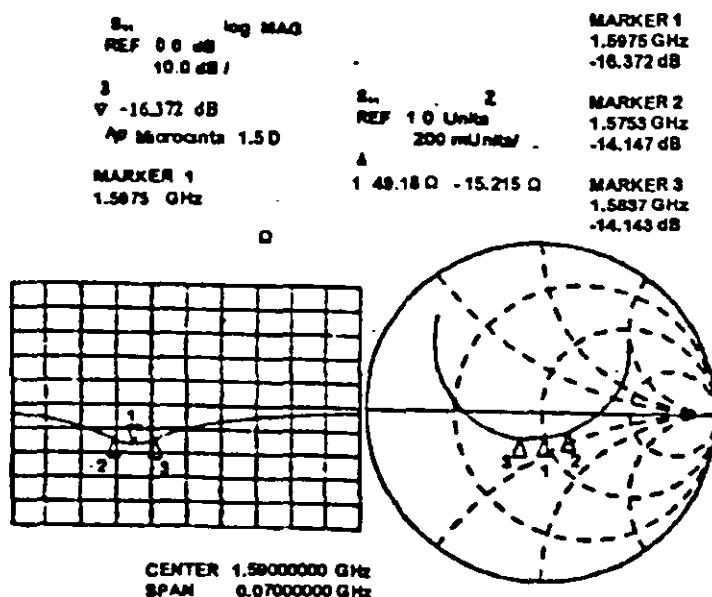


Fig. 4.- Magnitud del coeficiente de reflexión e impedancia de entrada para la antena de 1.6 GHz con sustrato de 1.5748 mm.

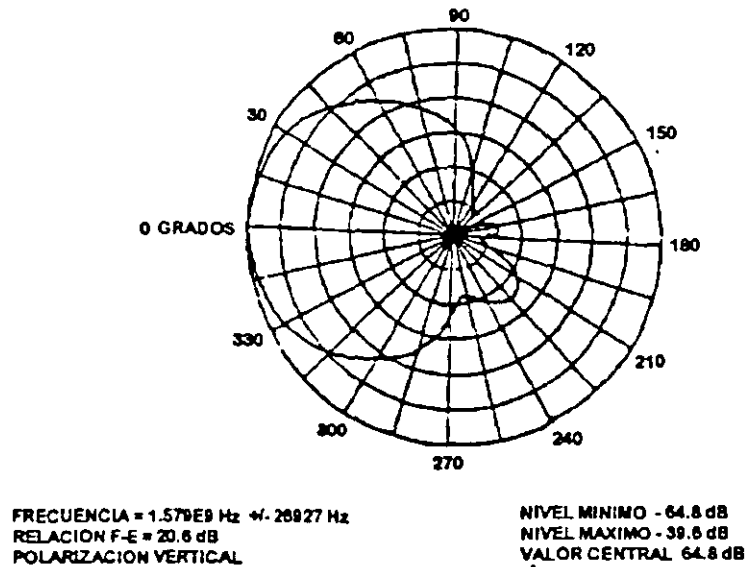


Fig. 5.- Patrón de radiación para la antena a 1.6 GHz con sustrato de 1.5748 mm.

### CONDUCTANCIA DE RADIACION

Al igual que las antenas convencionales, la potencia total radiada por la antena de parche se obtiene a partir del producto de la corriente por la resistencia de radiación, sin embargo como los campos de las antenas de microcintas se definen a partir de ranuras, la potencia total radiada se obtiene a partir de la conductancia de radiación, siguiendo el mismo procedimiento que para las antenas convencionales, la conductancia de radiación está dada por:

$$G = \frac{2W_r}{|V_o|^2} = \frac{L}{120\pi^2} I \quad 38$$

donde:

$$I = \int_0^\pi \left[ \frac{\text{Sen}\left(\frac{kw}{2} \text{Cos } \theta\right)}{\text{Cos } \theta} \right]^2 \text{Sen}^3 \theta \, d\theta \quad 39$$



Para resolver la ecuación 39 se requiere usar métodos numéricos, en la figura II.4.54 se muestra una gráfica de la conductancia en función de  $w/\lambda$ .

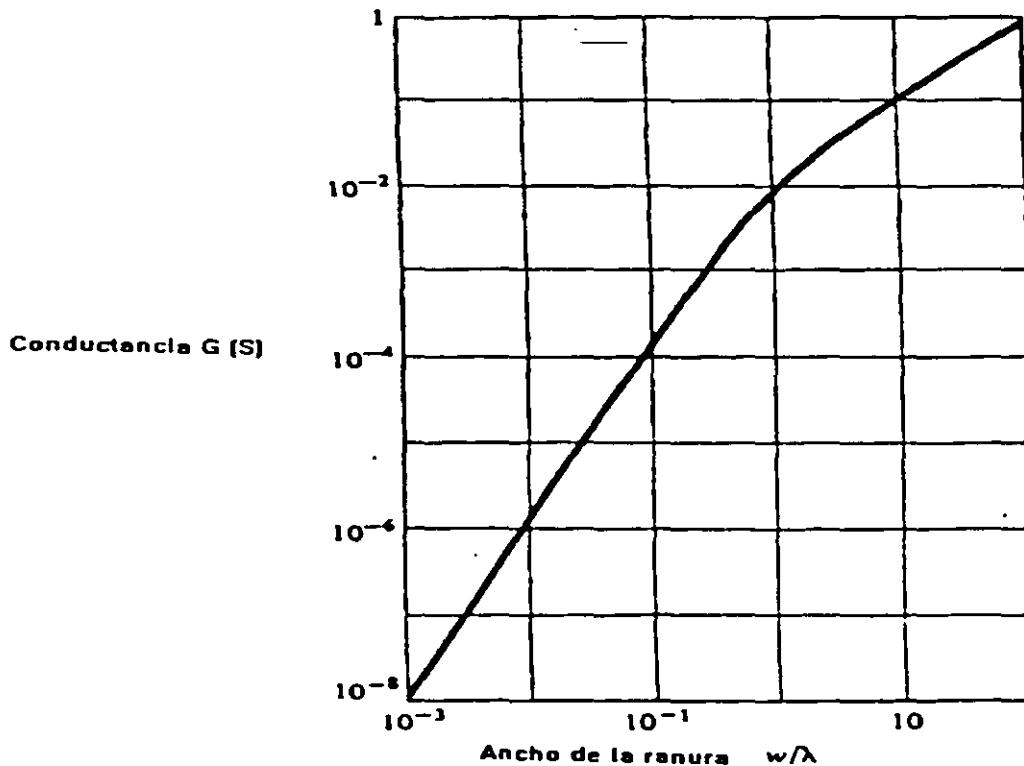


Fig. 6.- Conductancia de Radiación de una antena de Microcinta

### DIRECTIVIDAD

Siguiendo procedimientos similares a los de las antenas convencionales, se obtiene la Directividad de este tipo de antenas como:

$$D = \left[ \frac{2\pi w}{\lambda} \right]^2 \frac{L}{I} \quad 40$$

Cuando el ancho de la cinta es pequeña en comparación con  $\lambda$ , la directividad se reduce a 3 (4.77 dB), mientras que si  $w$  es mucho mayor que  $\lambda$  se reduce a  $D = 4(w/\lambda)$ . El

valor de 4.77 dB es equivalente a la directividad de una ranura pequeña sobre un plano conductor (Radiación de semiesfera).

### **ANCHO DE BANDA**

Una de las principales limitaciones de las antenas de microcintas es el ancho de banda que está controlado por las características de la línea de transmisión de placas paralelas y que varía alrededor de 1%. Para incrementar el ancho de banda se usan cuatro métodos:

1. Incrementar el ancho del dieléctrico para aumentar la impedancia característica, aunque en algunas aplicaciones la exigencia del perfil delgado puede hacer indeseable esta posibilidad, ya que tal condición es la determinante para este tipo de antenas.

2. Usando dieléctricos con constante dieléctrica alta para poder reducir las dimensiones de la línea de transmisión de placas paralelas.

3. Incrementar la inductancia de la microcinta haciendo huecos o ranuras en ella.

4. Aumentar componentes reactivas para reducir la ROE.

Por otro lado, para aumentar la ganancia de las antenas de microcinta, es común encontrarlas formando arreglos, aprovechando sus dimensiones pequeñas. El proceso de análisis y diseño es similar al usado en antenas convencionales.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**TÉCNICAS DIGITALES**

**CONFERENCISTA  
DR. JAVIER GONZÁLEZ VILLARRUEL  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

# EL LENGUAJE DE LAS TELECOMUNICACIONES MÓVILES.

## SEGUNDA PARTE: LAS TÉCNICAS DIGITALES.

*En los últimos años las aplicaciones de las telecomunicaciones inalámbricas digitales han eclipsado todo tipo de transmisión inalámbrica tradicional. La obtención de una transmisión libre de errores, la posibilidad de contrarrestar de una forma muy eficiente los imprevistos de los enlaces de radio, la capacidad de obtener una completa confidencialidad en las transmisiones de radio telefonía, la realización de una verdadera red inalámbrica de servicios integrados son solo algunas de las ventajas que las técnicas digitales ofrecen con respecto a las análogas*

*En esta segunda y última parte del lenguaje de las telecomunicaciones se presentan las técnicas y los conceptos básicos de los sistemas digitales aplicados a las telecomunicaciones móviles.*

### INTRODUCCIÓN.

Las telecomunicaciones inalámbricas han existido por más de un siglo, y han existido en combinación con las técnicas digitales por más de 50 años. Sin embargo en el ámbito comercial solo han estado presentes durante los 25 últimos años. Su impulso y la demanda exponencial de las aplicaciones comerciales recientes han llevado a eclipsar todo tipo de comunicación análoga inalámbrica tradicional.

El término "Telecomunicaciones Digitales Inalámbricas" ha evolucionado desde los años 50's de un término técnico especializado hacia un término de utilización a gran escala. La significación del término digital, sin pretender establecer una definición absoluta, se refiere a la transmisión de números; decimales, octales o binarios, como en nuestro caso, y del término inalámbrico se refiere a enlaces de telecomunicaciones sin conexión física (cable o hilo de cobre u óptico).

Recientemente, como ya hemos mencionado [1], la combinación de las técnicas digitales y la informática han obligado a las compañías de telecomunicaciones, en particular aquellas que ofrecen servicios inalámbricos, a modificar sus estrategias de administración y desarrollo. Las compañías que ofrecen servicios de comunicación, por cable o por radio, se encuentran en una etapa que se ha definido "la introducción a la competencia" donde la competencia estará establecida en gran medida en la forma de efectuar la tarificación al abonado; por ejemplo actualmente en Norte América la renta de una línea con una compañía telefónica con capacidad de 24 canales de voz (T1) tiene un costo aproximado de 1500 dólares por mes, lo que representaba hasta ahora una ventaja comparada al costo de un equipo de radio microondas. En el próximo futuro un sistema de radio digital microondas de la nueva generación con una capacidad similar tendrá un costo, según estimaciones, de aproximadamente 15000 dólares, lo que producirá seguramente más competencia.

### SISTEMAS DIGITALES.

En un sistema de telecomunicaciones digitales existen tres etapas básicas. La primera corresponde a la *conversión análoga a digital (A/D)*; reducción de la forma de onda análoga

# Técnicas Digitales

técnicas de corrección de errores digitales es un proceso particular para la solución de algunos problemas de los sistemas móviles.

- *La Multiplexación.* La otra gran ventaja de las transmisiones digitales es la facilidad que ofrecen a diferentes tipos de multiplexación (o técnicas de combinación de circuitos múltiples en una sola transmisión en un solo canal ya sea un par de hilos de cobre una fibra óptica o un canal de radio microondas. La ventaja de la multiplexación es la justificación económica central de las técnicas digitales en las telecomunicaciones. La fuerza que dio impulso al desarrollo de la técnica de multiplexación en la telefonía (portadora T) tuvo como objetivo económico el ahorro del costo de los hilos de cobre en la telefonía combinando 24 circuitos de voz en un sólo par de hilos de cobre.

La técnica utilizada es conocida como la multiplexación por división de tiempo (TDM time division multiplexing) [3]. TDM funciona de la siguiente forma: imaginemos 24 señales de voz codificadas en PCM, cada una un circuito de voz, lo que produce 24 flujos de bitios cada uno a la velocidad de 64,000 bitios por segundo. Imaginemos además que deseamos transmitir todos estos flujos de bitios a través de un par de hilos de cobre único. Una forma de hacer esto sería construyendo un nuevo flujo de bitios multiplexados, tomando primero ocho bitios -la primera palabra PCM completa- de un canal seguido por los siguientes ocho bitios del segundo canal, seguido por los primeros 8 bitios del tercer canal y así sucesivamente, hasta la nueva cadena de 192 bitios que representan la primera palabra de cada uno de los 24 canales.

## CONCLUSIÓN

En este segundo y último artículo hemos presentado los conceptos y las técnicas digitales aplicadas a las telecomunicaciones móviles.

La introducción de estas técnicas junto con la informática en el mundo de las telecomunicaciones ha llevado a las compañías a revisar sus estrategias de desarrollo y de administración afín de mantenerse competitivas, lo que ha dado como resultado la aparición de una multitud de aplicaciones comerciales las cuales serán el objeto de los próximos artículos.

## Referencias

Gonzalez J., "El lenguaje de las telecomunicaciones móviles: Primera Parte", Soluciones Avanzadas, No. 34 junio 1996, pp. 5-10.

Gonzalez J., "Telecomunicaciones Móviles y la Era de la Información", Soluciones Avanzadas, No. 33 junio 1996, pp. 5-7.

[3] Bell Laboratories, "Transmission Systems for Communications", Fifth Edition, 1982.

señal compleja se incrementa y por consiguiente la capacidad de cualquier sistema de transmisión disminuye. Este proceso está representado en la figura 1.

2).- *Modulación*. Una vez que la información se encuentra en forma digital, esta misma deberá ser codificada por segunda vez para la transmisión. La forma de la energía electromagnética (radio, microondas, luz, electricidad) utilizada en el circuito es modulada por los 1s o 0s lógicos y traducida en variaciones discretas con las características de la señal transmitida. En algunos sistemas de fibra óptica o de hilos de cobre, los bitios son convertidos directamente en pulsos de energía que llevan la información en una secuencia de encendido-apagado similar al código de MORSE - pulsos eléctricos en el caso de los circuitos telefónicos o pulsos de luz en los sistemas de fibra óptica. Esta es la forma de modulación más simple definida como la modulación de encendido- apagado {On-Off keying} o modulación por desplazamiento de amplitud {Amplitude Shift Keying ASK}. Sin embargo, la modulación On-Off también llamada transmisión unipolar es muy susceptible a los errores producidos durante la transmisión, por esta razón, los diseñadores de los sistemas digitales telefónicos han desarrollado una serie de esquemas de codificación o de línea más robustos contra los errores de transmisión, por ejemplo HDB3, 4B3T o B6ZS. En el caso de los sistemas de radio, es preferible mantener una onda de transmisión continua y variar alguna de sus características. Primero se establece una transmisión a una frecuencia dada definida como la frecuencia de la portadora. La portadora no contiene información, ella sólo es un vehículo para las variaciones de amplitud, de frecuencia o de fase las cuales representan la información. Cada portadora es entonces un canal de radio, un canal de TV o un canal de microondas.

En las modulaciones análogas utilizadas comúnmente por las radio difusoras, AM y FM, la forma de onda de la información está representada directamente por las variaciones continuas de la amplitud o de la frecuencia. En los sistemas digitales de AM o FM los cambios son discretos en correspondencia a los niveles lógicos discretos. Por ejemplo en un sistema FM digital binario, la frecuencia de la onda portadora de radio es desplazada entre dos frecuencias predefinidas que representan los 1s o los 0s binarios, esto es también llamado modulación por desplazamiento de la frecuencia {Frequency Shift Keying FSK}. Por otra parte, en un sistema de modulación de la fase, llamado manipulación del desplazamiento de la fase {Phase Shift-Keying Modulation} la transmisión es alternada entre varios estados de fase diferentes. La figura 2 representa estos dos tipos de modulaciones.

Debido a la necesidad de un ancho de banda superior para el mismo número de canales los sistemas de la radio digital han sido vistos tradicionalmente en desventaja con respecto a la radio analógica, principalmente debido a la necesidad de un ancho de banda superior para el mismo número de canales. Sin embargo esta situación puede ser remediada por medio de las nuevas técnicas de modulación desarrolladas. Estas técnicas permiten a cada símbolo de transmisión llevar 2 o más bitios de información. Por ejemplo un sistema de modulación de fase a cuatro niveles llamado manipulación por desplazamiento de fase cuaternaria {Quaternary Phase Shift Keying QPSK} transmite dos bitios de información en cada simbolo. Por otra parte, las técnicas de modulación a multi-niveles han avanzado enormemente, hoy sistemas PSK a 16 niveles que transmiten cuatro bitios por simbolo son comunes en las aplicaciones de las microondas digitales sin embargo estos sistemas requieren la detección de una diferencia de fase de 22.5 grados.

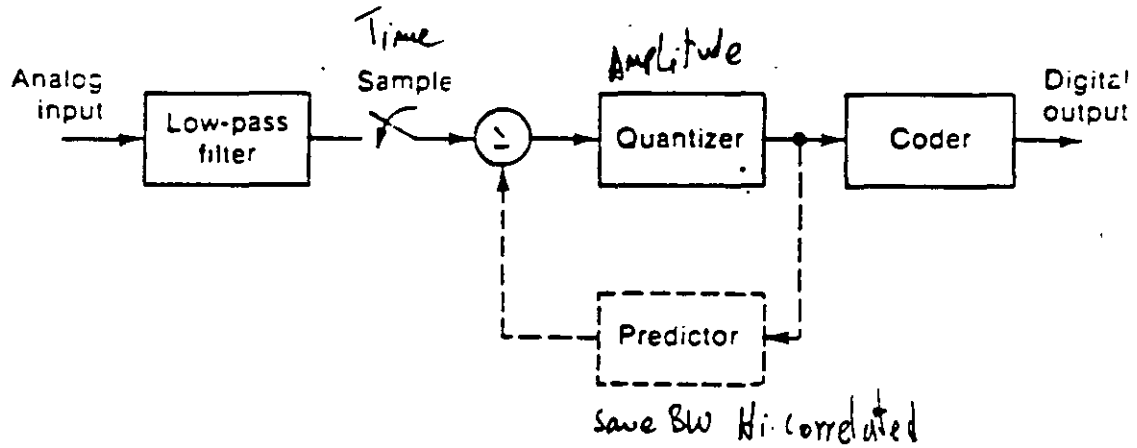
## DIGITAL VERSUS ANALOG TRANSMISSION

### ADVANTAGES OF DIGITAL TRANSMISSION:

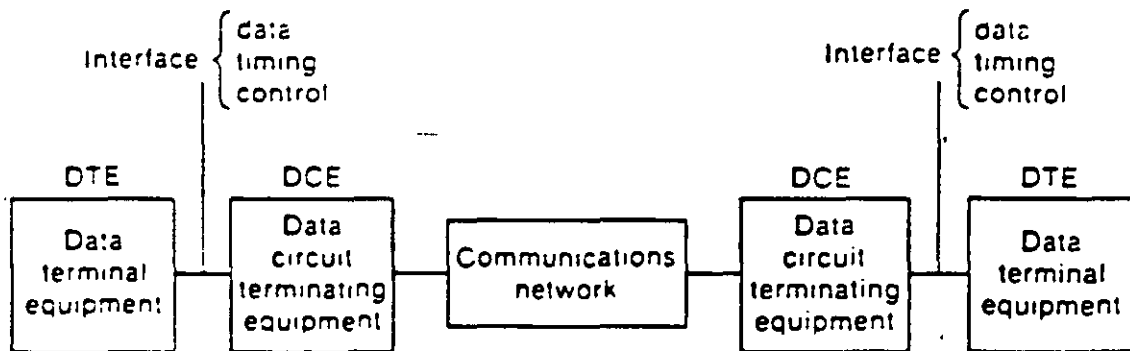
1. PERFORMANCE IS SUPERIOR.
2. DIGITAL DATA MORE EFFICIENTLY ACCOMMODATED.
3. RELIABILITY AND MAINTAINABILITY.
4. COST COMPETITIVE WITH (FDM/FM).
5. POTENTIAL SAVINGS IN UTILIZATION OF RF BANDWIDTH.
6. LESS SUSCEPTIBLE TO INTERFERENCE.
7. FACILITATES ENCRYPTION.



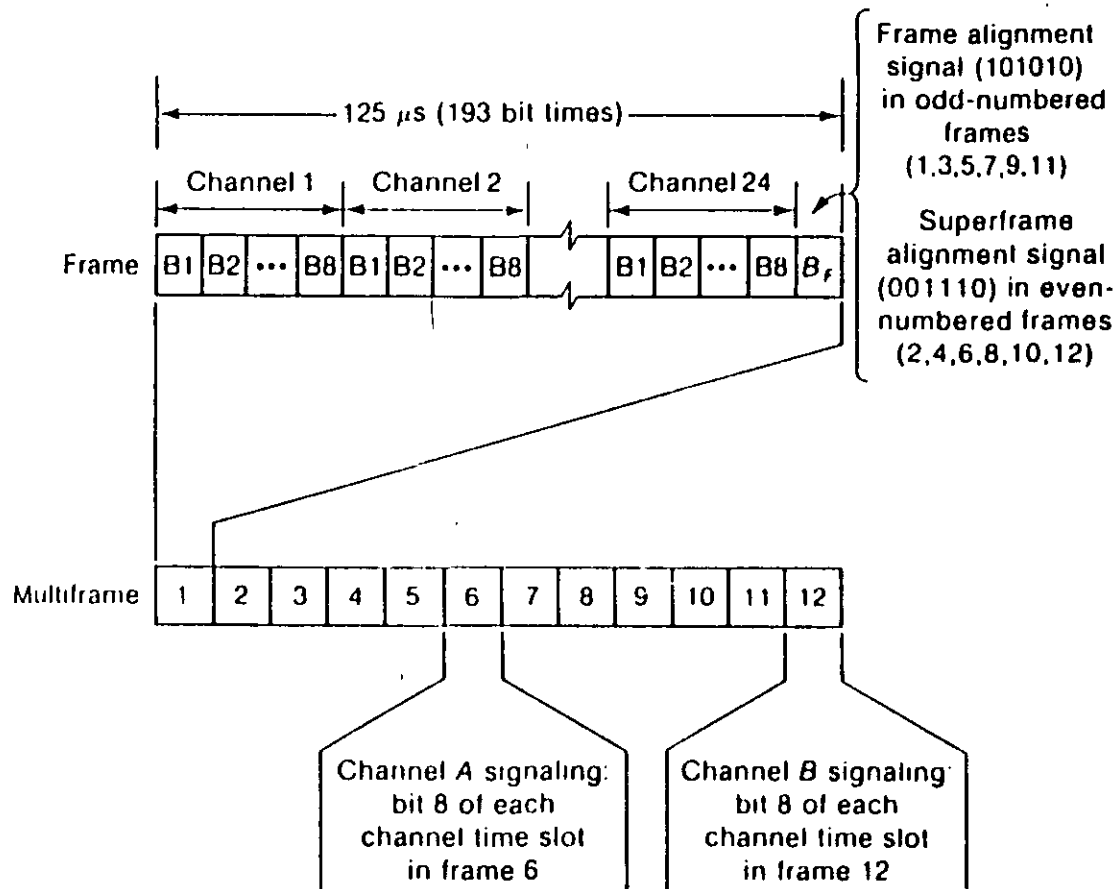
## TRANSMISSION SERVICES



Block Diagram of Analog-to-Digital Converter

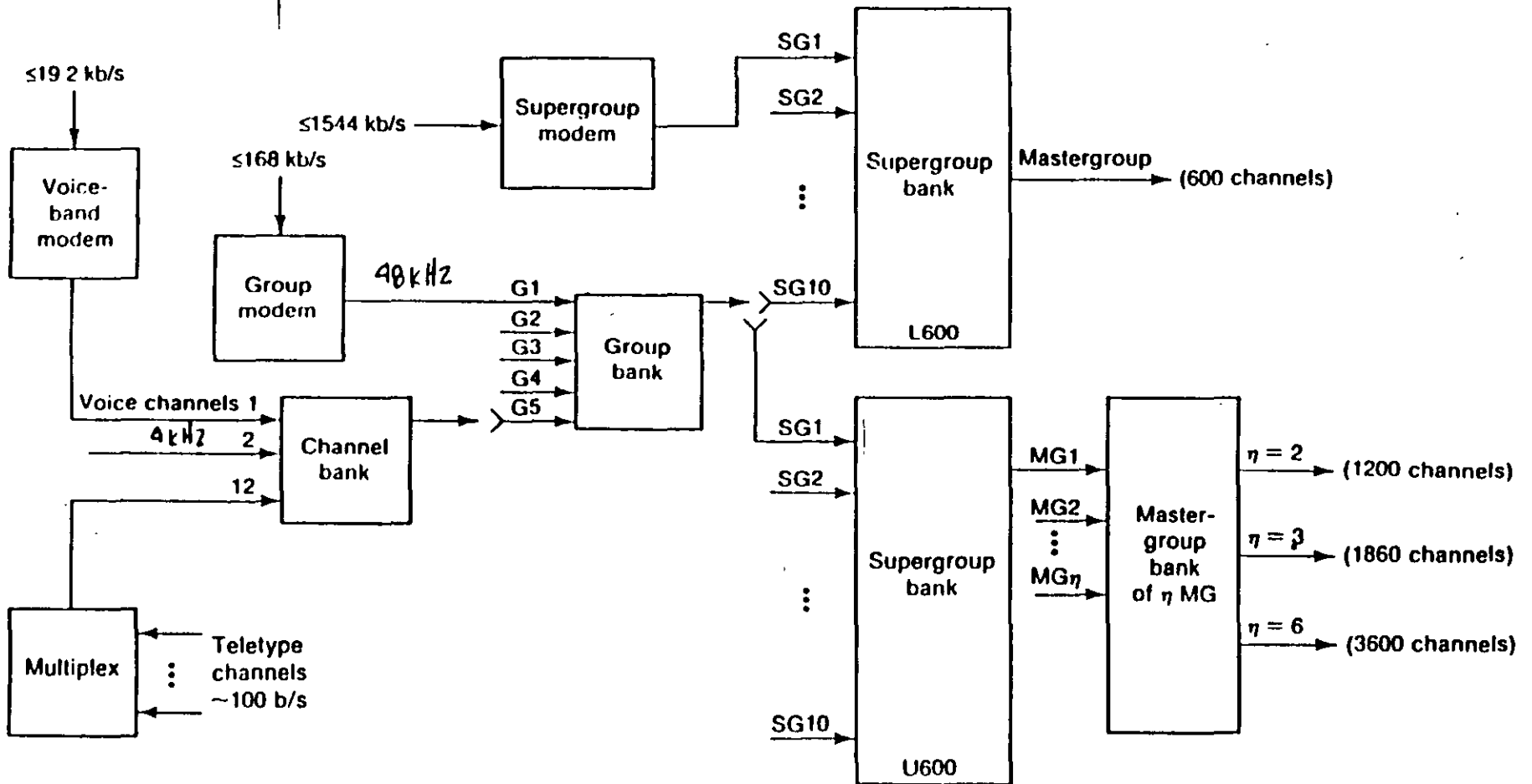


Data Transmission Network Interfaces



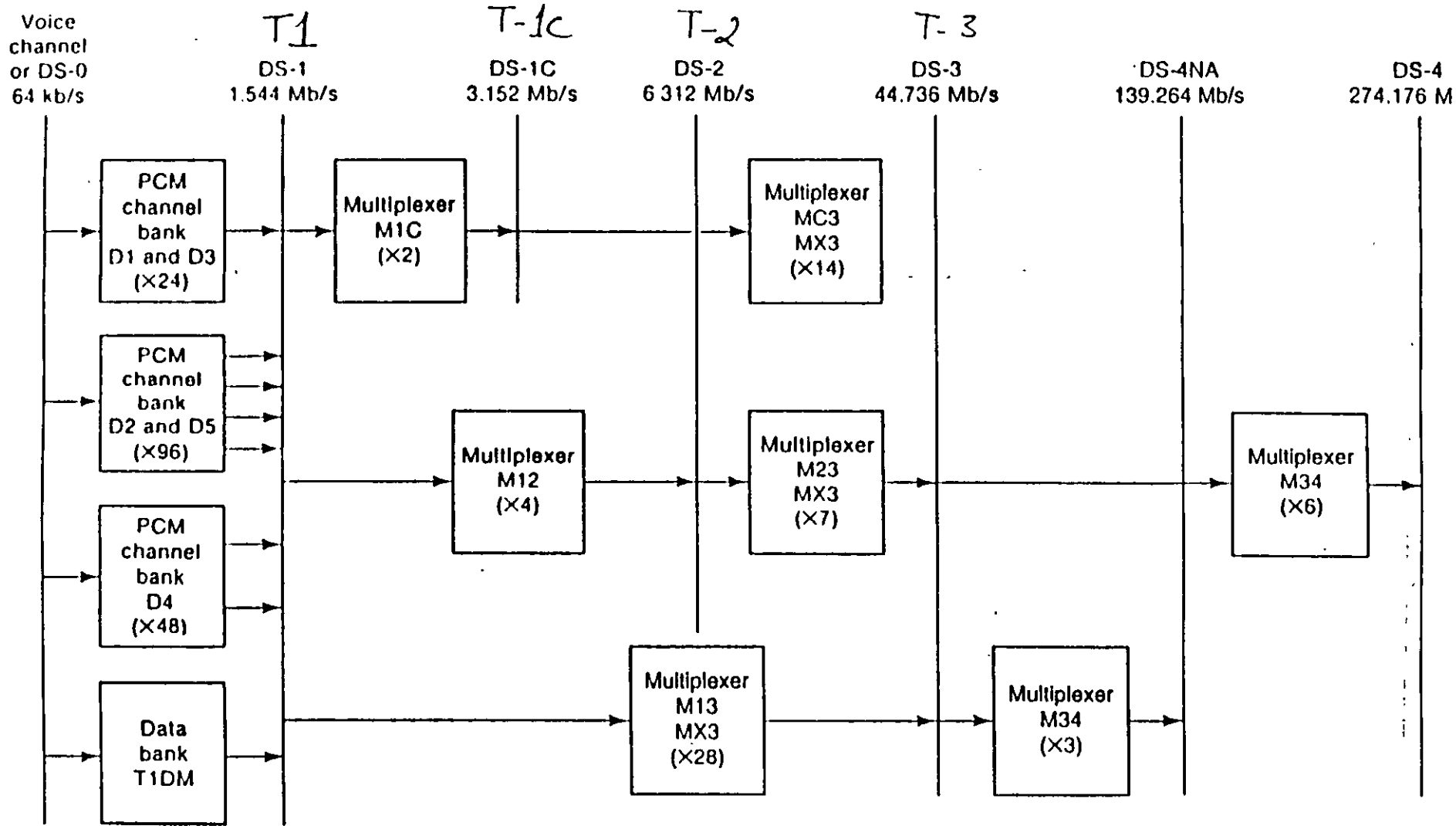
Frame and Superframe Format for 24-Channel PCM Multiplex

ANALOG



North American FDM Hierarchy

15115.1) History of utilization of the same equipment (analog) repeatedly (repeatedly)



North American Digital Hierarchy

---

## Major Modulation Goal: Spectral Efficiency

---

### Theoretical Bandwidth Efficiency Limits:

- BPSK 1 bit/second/Hz
- QPSK 2 bits/second/Hz
- 8PSK 3 bits/second/Hz
- 16QAM 4 bits/second/Hz
- 32 QAM 5 bits/second/Hz
- 64 QAM 6 bits/second/Hz
- 256 QAM 8 bits/second/Hz

**Note:** These figures CAN NOT be achieved in practical radios

---

## Spectral Efficiency Examples in Practical Radios

---

IS-54 Digital Cellular:  $\frac{48 \text{ kb/second}}{30 \text{ kHz BW}} = 1.6 \text{ bits/sec/Hz}$

GSM Digital Cellular:  $\frac{270 \text{ kb/second}}{200 \text{ kHz BW}} = 1.36 \text{ bits/sec/Hz}$

Microwave Dig Radio:  $\frac{140 \text{ Mb/second}}{52.5 \text{ MHz BW}} = 2.7 \text{ bits/sec/Hz}$

## Error Parameters

- *Bit error rate (or ratio) (BER)*: ratio of errored bits to the total transmitted bits in some measurement interval
- *Error-free seconds (EFS) or error seconds (ES)*: percentage or probability of one-second measurement intervals that are error free (EFS) or in error (ES)
- *Percentage of time ( $T_1$ ) that the BER does not exceed a given threshold value*: percentage of specified measurement intervals (say, 1 min) that do not exceed a given BER threshold (say,  $10^{-6}$ )
- *Error-free blocks (EFB)*: percentage or probability of data blocks that are error free



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**FILTROS PASA BANDA CON RESONADORES**

**CONFERENCISTA  
DR. ALEJANDRO DUEÑAS JIMÉNEZ  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

## CONTENIDO

	<u>Página</u>
1 INTRODUCCION	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Preliminares	2
1.3 Descripción de los filtros pasa banda de líneas acopladas	2
1.4 Estructura	3
2 METODO DE DISEÑO	5
2.1 Descripción de la metodología	5
3 DESCRIPCION DEL PROGRAMA DE SINTESIS	11
3.1 Tareas del programa principal y sus subrutinas	11
4 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN FILTRO EN LA BANDA L	12
4.1 Diseño de un filtro pasa banda con el método propuesto	12
4.2 Fabricación de circuitos de microcinta	12
5 CARACTERIZACION Y PRUEBA	15
5.1 Medición de atenuación y ancho de banda	15
6 ANALISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES	17
6.1 Análisis de resultados	17
6.2 Conclusiones	18
6.3 Recomendaciones	18
LITERATURA CITADA	20
APENDICE 1 Listado del programa de síntesis FIPARE	22
APENDICE 2 Modo de empleo de FIPARE	30



## LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
1	Estructura de una microcinta.	2
2	Geometría de un filtro pasa banda con resonadores.	3
3	(a) Respuesta de un filtro pasa bajas prototipo; (b) respuesta de su correspondiente pasa banda.	3
4	(a) Red prototipo pasa bajas; (b) su dual correspondiente.	10
5	Fotografía del filtro pasa banda construido.	14
6	Mascarilla para la impresión del circuito.	14
7	Fotografía de la respuesta del filtro vista en un analizador de redes.	16
8	Fotografía de la respuesta del filtro vista en un analizador de espectros.	16

## RESUMEN

Este trabajo reporta los primeros resultados obtenidos del proyecto: "Diseño, Construcción, Caracterización y Prueba de Filtros de Alta Frecuencia Utilizando Circuitos de Microcinta".

Dicho proyecto tiene como fin el desarrollar una estrategia para el diseño y construcción de filtros pasivos de microondas - realizados con elementos distribuidos y concentrados usando tecnología de circuitos híbridos.

En una primera etapa, se trabajará con filtros pasa banda - empleando una metodología que se basa en la obtención de las impedancias características en modo par e impar ( $Z_{cpj,j+1}$  y  $Z_{cij,j+1}$ ) para líneas paralelas acopladas.

Se ha desarrollado inicialmente un programa de computadora que obtiene las impedancias  $Z_{cpj,j+1}$  y  $Z_{cij,j+1}$  para cada par -- acoplado [Matthaei, 1964], y los valores de las dimensiones físicas  $W$ ,  $S$  y  $L$  en base a dichas impedancias [Dueñas Jiménez, 1984; 1986].

La técnica de diseño se ha comprobado con la construcción y caracterización de un filtro pasa banda cuyas características de diseño deseadas son: 0.5 dB de rizo, 30 dB de atenuación a 1.9 GHz y banda de paso de 1.7 a 1.8 GHz.

# FIPARE

## FILTROS PASA BANDA CON RESONADORES

### 1 INTRODUCCION

#### 1.1 Antecedentes

En los campos de instrumentación electrónica y telecomunicaciones, la electrónica de altas frecuencias ha tenido un desarrollo importante en los últimos años.

Actualmente las comunicaciones se realizan en buena parte a través de satélites y estaciones terrenas que utilizan sistemas electrónicos de microondas.

En el caso de México, la actividad actual de las telecomunicaciones está teniendo un desarrollo sostenido. Proyectos como el del enlace nacional vía satélite son ya una realidad con la puesta en órbita de los satélites "Morelos I y II" [Morgan, ---- 1983].

Con esta perspectiva, se contempla la necesidad de crear -- una infraestructura capaz de solventar las necesidades primarias que se tendrán para la transmisión, recepción y procesamiento -- de las señales que por medio de los satélites serán distribuidas por todo el país y fuera de él.

Sistemas tales como estaciones terrenas, repetidoras, radio teléfonos/radio bases, etc., tendrán que colocarse a través de -- toda la república para la recepción y envío de señales de telefo<sub>u</sub>nía, telegrafía, televisión, meteorología, telemetría, datos, -- etc.

Por otra parte, la instrumentación biomédica utiliza ahora más a menudo, dispositivos que operan a frecuencias altas en --- equipos que sirven para tratamientos de fracturas de huesos o de enfermedades como el cáncer [Sterzer, 1980].

Con este precedente se preve una necesidad creciente de --- equipos y sistemas electrónicos de alta frecuencia (con aplicación a la Medicina y a la Biología) que deberá ser satisfecha a corto plazo.

Finalmente, una gran cantidad de procesos industriales ----- [Anón., 1974; Thuery, 1983] se llevan a cabo con eficiencia y seguridad utilizando sistemas y subsistemas de alta frecuencia.

• En este contexto, en el área de electrónica de altas frecuencias del Centro Universitario de Investigación en Ciencias Básicas, se pretende coadyuvar a la satisfacción de las necesidades - descritas a través de proyectos como el de "Diseño, Construcción, Caracterización y Prueba de Filtros de Alta Frecuencia Utilizando Circuitos de Microcinta".\*

### 1.2 Preliminares

Para la realización de este tipo de filtros se trabajará con tecnología de circuitos de microcinta (Fig. 1), dadas sus cualidades de tamaño, peso, costo, facilidad de manejo y reproducibilidad, y su facilidad de integración con dispositivos encapsulados, ferritas y elementos concentrados.

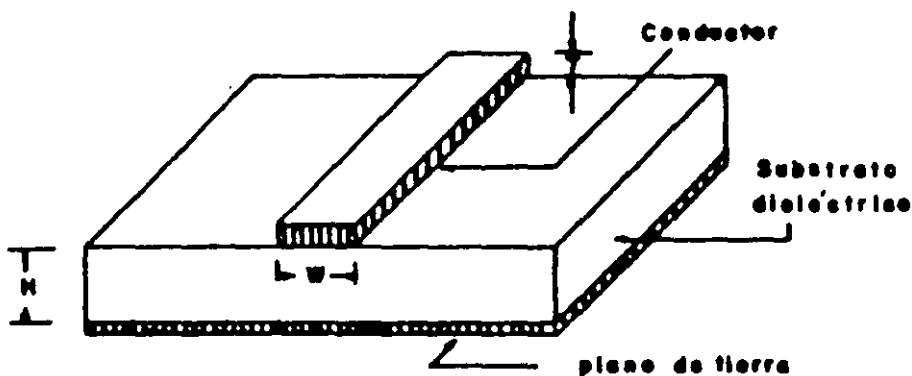


Fig. 1. Estructura de una microcinta.

### 1.3 Descripción de los filtros pasa banda de líneas acopladas

Como se muestra en la Fig. 2, un filtro pasa banda con resonadores paralelamente acoplados, está constituido por líneas de transmisión resonantes de media longitud de onda con acoplamientos adyacentes a la mitad de su longitud física.

\*Este proyecto está siendo apoyado por la Secretaría de Educación Pública --- bajo el convenio No.: C88-03-0042, Registro DGICSA No.: 881253.

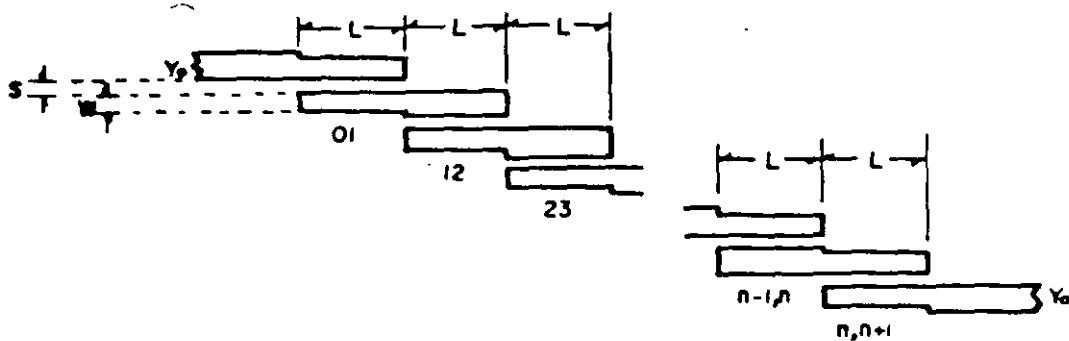


Fig. 2. Geometría de un filtro pasa banda con resonadores.

Para circuitos de microcinta, esta estructura ofrece diseños de hasta un 15% de ancho de banda [Cohn, 1958].

Los parámetros que caracterizan su funcionamiento (ver Fig. 3b) son:

- La banda de paso o ancho de banda de operación ( $\omega_2 - \omega_1$ )
- El rizo ( $LAr$ )
- La atenuación fuera de banda ( $LAA$ )

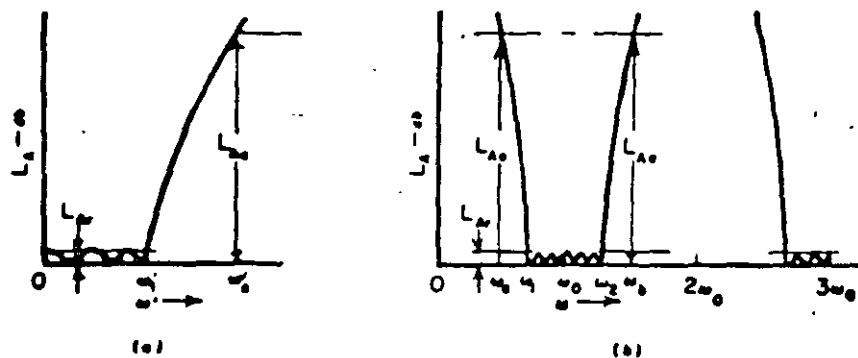


Fig. 3. (a) Respuesta de un filtro pasa bajas prototipo; (b) respuesta de su correspondiente pasa banda.

#### 1.4 Estructura

El orden que se ha dado a los puntos a tratar en este informe es

el siguiente:

En la sección 2 se presentan el método de diseño y la estrategia a seguir para su utilización.

En la sección 3 se describe el programa de síntesis con la tarea específica de cada subrutina.

El diseño y construcción de un filtro en la banda L, así como el proceso para fabricación de microcintas se cubren en la sección 4.

La sección 5 muestra la caracterización y prueba del filtro construido en la banda de interés.

En la sección 6 se discuten los resultados obtenidos y se presentan algunas conclusiones y recomendaciones.

Finalmente, en los apéndices 1 y 2 se dan un listado del programa de síntesis y su modo de empleo.

## 2 METODO DE DISEÑO

### 2.1 Descripción de la metodología

El método se fundamenta en la solución de las ecuaciones de Cohn (1958) modificadas [Matthaei, 1964] para filtros con respuestas - tipo Chebyshev (Tchebyscheff).

La técnica de diseño parte de la transformación de la respuesta de un filtro pasa bajas prototipo a una respuesta pasa banda (Fig. 3).

Una aproximación útil para la síntesis, está dada por el mapeo pasa bajas a pasa banda siguiente:

$$\frac{w'}{\omega_1} = \frac{2}{w} \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) = \frac{2}{w} \left( \frac{f - f_0}{f_0} \right) \quad (1)$$

para el cual,

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = 2 \left( \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \right) \quad (2)$$

y,

$$\omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} \quad (3)$$

y donde,  $\omega'$  = como se define en la Fig. 3a  
 $\omega_1$  = frecuencia radial = 1  
 $w$  = fraccional de ancho de banda  
 $\omega$  =  $\omega_a$  o  $\omega_b$  como se definen en la Fig. 3b  
 $f$  = frecuencia a la atenuación fuera de banda  
 $f_0$  = frecuencia central de diseño  
 $\omega_2$  = como se define en la Fig. 3b  
 $\omega_1$  = como se define en la Fig. 3b  
 $f_2$  = frecuencia superior  
 $f_1$  = frecuencia inferior

Una vez que la transformación ha sido realizada, debe encontrarse una estructura con una cantidad  $n$  de elementos resonadores que cumpla con las características de diseño (atenuación y rizo -

requeridos).

Para esto, se utilizan las características de atenuación dadas para los siguientes intervalos:

$$L_A(\omega') = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \epsilon \cos^2 \left[ n \cos^{-1} \left( \frac{\omega'}{\omega_1} \right) \right] \right\} \quad \omega' \leq \omega_1 \quad (4)$$

$$L_A(\omega') = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \epsilon \cosh^2 \left[ n \cosh^{-1} \left( \frac{\omega'}{\omega_1} \right) \right] \right\} \quad \omega' \geq \omega_1 \quad (5)$$

donde,

$$\epsilon = \left[ \text{antilog}_{10} \left( \frac{L_{Ar}}{10} \right) \right] - 1 \quad (6)$$

y donde,  $n$  = número de resonadores  
 $L_{Ar}$  = rizo en dB

Luego, con el número de resonadores conocido, para filtros Chebyshev doblemente terminados y con respuestas de la forma de la Fig. 3b teniendo un rizo de  $L_{Ar}$  dB en la banda de paso y siendo  $g_0 = 1$  y  $\omega_1 = 1$ ; los valores normalizados de los elementos del prototipo pasa bajas (Fig. 4) se calculan de la siguiente manera [Belevitch, 1952; Orchard, 1953].:

$$\beta = \ln \left( \coth \frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \quad (7)$$

$$\gamma = \sinh \left( \frac{\beta}{2n} \right) \quad (8)$$



$$a_k = \text{sen} \left( \frac{(2k-1)\pi}{2n} \right), \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (9)$$

$$b_k = \gamma^2 + \text{sen}^2 \left( \frac{k\pi}{n} \right), \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (10)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (11)$$

$$g_k = \frac{4a_k - 1}{b_k - 1} \frac{a_k}{g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (12)$$

$$g_{n+1} = 1 \text{ para } n \text{ impar} \quad (13a)$$

$$= \coth^2 \left( \frac{\beta}{4} \right) \text{ para } n \text{ par} \quad (13b)$$

donde,  $g_0$  = la resistencia del generador ( $R_0'$ ) si  $g_1 = C_1'$   
 = la conductancia del generador ( $G_0'$ ) si  $g_1 = L_1'$   
 $g_k |_{k=1 \text{ a } n}$  = la inductancia de una bobina en serie o,  
 = la capacitancia de un condensador en paralelo  
 $g_{n+1}$  = la resistencia de carga ( $R_{n+1}'$ ) si  $g_n = C_n'$   
 = la conductancia de carga ( $G_{n+1}'$ ) si  $g_n = L_n'$

Ya con los valores normalizados de los elementos, las impedancias en modo par e impar de las líneas acopladas; se calculan (ecuaciones de Cohn modificadas) de la siguiente forma:

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi w}{2g_0 g_1}} \quad (14)$$

$$\frac{J_{j, j+1}}{Y_0} \Big|_{j=1 \text{ a } n-1} = \frac{\pi w}{2\omega_l} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (15)$$

$$\frac{J_{n, n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi w}{2g_n g_{n+1}}} \quad (16)$$

$$(Z_{cp})_{j, j+1} \Big|_{j=0 \text{ a } n} = \frac{1}{Y_0} \left[ 1 + \frac{J_{j, j+1}}{Y_0} + \left( \frac{J_{j, j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (17)$$

$$(Z_{ci})_{j, j+1} \Big|_{j=0 \text{ a } n} = \frac{1}{Y_0} \left[ 1 - \frac{J_{j, j+1}}{Y_0} + \left( \frac{J_{j, j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (18)$$

donde,  $Y_0$  = admitancia característica de las líneas de conexión o del sistema (generador - carga)

$Z_{cp}$  = impedancia característica en modo par

$Z_{ci}$  = impedancia característica en modo impar

y donde,  $J_{j, j+1}$  son parámetros de inversores de admitancia [Matthaei, 1960].

Enseguida, las dimensiones físicas ( $W$  y  $S$ ) de los elementos resonadores, se obtienen de las ecuaciones no lineales siguientes [Akhtarzad, 1975]:

$$(W/H)_{fp} = (2/\pi) \cosh^{-1} \left( \frac{2h - g + 1}{g + 1} \right) \quad (19)$$

$$(W/H)_{fi} = (2/\pi) \cosh^{-1} \left( \frac{2h - g - 1}{g - 1} \right) + (A/\pi) \cosh^{-1} \left( 1 + 2 \frac{W/H}{S/H} \right) \quad (20)$$

$$\text{donde, } A = \frac{4}{(1 + \epsilon_r/2)} \text{ para } \epsilon_r \leq 6$$

$$= 1 \text{ para } \epsilon_r \geq 6$$

$$g = \cosh \left\{ (\pi/2) (S/H) \right\}$$

$$h = \cosh \left\{ \pi (W/H) + (\pi/2) (S/H) \right\}$$

$\epsilon_r$  = constante dieléctrica o permitividad relativa del substrato

H = espesor del substrato

S = espaciamento entre las líneas

W = espesor de las líneas

$(W/H)_{fp}$  = relación de forma correspondiente al modo par

$(W/H)_{fi}$  = relación de forma correspondiente al modo impar

y donde  $(W/H)_{fp}$  y  $(W/H)_{fi}$  se obtienen de [Wheeler, 1977]:

$$W/H = 8 \left[ \frac{\left\{ \left[ \exp \frac{Z_n}{42.4} (\epsilon_r + 1)^{1/2} - 1 \right] \frac{7 + \frac{4}{\epsilon_r} + \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{0.81}}{11} \right\}^{1/2}}{\left[ \exp \frac{Z_n}{42.4} (\epsilon_r + 1)^{1/2} - 1 \right]} \right], n = 1, 2 \quad (21)$$

y siendo,  $Z_1 = \frac{Z_{cp}}{2}$  para el modo par

y,

$$Z_2 = \frac{Z_{ci}}{2} \text{ para el modo impar}$$

para las cuales,  $Z_{cp}$  = impedancia característica en modo par  
 $Z_{ci}$  = impedancia característica en modo impar

Por último, la longitud (L) de las líneas; se obtiene de ---  
 [Dueñas Jiménez, 1986; Reisch, 1978]:

$$L = \frac{\theta \cdot v \cdot VFR}{2\pi f_0} \tag{22}$$

donde,  $\theta = \pi/2 =$  longitud eléctrica  
 $v =$  velocidad de propagación (velocidad de la luz  $c$ )  
 $VFR = \frac{Z_{CP} \text{ con constante dieléctrica} = \epsilon_r}{Z_{CP} \text{ con constante dieléctrica} = 1} =$  velocidad de fase relativo  
 $f_0 =$  frecuencia de operación o central de diseño

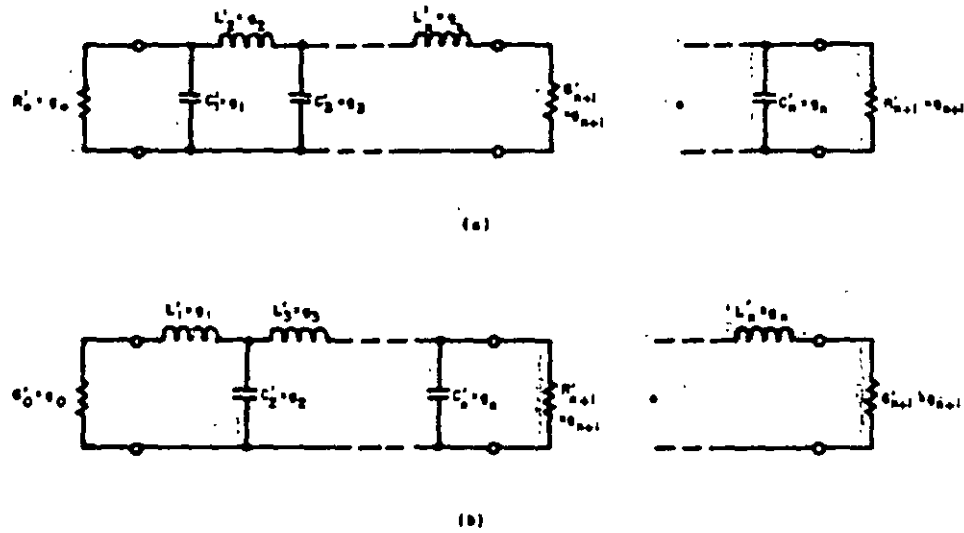


Fig. 4. (a) Red prototipo pasa bajas;  
 (b) su dual correspondiente.

### 3 DESCRIPCION DEL PROGRAMA DE SINTESIS

#### 3.1 Tareas del programa principal y sus subrutinas

El programa de síntesis presentado aquí, está escrito en FORTRAN 77 para uso interactivo.

El procedimiento que efectúa el algoritmo es el siguiente:

#### PROGRAMA PRINCIPAL

- 1.- Obtención de la frecuencia central de diseño  $f_0$ .
- 2.- Transformación de la respuesta pasa bajas a pasa banda.
- 3.- Búsqueda del número  $n$  de resonadores para las condiciones de operación deseadas.
- 4.- Obtención de los valores normalizados de los elementos de la red prototipo pasa bajas.
- 5.- Obtención de los parámetros de los inversores de admitancia.
- 6.- Solución de las ecuaciones (17) y (18) para valores de impedancia característica.

#### SUBROUTINA SMICRO

- 7.- Obtención de la relación  $W/H$  corregida para síntesis.

#### SUBROUTINAS VALINI, (NLSYST Y ELIM [Gerald, 1984]) Y FCN

- 8.- Solución simultánea de las ecuaciones (19) y (20).

#### SUBROUTINA AMYFI

- 9.- Obtención de la longitud ( $L$ ) y presentación de las dimen-

## 4 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN FILTRO EN LA BANDA L

### 4.1 Diseño de un filtro pasa banda con el método propuesto

La Fig. 5 muestra la fotografía de un filtro pasa banda para la banda L construido con los datos dados en el apéndice 2.

Para su construcción se utilizó un substrato de material dieléctrico de cerámica de politetrafluoroetileno con capas de cobre por ambos lados (RT/duroid 6010), cuyos parámetros y dimensiones son las siguientes:

- Constante dieléctrica:  $\epsilon_r = 10.5$
- Espesor del dieléctrico:  $H = 0.07874$  cms.
- Espesor del conductor o capa metálica:  $T = 0.0017$  cms.

### 4.2 Fabricación de circuitos de microcinta

El proceso de fabricación de circuitos de microcinta es variable dependiendo de las facilidades con que cuente el laboratorio de procesado y del material utilizado.

El mecanismo para el grabado es similar al que se usa en circuitos impresos de baja frecuencia pero requiere de mayor precisión en la obtención de las mascarillas y circuitos finales.

Para substratos dieléctricos de cerámica de politetrafluoroetileno, un procedimiento general es el siguiente:

- 1.- Elaboración de un patrón en celuloide especial (Rubilith) o papel lustre oscuro a un tamaño 10 a 30 veces mayor que las dimensiones físicas reales del circuito.
- 2.- Obtención de la mascarilla con película de alto contraste (Kodalith).
- 3.- Grabado de la geometría del circuito en una de las caras del substrato con material fotosensible (Photoresist o Filmina).

- 4.- Remoción del recubrimiento no sensibilizado.
- 5.- Decapado en el sustrato (con cloruro férrico) de las regiones metálicas no requeridas.
- 6.- Remoción del recubrimiento fotosensible de las áreas de la geometría útil.
- 7.- Construcción de bases de contención para circuitos prototipo, y de recintos compactos y herméticos para circuitos finales, con una altura de  $\lambda/4$  a la frecuencia de diseño - para evitar que se genere una cavidad resonante.
- 8.- Deposición de cromo y oro sobre el recinto o base para obtener un buen plano de tierra.
- 9.- Fijación del sustrato al recinto o base con epoxy conductor.
- 10.- Empleo de conectores de precisión en miniatura (SMA), y especiales para polarización.
- 11.- Empleo de pintura de plata como soldadura.

Un procedimiento detallado para la fabricación de circuitos de microcinta utilizando como sustrato cerámicas de este tipo -- fue descrito por Medina Monroy (1982).

Para sustratos dieléctricos de óxido de aluminio (Alumina) con capas metálicas de oro, el proceso requiere de técnicas fotolitográficas de alta precisión y de la utilización de ácidos para el decapado de las regiones metálicas no útiles.

La Fig. 6 muestra la mascarilla que se empleó para el grabado de la geometría del circuito.

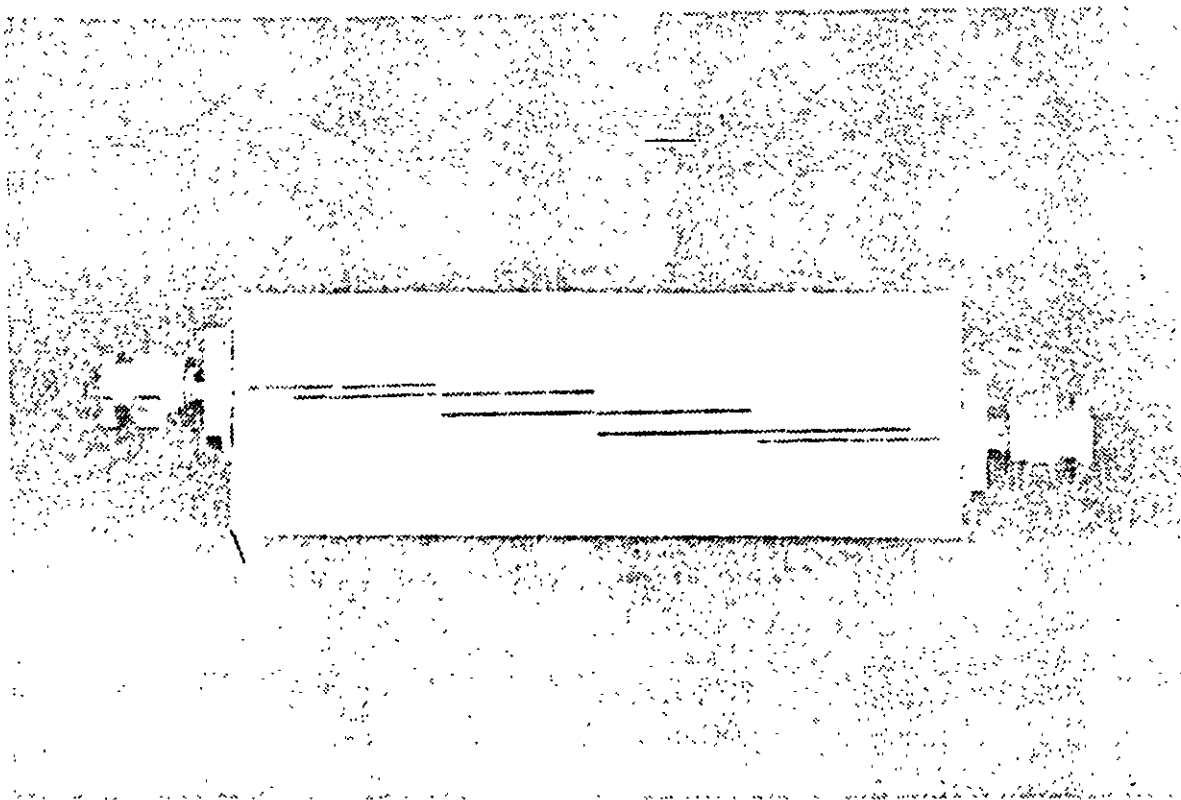


Fig. 5. Fotografía del filtro pasa banda construido.

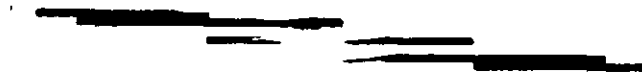


Fig. 6. Mascarilla para la impresión del circuito.



## 5 CARACTERIZACION Y PRUEBA

### 5.1 Medición de atenuación y ancho de banda

En esta sección se presentan los medios usados para la caracterización y prueba del filtro pasa banda construido.

Para las mediciones de atenuación y ancho de banda se utilizó un analizador de redes Hewlett-Packard 8410B como se describe en [Anón., 1970], y un analizador de espectros según se indica en [Anón., 1977].

La caracterización se realizó en el intervalo de 1.6 a 1.9 GHz con el equipo analizador de redes, y de 1.7 a 1.8 GHz con el equipo analizador de espectros.

La Fig. 7 muestra la respuesta vista en el analizador de redes para los siguientes niveles de calibración:

#### AMPLITUD DE GANANCIA EN EL CANAL DE PRUEBA

- Nivel de referencia (dB): 21
- Nivel de medición (dB): 21
- Plano de referencia de extensión (cms): 3.9
- Longitud eléctrica insertada: 2 X cm de la lectura
- Ancho de banda (GHz): 0.3 (1.6 a 1.9)
- Nivel de potencia de entrada (dBm): 0

La Fig. 8 muestra la respuesta vista en el analizador de espectros y en ella misma se indican los niveles de calibración.

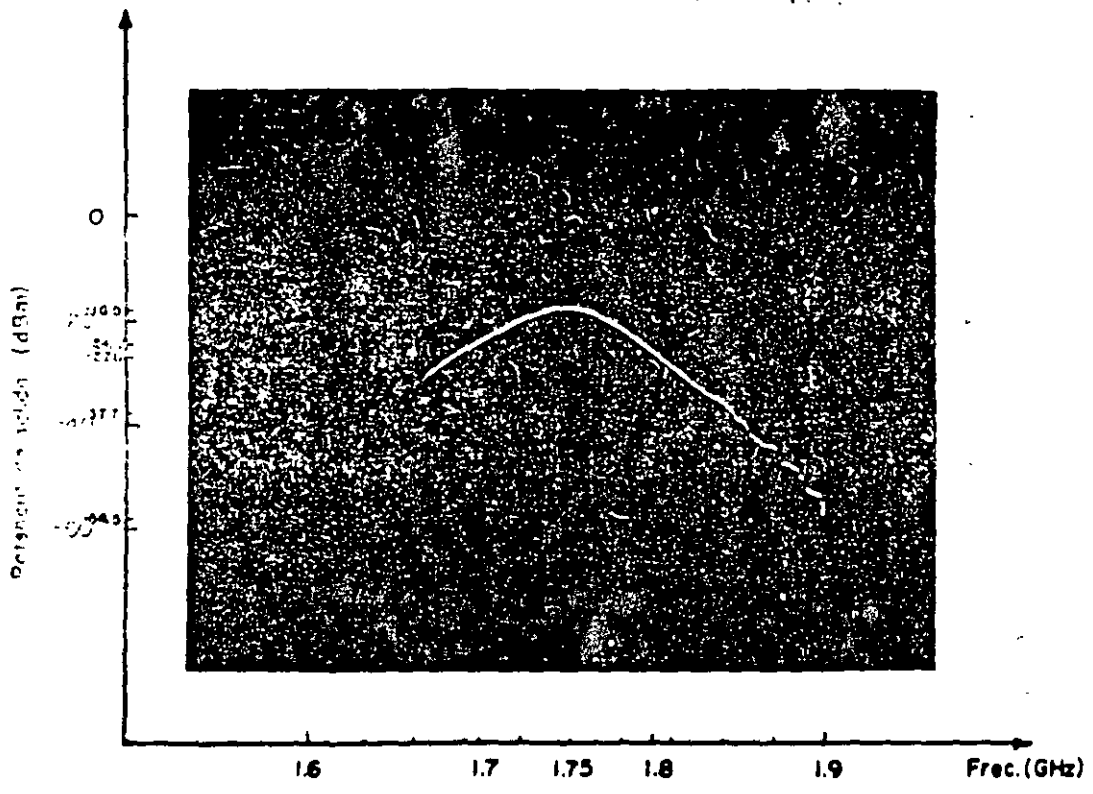


Fig. 7. Fotografía de la respuesta del filtro vista en un analizador de redes.

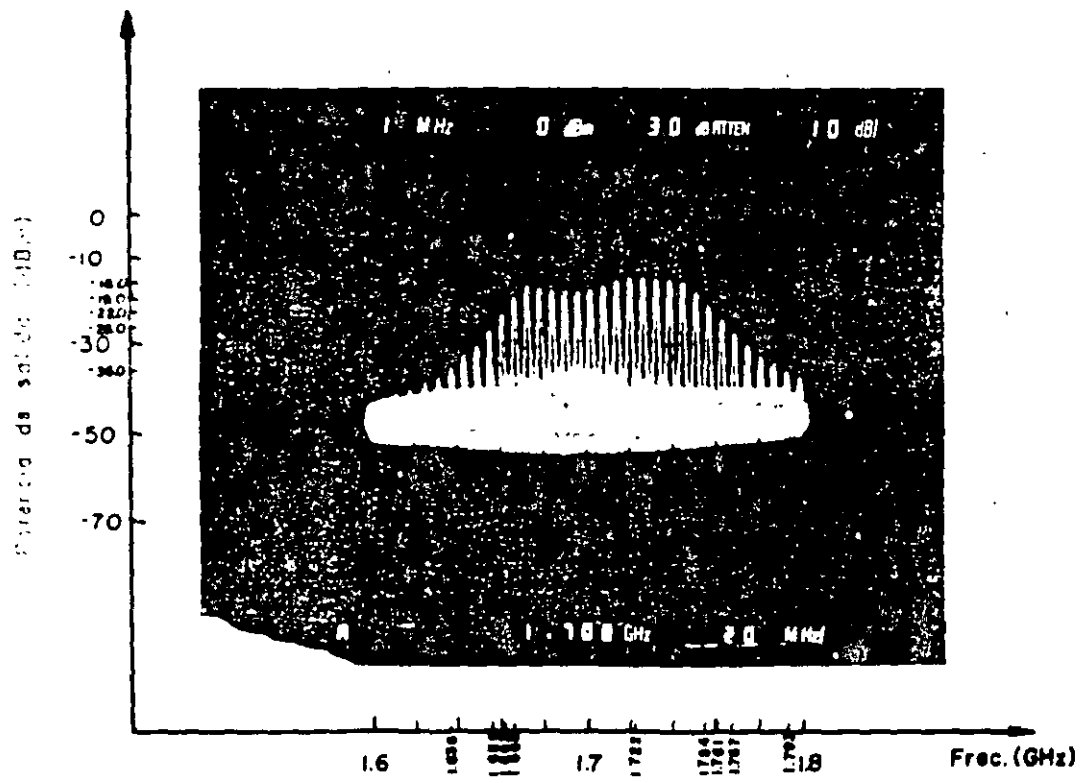


Fig. 8. Fotografía de la respuesta del filtro

## 6 ANALISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

### 6.1 Análisis de resultados

Un examen de los resultados obtenidos con el filtro pasa banda se efectúa a continuación.

#### Atenuación y ancho de banda

De la Fig. 7 se puede ver que la atenuación fuera de banda a 1.9 GHz es de 58.5 dB, lo cual cumple ampliamente con los requerimientos de diseño establecidos.

Por otra parte, de esta figura se puede observar también, que el ancho de banda requerido es satisfecho por un margen amplio.

En la Fig. 8 se puede notar el ancho de banda a diferentes niveles de atenuación. Un estudio de esta figura muestra lo siguiente:

Potencia (dBm)	Frecuencia (GHz)	Ancho de banda (MHz)	
P <sub>1</sub> = -16.0	f <sub>1</sub> = 1.722		
P <sub>2</sub> = -19.0	f <sub>2</sub> = 1.666	88.0	(3 dB)
P <sub>3</sub> = -19.0	f <sub>3</sub> = 1.754		
P <sub>4</sub> = -22.0	f <sub>4</sub> = 1.662	99.0	(6 dB)
P <sub>5</sub> = -22.0	f <sub>5</sub> = 1.761		
P <sub>6</sub> = -26.0	f <sub>6</sub> = 1.655	112.0	(10 dB)
P <sub>7</sub> = -26.0	f <sub>7</sub> = 1.767		
P <sub>8</sub> = -36.0	f <sub>8</sub> = 1.636	157.0	(20 dB)
P <sub>9</sub> = -36.0	f <sub>9</sub> = 1.793		

Como se puede observar de las Figs. 7 y 8, el filtro muestra grandes pérdidas por inserción (18.5 dB a 1.75 GHz), lo cual posiblemente fue a causa de la gran separación entre líneas que se obtuvo del diseño y a los errores introducidos en las dimensiones de las microcintas durante el proceso fotolitográfico.

Cabe mencionar aquí, que un estudio en cuanto al rizo debió haber sido realizado, sin embargo; dado que el CICBAS carece de equipo de medición para alta frecuencia, éste no se pudo llevar a cabo.

Todas las labores de construcción y caracterización fueron desarrolladas en las instalaciones del Centro de Investigación --

Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), y no obstante las facilidades obtenidas, el tiempo dedicado para la estancia de experimentación fue insuficiente.

## 6.2 Conclusiones

Este trabajo es un reporte general del avance en el desarrollo de una metodología que permita el diseño, construcción, caracterización, prueba y optimización de filtros de microondas con aplicación a las telecomunicaciones, la biología y la medicina.

Se ha dado una descripción básica de los filtros pasa banda de líneas paralelas acopladas, exponiendo de manera clara y concisa los parámetros que caracterizan a este tipo de circuitos.

Asimismo, se ha planteado una estrategia para el diseño que principia con la transformación de la respuesta de un filtro pasa bajas prototipo a una respuesta pasa banda.

Por otra parte, se ha hecho una descripción del programa de síntesis especificando el uso particular de cada subrutina.

Se ha presentado también, un procedimiento para la fabricación de circuitos de microcinta empleando substratos de politetrafluoroetileno.

Por último, del estudio objetivo de los resultados obtenidos se puede concluir que el método de diseño es válido y efectivo ya que la respuesta del filtro cumple con las especificaciones requeridas.

## 6.3 Recomendaciones

Una serie de sugerencias que pueden mejorar los resultados aquí obtenidos se hace a continuación.

- Utilizar substratos con un dieléctrico de menor espesor, para reducir las dimensiones  $W$  y  $S$ .
- Usar substratos dieléctricos de alumina para obtener mejor precisión en las dimensiones de la geometría del circuito.
- Emplear instrumentos de corte fino para la elaboración del patrón a escala del circuito.

## AGRADECIMIENTOS

Se hace aquí un justo reconocimiento al Dr. Arturo Serrano S. y al M. en C. José Luis Medina M., así como a los compañeros investigadores y técnicos del grupo de Electrónica de Alta Frecuencia del CICESE, por su apoyo desinteresado y las facilidades brindadas para la realización de este trabajo.

Se agradece también a Ariel Ramírez su ayuda en la elaboración de las figuras.

## LITERATURA CITADA

- Akhtarzad, S., T. R. Rowbotham y P. B. Johns. 1975. The Design of Coupled Microstrip Lines. IEEE Trans. on MTT-23(6): 480-492.
- Anón. 1970. Microwave Network Analyser Applications. Application Note 117-1, Hewlett Packard., Palo Alto, Cal. p. 1.1-8.9.
- Anón. 1974. Industrial, Scientific, and Medical Applications of Microwaves. Proc. IEEE. 62(1): 1-144.
- Anón. 1977. Operating the HP8565A Spectrum Analyser. Application Note 220, Hewlett Packard., Palo Alto, Cal. 29 pp.
- Belevitch, V. 1952. Tchebyscheff Filters and Amplifier Networks. Wireless Engineer. 29(4): 106-110.
- Cohn, S. B. 1958. Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator -- Filters. IRE Trans. on MTT-6(4): 223-231.
- Dueñas Jiménez, A. 1984. Amplificadores Balanceados de Alta Frecuencia. Tesis de Maestría en Ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. Ensenada, B. C. - 206 pp.
- Dueñas Jiménez, A. 1986. Directional Coupler Design Graphs For -- Parallel Coupled Lines and Interdigitated 3 dB Couplers. RF Design. (2): 62-64.
- Gerald, C. F. y P. O. Wheatley. 1984. Applied Numerical Analysis. Addison-Wesley. Reading, MA. 579 pp.
- Matthaei, G. L. 1960. Design of Wide-Band (and Narrow-Band) Band-Pass Microwave Filters on the Insertion Loss Basis. IRE Trans. on MTT-8(11): 580-593.

Matthaei, G. L., L. Young y E. M. T. Jones. 1964. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. ----- McGraw-Hill. New York, N. Y. 1096 pp.

Medina Monroy, J. L. 1982. Diseño y Construcción de la Etapa de Potencia de un Amplificador para Recepción de Señales Vía Satélite. Tesis de Maestría en Ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. Ensenada, B. C. 146 pp.

Morgan, W. L. 1983. Satellite Notebook # 29. México. Satellite Communications. (8): 94.

Orchard, H. J. 1953. Formula for Ladder Filters. Wireless Engineer. 30(1): 3-5.

Reisch, F. E. 1978. Designing Coupled Lines with a Pocket Calculator. Microwaves. (6): 88-95.

Sterzer, F., R. Paglioni, M. Nowogrodzki, E. Beck, J. Mendecki, E. Friedenthal y Ch. Botstein. 1980. Microwave Apparatus for the treatment of Cancer. Microwave Journal. (1): 39-44.

Thuery, J. 1983. Les Micro-ondes et leurs Effets sur la Matière - applications industrielles, agro-alimentaires et médicales. Lavoisier TEC & DOC. Paris, France. 366 pp.

Wheeler, H. A. 1977. Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane. IEEE Trans. on MTT-25(8): 631-647.

APENDICE 1

LISTADO DEL PROGRAMA DE SINTESIS FIPARE



```

C)TYPE FIPARE.FOR
PROGRAM FIPARE
C ***FILTROS DE MICROONDAS***
C*****C
C          PROGRAMA PARA SINTESIS DE FILTROS PASABANDA          C
C          CON RESONADORES PARALELAMENTE ACOPLADOS             C
C          A L E J A N D R O   D U E N A S   J I M E N E Z         C
C          CICBAS U. DE C. MARZO DE 1987                        C
C*****C
INTEGER*2 MAXIT
REAL*8 A(50), B(50), G(50), PARA(50), ZCP(50), ZCI(50),
&DELTA, XTOL, FTOL
WRITE(*,*)'*****'
WRITE(*,*)'*   F   I   P   A   R   E   *'
WRITE(*,*)'*   FILTROS PASABANDA CON RESONADORES   *'
WRITE(*,*)'*           (SINTESIS)                   *'
WRITE(*,*)'*   CICBAS U. DE C. MARZO DE 1987       *'
WRITE(*,*)'*   ALEJANDRO DUENAS JIMENEZ           *'
WRITE(*,*)'*****'
WRITE(*,*)'DAME LAS FRECUENCIAS'
WRITE(*,*)'INFERIOR Y SUPERIOR'
WRITE(*,110)
110 FORMAT(' EN LA BANDA DE PASO (GHz):  ')
READ(*,*) F1,F2
F0=(F2+F1)/2.000
WRITE(*,120)
120 FORMAT(' QUE RIZO DESEAS? (dB):  ')
READ(*,*) RI
WRITE(*,130)
130 FORMAT(' QUE ATENUACION FUERA DE BANDA DESEAS? (dB):  ')
READ(*,*) ATED
WRITE(*,140)
140 FORMAT(' A QUE FRECUENCIA? (GHz):  ')
READ(*,*) F
WRITE(*,150)
150 FORMAT(' CON CUANTOS RESONADORES DESEAS INICIAR?  ')
READ(*,*) N
WRITE(*,160)
160 FORMAT(' DAME LA CONSTANTE DIELECTRICA DEL MATERIAL:  ')
READ(*,*) EPS
WRITE(*,170)
170 FORMAT(' DAME EL ESPESOR DEL DIELECTRICO (CMS):  ')
READ(*,*) H
WRITE(*,180)
180 FORMAT(' DAME EL ESPESOR DEL CONDUCTOR (CMS):  ')
READ(*,*) T
WRITE(*,190)
190 FORMAT(' CON QUE LONGITUD ELECTRICA? (GRADOS):  ')
READ(*,*) TETAG
WRITE(*,200)
200 FORMAT(' DAME LA IMP. CARACT. EFECT./DEL SIST. (OHMS):  ')
READ(*,*) ZCE
WRITE(*,210)
210 FORMAT(' CUANTAS ITERACIONES DESEAS?  ')
READ(*,*) MAXIT
WRITE(*,*)'DAME EL CAMBIO EN LOS VALORES'
WRITE(*,*)'DE LAS VARIABLES USADAS'
WRITE(*,10)
10 FORMAT(' PARA ESTIMAR LAS DERIVADAS PARCIALES:  ')

```

```

WRITE(*,*)'DAME LOS VALORES DE LAS TOLERANCIAS'
WRITE(*,20)
20 FORMAT(' DE LAS VARIABLES Y LAS FUNCIONES: ')
READ(*,*) XTOL, FTOL
PI=3.141592654D0
OMEP=2.0D0*((F-F0)/(F2-F1))
P1=(10.0D0**(RI/10.0D0))-1.0D0
15 IF(OMEP.GE.1.0) GO TO 1
FUNIR=DACOS(OMEP)
P2=N*FUNIR
ATEC=10.0D0*DLOG10(1.0D0+P1*(DCOS(P2))**2.0D0)
GO TO 2
1 FUNHIR=DLOG(OMEP+DSQRT(OMEP**2.0D0-1.0D0))
P3=N*FUNHIR
ATEC=10.0D0*DLOG10(1.0D0+P1*(DCOSH(P3))**2.0D0)
2 IF(ATEC.GE.ATED) GO TO 14
N=N+1
WRITE(*,30) N
30 FORMAT(' EL NUMERO TOTAL DE ELEMENTOS ES: ',I2)
GO TO 15
14 P4=RI/17.37D0
BETA=DLOG((DEXP(P4)+DEXP(-P4))/(DEXP(P4)-DEXP(-P4)))
P5=BETA/(2.0D0*N)
GAMA=DSINH(P5)
DO 5 K=1,N
A(K)=DSIN(((2.0D0*K-1.0D0)*PI)/((2.0D0)*N))
IF(K.EQ.N) GO TO 230
B(K)=(GAMA**2.0D0)+(DSIN((K*PI)/N))**2.0D0
GO TO 5
230 B(K)=GAMA**2.0D0
5 CONTINUE
G0=1.0D0
G(1)=(2.0D0*A(1))/GAMA
DO 6 J=2,N
L=J-1
6 G(J)=(4.0D0*A(L)*A(J))/(B(L)*G(L))
M=N+1
XR=N/2.0D0
YR=XR-INT(XR)
IF(YR.EQ.0) GO TO 18
G(M)=1.0D0
GO TO 19
18 P6=BETA/4.0D0
G(M)=((DEXP(P6)+DEXP(-P6))/(DEXP(P6)-DEXP(-P6)))**2.0D0
19 FAB=2.0D0*((F2-F1)/(F2+F1))
PARA(1)=DSQRT((PI*FAB)/(2.0D0*G0*G(1)))
DO 7 JJ=2,N
LL=JJ-1
7 PARA(JJ)=(PI*FAB/2.0D0)*(1.0D0/DSQRT(G(LL)*G(JJ)))
PARA(M)=DSQRT((PI*FAB)/(2.0D0*G(N)*G(M)))
DO 8 I=1,M
ZCP(I)=ZCE*(1.0D0+PARA(I)+(PARA(I))**2.0D0)
ZCMP=ZCP(I)
ZCI(I)=ZCE*(1.0D0-PARA(I)+(PARA(I))**2.0D0)
ZCMI=ZCI(I)
CALL SMICRO(EPS, H, T, ZCMP, RELCS)
CALL VALINI(F0, EPS, H, TETAG, MAXIT, DELTA, XTOL, FTOL,
&ZCMP, ZCMI, RELCS)
WRITE(*,3)
3 FORMAT(' IMPEDANCIAS CARACT. EN MODOS PAR E IMPAR (OHMS)')

```

```

A1=X(2)*PI/2.0D0
B1=0.5D0*(DEXP(A1)+DEXP(-A1))
C1=(E*(B1+1.0D0)+B1-1.0D0)/2.0D0
D1=DLOG(C1+DSQRT(C1*C1-1.0D0))
X(1)=(D1-A1)/PI
GO TO 60
50 X(2)=(PAR(3)-PAR(2))*(-2.615D0)
A1=X(2)*PI/2.0D0
B1=0.5D0*(DEXP(A1)+DEXP(-A1))
C1=(E*(B1+1.0D0)+B1-1.0D0)/2.0D0
D1=DLOG(C1+DSQRT(C1*C1-1.0D0))
X(1)=(D1-A1)/PI
60 CALL NLSYST(FCN,N,MAXIT,PAR,X,F,DELTA,XTOL,FTOL,I)
AA=DABS(X(1))
BB=DABS(X(2))
W=AA*H
S=BB*H
CALL AMYFI(F0,EPS,TETAG,RELCS,AA,BB,W,S)
RETURN
END
SUBROUTINE NLSYST(FCN,N,MAXIT,PAR,X,F,DELTA,XTOL,FTOL,I)
INTEGER*2 N,MAXIT,I
INTEGER*2 NP,IT,IVBL,ITEST,IFCN,IROW,JCOL
REAL*8 PAR(3),X(N),F(N),DELTA,XTOL,FTOL
REAL*8 A(10,11),XSAVE(10),FSAVE(10)
IF(N.LT.2.OR.N.GT.10) THEN
I=-3
PRINT 1004,N
RETURN
END IF
NP=N+1
DO 100 IT=1,MAXIT
DO 10 IVBL=1,N
XSAVE(IVBL)=X(IVBL)
10 CONTINUE
CALL FCN(X,F,PAR)
ITEST=0
DO 20 IFCN=1,N
IF(DABS(F(IFCN)).GT.FTOL) ITEST=ITEST+1
FSAVE(IFCN)=F(IFCN)
20 CONTINUE
IF(I.EQ.0) THEN
PRINT 1000,IT,X
PRINT 1001,F
END IF
IF(ITEST.EQ.0) THEN
I=2
RETURN
END IF
DO 50 JCOL=1,N
X(JCOL)=XSAVE(JCOL)+DELTA
CALL FCN(X,F,PAR)
DO 40 IROW=1,N
A(IROW,JCOL)=(F(IROW)-FSAVE(IROW))/DELTA
40 CONTINUE
X(JCOL)=XSAVE(JCOL)
50 CONTINUE
DO 60 IROW=1,N
A(IROW,NP)=-FSAVE(IROW)
60 CONTINUE

```

```

CALL ELIM(A, N, NP, 10)
DO 70 IROW=1, N
IF (DABS(A(IROW, IROW)).LE.1.0D-6) THEN
I=-2
PRINT 1003
RETURN
END IF
70 CONTINUE
ITEST=0
DO 80 IVBL=1, N
X(IVBL)=XSAVE(IVBL)+A(IVBL, NP)
IF (DABS(A(IVBL, NP)).GT.XTOL) ITEST=ITEST+1
80 CONTINUE
IF (ITEST.EQ.0) THEN
I=1
IF (I.EQ.0) PRINT 1002, IT, X
RETURN
END IF
100 CONTINUE
I=-1
RETURN
1000 FORMAT(/' DESPUES DE LA ITERACION No.', I3, ' LOS VALORES',
& ' X Y F SON: '//10F13.5)
1001 FORMAT(/10F13.5)
1002 FORMAT(/' DESPUES DE LA ITERACION No.', I3, ' LOS VALORES',
& ' X (LOGRANDO XTOL) SON: '//10F13.5)
1003 FORMAT(/' NO TIENE SOLUCION EL SISTEMA. MATRIZ CASI',
& ' SINGULAR.')
```

```

1004 FORMAT(/' NUMERO DE ECUACIONES EXCEDIDO. DEBE SER',
& ' ENTRE 1 Y 11. EL VALOR FUE: ', I3)
END
SUBROUTINE ELIM(AB, N, NP, NDIM)
INTEGER*2 N, NP, NDIM
INTEGER*2 NM1, IPVT, IP1, J, NVBL, L, KCOL, JCOL, JROW
REAL*8 AB(NDIM, NP)
REAL*8 SAVE, RATIO, VALUE
NM1=N-1
DO 35 I=1, NM1
IPVT=1
IP1=I+1
DO 10 J=IP1, N
IF (DABS(AB(IPVT, I)).LT.DABS(AB(J, I))) IPVT=J
10 CONTINUE
IF (DABS(AB(IPVT, I)).LT.1.0D-6) THEN
PRINT 100
RETURN
END IF
IF (IPVT.NE.I) THEN
DO 20 JCOL=1, NP
SAVE= AB(I, JCOL)
AB(I, JCOL)=AB(IPVT, JCOL)
AB(IPVT, JCOL)=SAVE
20 CONTINUE
END IF
DO 32 JROW=IP1, N
IF (AB(JROW, I).EQ.0) GO TO 32
RATIO=AB(JROW, I)/AB(I, I)
AB(JROW, I)=RATIO
DO 30 KCOL=IP1, NP
AB(JROW, KCOL)=AB(JROW, KCOL)-RATIO*AB(I, KCOL)

```

```

30 CONTINUE
32 CONTINUE
35 CONTINUE
  IF (DABS (AB (N, N)).LT. 1.0D-6) THEN
    PRINT 100
    RETURN
  END IF
  NP1=N+1
  DO 50 KCOL=NP1, NP
    AB (N, KCOL)=AB (N, KCOL) / AB (N, N)
  DO 45 J=2, N
    NVBL=NP1-J
    L=NVBL+1
    VALUE=AB (NVBL, KCOL)
    DO 40 K=L, N
      VALUE=VALUE-AB (NVBL, K)*AB (K, KCOL)
40 CONTINUE
    AB (NVBL, KCOL)=VALUE/AB (NVBL, NVBL)
45 CONTINUE
50 CONTINUE
  RETURN
100 FORMAT (/ ' SOLUCION IMPOSIBLE. UN PIVOTAL CERCANDO',
  & ' A CERO FUE ENCONTRADO. ')
  END
  SUBROUTINE FCN (X, F, PAR)
  REAL*8 PAR (3), X (2), F (2)
  PI=3.141592654D0
  AA=DABS (X (1))
  BB=DABS (X (2))
  A2=BB*PI/2.0D0
  B2=0.5D0*(DEXP (A2)+DEXP (-A2))
  C2=0.5D0*(DEXP (AA*PI+A2)+DEXP (- (AA*PI+A2)))
  A3=(2.0D0*C2-B2+1.0D0)/(B2+1.0D0)
  B3=(2.0D0*C2-B2-1.0D0)/(B2-1.0D0)
  C3=4.0D0/(1.0D0+PAR (1)/2.0D0)
  D3=1.0D0+(2.0D0*AA/BB)
  E1=2.0D0/PI
  E2=DLOG (A3+DSQRT (A3*A3-1.0D0))
  E3=DLOG (B3+DSQRT (B3*B3-1.0D0))
  E4=DLOG (D3+DSQRT (D3*D3-1.0D0))
  F (1)=E1*E2-PAR (2)
  IF (PAR (1).GE.6.0) GO TO 1
  F (2)=E1*E3+(C3/PI)*E4-PAR (3)
  GO TO 2
1 F (2)=E1*E3+E4/PI-PAR (3)
2 RETURN
  END
  SUBROUTINE AMYFI (F0, EPS, ALON, REL, AA, BB, W, S)
  PI=3.141592654D0
  F11=42.4D0/DSQRT (2.0D0)
  F1X=42.4D0/DSQRT (EPS+1.0D0)
  PFP=4.0D0/REL
  F21=L.0D0
  F2X=(14.0D0+8.0D0/EPS)/11.0D0
  F31=PI*PI
  F3X=((1.0D0+1.0D0/EPS)/2.0D0)*F31
  ZEP1=F11*DLOG (1.0D0+PFP*(F21*PFP
  &+DSQRT ((F21*F21)*(PFP*PFP)+F31)))
  ZEPX=F1X*DLOG (1.0D0+PFP*(F2X*PFP
  &+DSQRT ((F2X*F2X)*(PFP*PFP)+F3X)))

```

```
VFR=ZEPX/ZEP1
ALONG=ALON*3.0D10*VFR/(360.0D0*F0*1.0D9)
WRITE(*,13)
13 FORMAT(2X,'REL. W/H',8X,'REL. S/H',6X,'ANCHO (CMS)')
WRITE(*,5) AA, BB, W
5 FORMAT(' W/H=',F7.3,2X,'S/H=',F13.10,2X,'W=',F7.3)
WRITE(*,52)
52 FORMAT(' ESPACIAMIENTO (CMS)',2X,'LARGO (CMS)')
WRITE(*,53) S, ALONG
53 FORMAT(3X,'S=',F13.10,5X,'L=',F7.3)
WRITE(*,10)
10 FORMAT(' VELOCIDAD DE FASE RELATIVA')
WRITE(*,11) VFR
11 FORMAT(8X,'VFR=',F7.3)
RETURN
END
```

APENDICE 2

MODO DE EMPLEO DE FIPARE

```
*****
*   F   I   P   A   R   E   *
*   FILTROS. PASABANDA CON RESONADORES *
*   (SINTESIS) *
*   CICBAS U. DE C. MARZO DE 1987 *
*   ALEJANDRO DUENAS JIMENEZ *
*****
```

DAME LAS FRECUENCIAS

INFERIOR Y SUPERIOR

EN LA BANDA DE PASO (GHz): 1.7 1.8

QUE RIZO DESEAS? (dB): 0.5

QUE ATENUACION FUERA DE BANDA DESEAS? (dB): 30.0

A QUE FRECUENCIA? (GHz): 1.9

CON CUANTOS RESONADORES DESEAS INICIAR? 3

DAME LA CONSTANTE DIELECTRICA DEL MATERIAL: 10.5

DAME EL ESPESOR DEL DIELECTRICO (CMS): 0.07874

DAME EL ESPESOR DEL CONDUCTOR (CMS): 0.0017

CON QUE LONGITUD ELECTRICA? (GRADOS): 90.0

DAME LA IMP. CARACT. EFECT./DEL SIST. (OHMS): 50.0

CUANTAS ITERACIONES DESEAS? 10

DAME EL CAMBIO EN LOS VALORES

DE LAS VARIABLES USADAS

PARA ESTIMAR LAS DERIVADAS PARCIALES: 0.001

DAME LOS VALORES DE LAS TOLERANCIAS

DE LAS VARIABLES Y LAS FUNCIONES: 0.000001 0.000005

ESTA SUBROUTINA AUTOGENERA VALORES

INICIALES DE W/H Y S/H EN DOS INTERVALOS.

INTERVALO 1: (0.1.LL.S/H, W/H.LE.2.0)

INTERVALO 2: CERCANO A LOS LIMITES DEL ANTERIOR

SI LA SUBROUTINA NO CONVERGE CON VARIOS

INTENTOS DE VALORES INICIALES EN UN INTERVALO

PROBAR CON EL OTRO.

CON QUE INTERVALO DESEAS INICIAR? (1 O 2): 1

DESPUES DE LA ITERACION No. 1 LOS VALORES X Y F SON:

0.88639      0.27772

0.00000      0.85554

DESPUES DE LA ITERACION No. 2 LOS VALORES X Y F SON:

0.82710      0.43232



-0.00941      0.17577

DESPUES DE LA ITERACION No. 3 LOS VALORES X Y F SON:

0.81391      0.48749

-0.001097      0.01117

DESPUES DE LA ITERACION No. 4 LOS VALORES X Y F SON:

0.81316      0.49173

0.00000      0.00004

DESPUES DE LA ITERACION No. 5 LOS VALORES X Y F SON:

0.81316      0.49174

0.00000      0.00000

REL. W/H      REL. S/H      ANCHO (CMS)  
W/H= 0.813      S/H= 0.4917427897      W= 0.064  
ESPACIAMIENTO (CMS)      LARGO (CMS)  
S= 0.0387198292      L= 1.660  
VELOCIDAD DE FASE RELATIVA

VFR= 0.387

IMPEDANCIAS CARACT. EN MODO PAR E IMPAR (OHMS)

ZCP 1= 64.668      ZCI 1= 40.955

IMPEDANCIA CARACTERISTICA EFECTIVA (OHMS)

ZC= 50.000

ESTA SUBROUTINA AUTOGENERA VALORES

INICIALES DE W/H Y S/H EN DOS INTERVALOS.

INTERVALO 1: (0.1.LE.S/H, W/H.LE.2.0)

INTERVALO 2: CERCANO A LOS LIMITES DEL ANTERIOR

SI LA SUBROUTINA NO CONVERGE CON VARIOS

INTENTOS DE VALORES INICIALES EN UN INTERVALO

PROBAR CON EL OTRO.

CON QUE INTERVALO DESEAS INICIAR? (1 O 2): 1

DESPUES DE LA ITERACION No. 1 LOS VALORES X Y F SON:

1.03613      0.94520

0.00000      0.58201

DESPUES DE LA ITERACION No. 2 LOS VALORES X Y F SON:

0.95113      1.41976

-0.04557      0.12196

DESPUES DE LA ITERACION No. 3 LOS VALORES X Y F SON:

0.94001      1.71387

-0.01025      0.01985

DESPUES DE LA ITERACION No. 4 LOS VALORES X Y F SON:

0.94637      1.79408

-0.00056      0.00098

DESPUES DE LA ITERACION No. 5 LOS VALORES X Y F SON:

0.94640      1.79866

0.00000      0.00000

REL. W/H      REL. S/H      ANCHO (CMS)

W/H= 0.946    S/H= 1.7986636162    W= 0.075

ESPACIAMIENTO (CMS)    LARGO (CMS)

S= 0.1416267753      L= 1.638

VELOCIDAD DE FASE RELATIVA

VFR= 0.382

IMPEDANCIAS CARACT. EN MODU PAR E IMPAR (OHMS)

ZCP 2= 53.622      ZCI 2= 46.838

IMPEDANCIA CARACTERISTICA EFECTIVA (OHMS)

ZC= 50.000

ESTA SUBROUTINA AUTOGENERA VALORES

INICIALES DE W/H Y S/H EN DOS INTERVALOS.

INTERVALO 1: (0.1 LE. S/H, W/H LE. 2.0)

INTERVALO 2: CERCANO A LOS LIMITES DEL ANTERIOR

SI LA SUBROUTINA NO CONVERGE CON VARIOS

INTENTOS DE VALORES INICIALES EN UN INTERVALO

PREPAR CON EL OTRO.

CON QUE INTERVALO DESEAS INICIAR? (1 O 2): 1

DESPUES DE LA ITERACION No. 1 LOS VALORES X Y F SON:

1.03613      1.94520

0.00000      0.58201

DESPUES DE LA ITERACION No. 2 LOS VALORES X Y F SON:

0.95113      1.41976

-0.04557      0.12196

DESPUES DE LA ITERACION No. 3 LOS VALORES X Y F SON:

0.94621      1.71387

-0.01025      0.01985

DESPUES DE LA ITERACION No. 4 LOS VALORES X Y F SON:

0.94637      1.79408

-0.00056      0.00098

DESPUES DE LA ITERACION No. 5 LOS VALORES X Y F SON:

0.94640      1.79866

0.00000      0.00000

REL. W/H      REL. S/H      ANCHO (CMS)

W/H= 0.946    S/H= 1.7986636162    W= 0.075

ESPACIAMIENTO (CMS)    LARGO (CMS)

S= 0.1416267753      L= 1.638  
 VELOCIDAD DE FASE RELATIVA  
     VFR= 0.382  
 IMPEDANCIAS CARACT. EN MODO PAR E IMPAR (OHMS)  
     ZCP 3= 53.622                      ZCI 3= 46.838  
 IMPEDANCIA CARACTERISTICA EFECTIVA (OHMS)  
     ZC= 50.000  
 LA SUBROUTINA AUTOGENERA VALORES  
 INICIALES DE W/H Y S/H EN DOS INTERVALOS.  
 INTERVALO 1: (0.1.LE.S/H, W/H.LE.2.0)  
 INTERVALO 2: CERCANO A LOS LIMITES DEL ANTERIOR  
 SI LA SUBROUTINA NO CONVERGE CON VARIOS  
 INTENTOS DE VALORES INICIALES EN UN INTERVALO  
 PROBAR CON EL OTRO.  
 CON QUE INTERVALO DESEAS INICIAR? (1 O 2): 1

DESPUES DE LA ITERACION No. 1 LOS VALORES X Y F SON:

0.88639              0.27772

0.00000              0.85554

DESPUES DE LA ITERACION No. 2 LOS VALORES X Y F SON:

0.82710              0.43232

-0.00941              0.17577

DESPUES DE LA ITERACION No. 3 LOS VALORES X Y F SON:

0.81391              0.48749

-0.00109              0.01117

DESPUES DE LA ITERACION No. 4 LOS VALORES X Y F SON:

0.81316              0.49173

0.00000              0.00004

DESPUES DE LA ITERACION No. 5 LOS VALORES X Y F SON:

0.81316              0.49174

0.00000              0.00000

REL. W/H              REL. S/H              ANCHO (CMS)  
 W/H= 0.313    S/H= 0.4017427897    W= 0.064  
 ESPACIAMIENTO (CMS)    LARGO (CMS)  
 S= 0.0007198292      L= 1.660  
 VELOCIDAD DE FASE RELATIVA  
     VFR= 0.387  
 IMPEDANCIAS CARACT. EN MODO PAR E IMPAR (OHMS)  
     ZCP 4= 64.668                      ZCI 4= 40.955  
 IMPEDANCIA CARACTERISTICA EFECTIVA (OHMS)  
     ZC= 50.000  
 Execution terminated : 0



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**IX CURSO INTERNACIONAL DE  
TELECOMUNICACIONES**

**MÓDULO I:**

**TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS**

**TEMA:**

**ANTENAS**

**CONFERENCISTA  
M. EN C. JORGE SOSA PEDROZA  
PALACIO DE MINERÍA  
MAYO 2000**

## C A P I T U L O    I I . 4

### ANTENAS ELEMENTALES

#### II.4.1    ANTENAS DIPOLARES.

##### ELEMENTO DE CORRIENTE O DIPOLO ELECTRICO DE CORRIENTE

Definición . Se considera como elemento de corriente a una corriente filamental  $I$  que circula en un conductor de longitud diferencial  $dl$ .

La idea de emplear elementos diferenciales se origina de suponer que la corriente puede formarse por estos pequeños elementos, cada uno de la longitud  $dl$ , que al ser tan pequeña, la corriente sobre esta longitud es esencialmente constante.

Aunque por si solo, el elemento de corriente pudiera decirse que es impráctico, debe entenderse que la corriente que circula por cualquier antena práctica puede considerarse consistente de un gran número de tales elementos de corriente. Por esto, si se conoce el campo electromagnético correspondiente al elemento se puede precisar el respectivo campo electromagnético relacionado a cualquier distribución de corriente específica de una antena.

La figura (II.4.1) muestra un elemento diferencial de corriente localizado en el origen y un punto  $p$  colocado a una distancia  $R$  en coordenadas esféricas.

Los campos E y H se obtienen a partir del potencial vectorial  $\vec{A}$  en el punto p y usando las ecuaciones de Maxwell:

$$\mu \mathbf{H} = \nabla \times \vec{A} \quad (\text{II.4.1})$$

y de:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (\text{II.4.2})$$

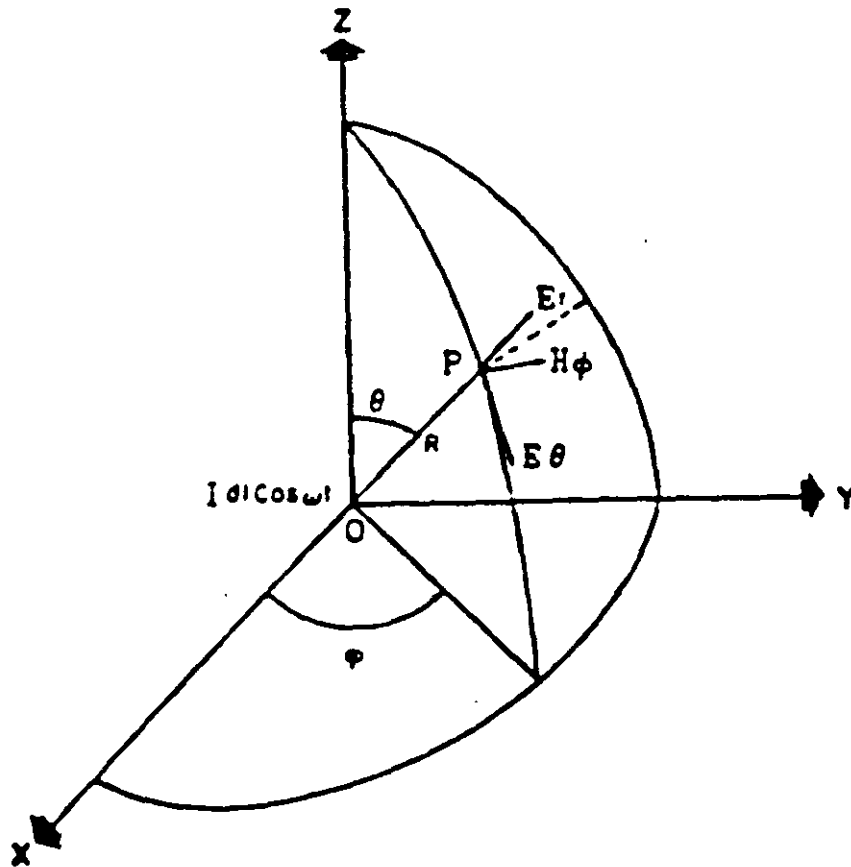


Figura II.4.1

y:

$$\vec{A}(r) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{Vol} \frac{J(t-r/v)}{R} dv \quad (\text{II.4.3})$$

Que indica que el potencial vectorial  $\vec{A}$  consiste de una integración sobre el área transversal del elemento y una integración a lo largo de su longitud. Ya que, además:

$$\int J da = I$$

Y como se supone una longitud en la que la corriente  $I$  es constante, la integración a lo largo de esta longitud es  $Idl$  entonces:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \frac{Idl \cos\omega(t - \frac{r}{v})}{r} \quad (\text{II.4.4})$$

Pasando la expresión a coordenadas esféricas:

$$A_r = A_z \cos\theta = \frac{\mu}{4\pi} \frac{Idl \cos\omega(t - \frac{r}{v})}{r} \cos\theta \quad (\text{II.4.5})$$

$$A_\theta = -A_z \sin\theta = -\frac{\mu}{4\pi} \frac{Idl \cos\omega(t - \frac{r}{v})}{r} \sin\theta \quad (\text{II.4.6})$$

$$A_\phi = 0 \quad (\text{II.4.7})$$

De la ecuación (II.4.1) se tiene que la componente  $H_r$  en coordenadas esféricas es:

$$H_r = \frac{1}{\mu} \frac{1}{r \text{Sen} \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\text{Sen} \theta A_\phi) - \frac{\partial A_\theta}{\partial \phi}$$

Usando  $A_\phi$  y considerando que, por simetría  $\frac{\partial A_\theta}{\partial \phi} = 0$  se tiene:

$$H_r = 0 \quad (\text{II.4.8})$$

De la misma manera, se obtiene que:

$$H_\theta = \frac{1}{\mu} (\nabla \times \mathcal{A})_\theta = 0 \quad (\text{II.4.9})$$

Por lo anterior, solo existe la componente  $H_\phi$  dada por:

$$H_\phi = \frac{1}{\mu r} \left( \frac{\partial}{\partial r} (r A_\theta) - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right)$$

Sustituyendo  $A_\theta$  y  $A_r$ , efectuando operaciones y considerando  $t' = t - r/v$  se tiene:

$$H_\phi = \frac{IdI \text{Sen} \theta}{4\pi} \left( - \frac{\omega \text{Sen} \omega t'}{r v} + \frac{\text{Cos} \omega t'}{r^2} \right) \quad (\text{II.4.10})$$



Ahora bien, el campo eléctrico se obtiene de la ecuación (II.4.2):

$$E = \frac{1}{c} \int \nabla \times H dt.$$

Donde  $\nabla \times H$  esta dada por:

$$\begin{aligned} \nabla \times H &= \frac{1}{r \text{Sen} \theta} \left( \frac{\partial}{\partial \theta} (\text{Sen} \theta H_\phi) - \frac{\partial H_\theta}{\partial \theta} \right) \hat{r} + \left( \frac{1}{r \text{Sen} \theta} \frac{\partial H_r}{\partial \theta} - \frac{1}{r} \frac{\partial (r H_\phi)}{\partial r} \right) \theta \\ &+ \frac{1}{r} \left( \frac{\partial}{\partial r} (r H_\theta) - \frac{\partial H_r}{\partial \theta} \right) \hat{\phi} = \left( \frac{1}{r \text{Sen} \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\text{Sen} \theta H_\theta) \right) \hat{r} - \frac{1}{r} \frac{\partial (r H_\phi)}{\partial r} \theta \end{aligned}$$

Sustituyendo las componentes de  $H$  dadas en las ecuaciones (II.4.8), (II.4.9) y (II.4.10) se puede escribir:

$$\begin{aligned} (\nabla \times H)_r &= \frac{1}{r \text{Sen} \theta} \left( \frac{\partial}{\partial \theta} \text{Sen} \theta \frac{Idl \text{Sen} \theta}{4\pi} \left( \frac{-\omega \text{Sen} \omega t'}{rv} + \frac{\text{Cos} \omega t'}{r^2} \right) \right) \\ &= \frac{Idl}{4\pi r \text{Sen} \theta} \left( \frac{-\omega \text{Sen} \omega t'}{rv} + \frac{\text{Cos} \omega t'}{r^2} \right) \frac{\partial}{\partial \theta} (\text{Sen}^2 \theta) \end{aligned}$$

El campo eléctrico se obtiene realizando operaciones por lo que:

$$E_r = \frac{1}{\epsilon} \int (\nabla \times H)_r dt = \frac{2Idl \cos \theta}{4\pi\epsilon} \left( \frac{\cos \omega t'}{r^2 v} + \frac{\text{Sen} \omega t'}{\omega r^3} \right) \quad (\text{II.4.11})$$

$$E_\theta = \frac{1}{\epsilon} \int (\nabla \times H)_\theta dt = \frac{Idl \text{Sen} \theta}{4\pi\epsilon} \left( -\frac{\omega \text{Sen} \omega t'}{v^2 r} + \frac{\cos \omega t'}{vr^2} \frac{\text{Sen} \omega t'}{\omega r^3} \right) \quad (\text{II.4.12})$$

Y

$$E_\phi = 0 \quad (\text{II.4.13})$$

Se analizará a continuación el campo electromagnético creado por el elemento de corriente, expresado matemáticamente por el sistema de ecuaciones:

$$H_\phi = \frac{Idl \text{Sen} \theta}{4\pi} \left( \frac{\cos \omega t'}{r^2} - \frac{\omega \text{Sen} \omega t'}{rv} \right)$$

$$E_r = \frac{2Idl \cos \theta}{4\pi\epsilon} \left( \frac{\cos \omega t'}{r^2 v} + \frac{\text{Sen} \omega t'}{\omega r^3} \right)$$

$$E_\theta = \frac{Idl \text{Sen} \theta}{4\pi\epsilon} \left( \frac{\cos \omega t'}{vr^2} + \frac{\text{Sen} \omega t'}{\omega r^3} - \frac{\omega \text{Sen} \omega t'}{v^2 r} \right)$$

Se advierte de la expresión para  $H_\phi$  que consiste de dos términos, uno que varía con  $1/r$  y otro con  $1/r^2$ . Se interpreta fácilmente que el término que contiene a  $1/r^2$  predomina en los puntos cercanos al elemento  $dI$ , denominándose a este término "campo de inducción" y su valor está dado por:

$$\frac{IdI \text{Sen}\theta \text{Cos}\omega t'}{4\pi r^2} \quad (\text{II.4.14})$$

En la que se advierte que  $IdI \text{Sen}\theta = I \times dI$  con lo que el campo de inducción es:

$$\frac{I \times dI \text{Cos}\omega t'}{4\pi r^2} \quad (\text{II.4.15})$$

La expresión anterior representa la intensidad de campo magnético que puede obtenerse directamente de la Ley de Biot-Savart para el caso particular de una corriente alterna  $I \text{Cos}\omega t$ .

El término que varía con  $1/r$  se denomina "campo de radiación", y existe cuando se tiene corriente variable con el tiempo como es el caso considerado. Este término es el responsable de la transmisión de las ondas electromagnéticas hasta puntos lejanos del origen, ya que proporciona el flujo de energía hasta esos puntos. El término de inducción representa energía almacenada durante un cuarto de longitud de onda que regresa a la fuente durante el siguiente ciclo.

Los dos componentes del campo eléctrico,  $E_\theta$  y  $E_r$ , poseen los mismos términos que  $H_\theta$  en  $1/r$  en  $1/r^2$ , siendo su comportamiento similar al de la componente única del campo magnético  $H_\phi$ . Sin embargo, en ambas componentes eléctricas existe un término en  $1/r^3$ . Recordando la similitud de esta variación con las componentes del campo producido por un dipolo eléctrico, al término que posee esta variación se le conoce como "campo electrostático".

Un dipolo eléctrico es un sistema de dos cargas eléctricas de igual magnitud y signo contrario, separadas entre sí por una distancia tal que debe ser pequeña en comparación con la distancia hasta el punto considerado del campo.

Podríamos lograr una aproximación del elemento de corriente con el dipolo eléctrico, si bajo ciertas consideraciones hacemos que nuestro elemento de corriente termine en pequeñas esferas, en las que pudieran acumularse las cargas.

El punto de partida es la Ley de conservación de la carga que indica que; la suma algebraica de las cargas eléctricas de un sistema aislado es constante. Esta ley implica la existencia de una acumulación de carga en los extremos del elemento, dada por:

$$\frac{dq}{dt} = I \cos \omega t$$

Otro requisito es el que la corriente en nuestro elemento sea uniforme; para ello es necesario que el conductor sea muy delgado, evitando así que su capacidad distribuida influya en la capacidad que debe existir entre esferas. Y además los radios de las esferas deben de ser pequeños respecto a su separación  $d$ .

Con los arreglos anteriores se tiene esencialmente un dipolo eléctrico.

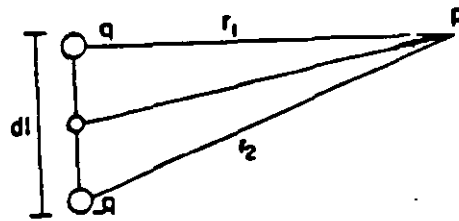


Figura II.4.2

$$\frac{dq}{dt} = I \cos \omega t$$

$$q = \frac{I \text{Sen} \omega t}{\omega} \quad (\text{II.4.16})$$

Recordando que la intensidad del campo electrostático, de un dipolo eléctrico, en el sistema de coordenadas esféricas  $r$ ,  $\theta$  y  $\phi$  de origen en el centro del dipolo, está dada por:

$$E_r = \frac{2p_e \text{Cos} \theta}{4\pi \epsilon r^3} \quad ; \quad E_\theta = \frac{p_e \text{Sen} \theta}{4\pi \epsilon r^3} \quad \text{y} \quad E_\phi = 0$$

En donde  $p_e = qdl$  es el momento eléctrico del dipolo. Comparando las intensidades del dipolo eléctrico, con las

intensidades  $E_{\theta}$  y  $E_r$  del elemento de corriente, tendremos:

$$E_{\theta} = \frac{qdl \text{Sen} \theta}{4\pi \epsilon r^3} \quad (\text{II.4.17})$$

$$E_r = \frac{2qdl \text{Cos} \theta}{4\pi \epsilon r^3} \quad (\text{II.4.18})$$

Substituyendo la ecuación (II.4.16) en las ecuaciones (II.4.17) y (II.4.18) se llega a las ecuaciones obtenidas para el elemento de corriente.

Para efectos de radiación de antenas el único término útil es el que contiene a  $\frac{1}{r}$ , pero con propósitos teóricos se emplearan, en algunos casos, los otros términos de las ecuaciones (II.4.10), (II.4.11) y (II.4.12).

#### POTENCIA RADIADA POR EL ELEMENTO DE CORRIENTE

Como se sabe, el flujo de potencia por unidad de área está dado por el vector de Poynting:

$$P = E \times H \quad (\text{II.4.19})$$

Se advierte también, que el vector  $\mathbf{P}$  es perpendicular tanto a  $\mathbf{E}$  como a  $\mathbf{H}$ .

Se tiene entonces:

$$\mathbf{P} = (E_{\theta}H_{\phi} - E_{\phi}H_{\theta})\hat{r} - (E_rH_{\phi} - E_{\phi}H_r)\hat{\theta} + (E_rH_{\theta} - E_{\theta}H_r)\hat{\phi}$$

Que de acuerdo con los valores para las componentes de los campos se reduce a:

$$\mathbf{P} = E_{\theta}H_{\phi}\hat{r} - E_rE_{\phi}\hat{\theta}$$

Sustituyendo las expresiones de los campos y efectuando operaciones se tiene:

$$P_r = \frac{I^2 d l^2 \text{Sen}^2 \theta}{16 \pi^2 \epsilon} \left( \frac{\text{Sen} 2\omega t'}{2\omega r^5} + \frac{\text{Cos} 2\omega t'}{v r^4} - \frac{\text{Sen} 2\omega t'}{v^2 r^3} + \frac{\omega^2}{2v^3 r^2} - \frac{\omega^2 \text{Cos} 2\omega t'}{2v^3 r^2} \right) \quad (\text{II.4.20})$$

y:

$$P_{\theta} = -\frac{I^2 d l^2 \text{Cos} \theta \text{Sen} \theta}{8 \pi^2 \epsilon} \left( -\frac{\omega \text{Sen} 2\omega t'}{2r^3 v^2} + \frac{\text{Cos} 2\omega t'}{r^4 v} + \frac{\text{Sen} 2\omega t'}{2\omega r^5} \right) \quad (\text{II.4.21})$$

Las expresiones encontradas para  $P_r$  y para  $P_{\theta}$  representan la

densidad de potencia instantánea radiada. Sin embargo, la potencia de mayor utilidad en este estudio es la potencia promedio radiada, o sea, la energía transmitida en un ciclo completo del ángulo  $2\pi t'$  a esta potencia se le denomina potencia promedio, y se expresa por:

$$\langle P \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T P dt \quad (\text{II.4.22})$$

De acuerdo con esta definición, el valor promedio de los términos en  $\text{Sen}2\pi t'$  y  $\text{Cos}2\pi t'$  en un ciclo completo es cero, por lo que, no existe densidad de la potencia radiada en la dirección  $\theta$ . Por tanto, la componente  $P_\theta$ , representa una densidad de potencia variable con un flujo neto de energía igual con cero.

Por otro lado el valor promedio de la componente  $P_r$  sobre un ciclo completo es:

$$P_r = \frac{\omega^2 I^2 dl^2 \text{Sen}\theta}{32 \pi^2 r^2 v^3 \epsilon} \frac{\text{watts}}{\text{m}^2} \quad (\text{II.4.23})$$

Que es también la densidad de potencia radiada.

De este valor obtenido para la componente  $P_r$ , indicada por la ecuación (II.4.23) se advierte que los únicos campos que intervienen en la transmisión de energía proveniente de la fuente, que es el elemento de corriente, son los campos  $H_\theta$  y  $E_\theta$ . Esto está de acuerdo con lo que antes se había deducido, el que a grandes distancias estos campos son los únicos de valor apreciable, pero además se observa que aún cerca del elemento de corriente, donde predominan los campos dipolar y de inducción, sólo los campos de radiación contribuyen a un flujo de potencia promedio hacia el exterior del elemento.



## IMPEDANCIA INTRINSECA DEL MEDIO

Los términos de radiación de  $E_\theta$  y  $H_\phi$  se encuentran en fase y están relacionados por:

$$Z = \frac{E_\theta}{H_\phi} \quad (\text{II.4.24})$$

donde;

$$H_\phi = \frac{Idl \text{Sen}\theta e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad (\text{II.4.25})$$

$$E_\theta = \eta Idl \text{Sen}\theta e^{-j\beta r} / 4\pi r \quad (\text{II.4.26})$$

Sustituyendo las expresiones (II.4.25) y (II.4.26) en (II.4.24) se tiene:

$$Z = \frac{\eta Idl \text{Sen}\theta e^{-j\beta r} / 4\pi r}{Idl \text{Sen}\theta e^{-j\beta r} / 4\pi r} = \eta \quad (\text{II.4.27})$$

Estando definida por:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (\text{II.4.28})$$

Para el espacio libre se tiene:

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \quad \text{hy/m}$$

y

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi \times 10^9} \quad \text{f/m}$$

Por lo que sustituyendo en (II.4.28)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{4\pi \times 10^{-7}}{\frac{1}{36\pi \times 10^9}}}$$

$$Z_0 = 120\pi = 377\Omega$$

En condiciones ideales. Sin embargo, debido a que tanto el valor de  $\mu$  como el de  $\epsilon$  varían con las condiciones climatológicas (barométricas, térmicas, etc.), un valor promedio para  $Z_0$  es  $300\Omega$ .

### POTENCIA TOTAL RADIADA

La potencia total radiada por el elemento de corriente puede calcularse sumando la densidad de potencia en cada dirección. Ya que el número de direcciones es infinito, la potencia total puede determinarse integrando la expresión para la densidad de potencia

radiada  $P_r$  sobre una superficie esférica centrada en el elemento de corriente. Este cálculo se hace con referencia a la figura (II.4.3).

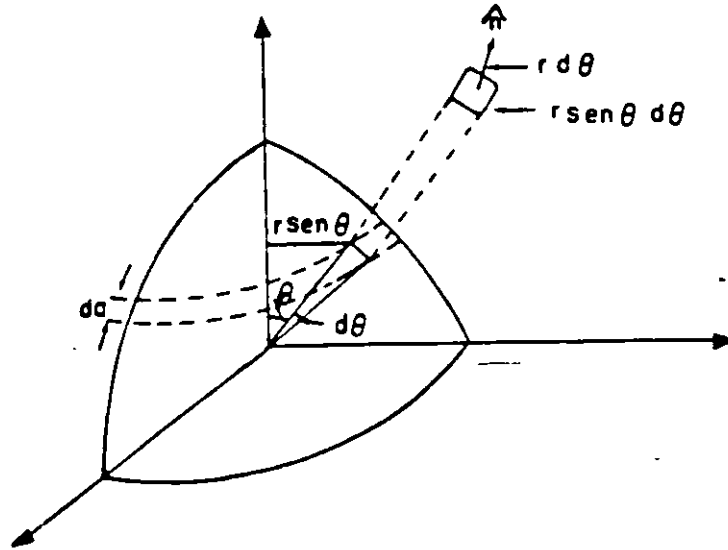


Figura II.4.3

De esta forma:

$$d\bar{a} = r^2 \text{Sen} \theta d\phi d\theta$$

Y ya que  $P_r$  es independiente del ángulo azimutal  $\phi$ :

$$\bar{a} = \int_0^{2\pi} r^2 \text{Sen} \theta d\theta d\phi$$

Por lo que la potencia total radiada es:

$$W_t = \int_s \mathcal{P}_r \cdot 2\pi r^2 \text{Sen}\theta d\theta r$$

$$W_t = \int \frac{\omega^2 I^2 d l^2 \text{Sen}^2\theta}{32\pi^2 r^2 v^3 \epsilon} (2\pi r^2 \text{Sen}\theta) d\theta$$

Considerando que:

$$\int_0^\pi \text{Sen}^3\theta d\theta = \frac{4}{3}$$

Se tiene:

$$W_t = \frac{I^2 d l^2 \omega^2}{16\pi \epsilon v^3} \frac{4}{3} = \frac{I^2 d l^2 \omega^2}{12\pi \epsilon v^3} \quad (\text{II.4.29})$$

Considerando la corriente efectiva y mediante alguna manipulación algebraica se llega a:

$$W_t = \frac{120\pi(2\pi) I_{ef}^2 d l^2}{3\lambda^2} = 80\pi^2 \left(\frac{d l}{\lambda}\right)^2 I_{ef}^2 \quad (\text{II.4.30})$$

Comparando esta relación con la expresión de la Ley de Joule

$$W = R I_{ef}^2$$

Se define la resistencia de radiación  $R$  como:

$$R_r = 80\pi^2 \left( \frac{dl}{\lambda} \right)^2 \Omega \quad (\text{II.4.31})$$

La resistencia de radiación, es un concepto similar al de la resistencia de la Ley de Joule, en la cual la  $W$  representa la potencia eléctrica que un conductor de resistencia  $R$  radía en forma de calor, por otro lado la ecuación (II.4.30) representa la potencia eléctrica que la resistencia de radiación radía en forma de energía electromagnética. En la mayoría de los casos se busca siempre que la energía calorífica radiada por un conductor se mantenga tan baja como sea posible ya que se considera energía perdida, sin embargo en antenas la potencia debe ser tan grande como se pueda puesto que esa es la función de una antena transmisora por lo que la resistencia de radiación se desea tan grande como sea posible. En la ecuación (II.4.31) se observa que la magnitud de  $R_r$  depende de la relación entre la longitud de la antena y  $\lambda$  por lo que se deduce que a mayor longitud mayor resistencia de radiación y más potencia radiada.

#### APLICACION A ANTENAS

Los conceptos obtenidos para el elemento de corriente pueden aplicarse en el estudio de antenas prácticas, siendo la aplicación más útil y directa la del dipolo corto. El dipolo corto consiste de dos conductores alineados y alimentados en el centro, y cuya longitud física es corta en comparación con la longitud de onda de la potencia radiada. En la figura (II.4.4) se ilustra la distribución de corriente en esta antena.

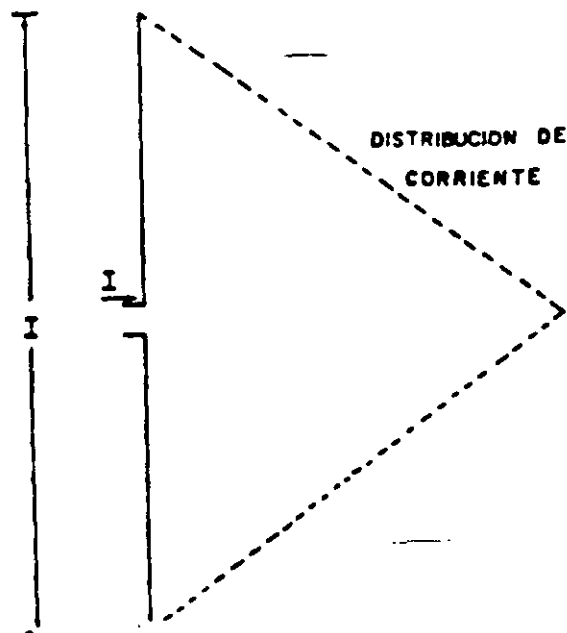


Figura II.4.4

Se observa que la corriente es máxima al centro del dipolo y disminuye hacia los extremos.

Debido a la condición de dipolo, el campo electromagnético como la corriente que lo produce quedan reducidos a la mitad, lo que determina que la potencia radiada disminuye a la cuarta parte de la potencia del elemento de corriente por sí solo.

Entonces para una corriente efectiva igual  $I'_{ef}$  en un dipolo de longitud  $L$ , la resistencia de radiación es:

$$R_{rad} = 20\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 = 200 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{II.4.32})$$

Otro tipo de antena corta es el monopolo o antena vertical montada sobre una superficie conductora. Este tipo de antena produce la misma intensidad de campo sobre el plano (ver figura II.4.5) que el dipolo de longitud  $2H$ .

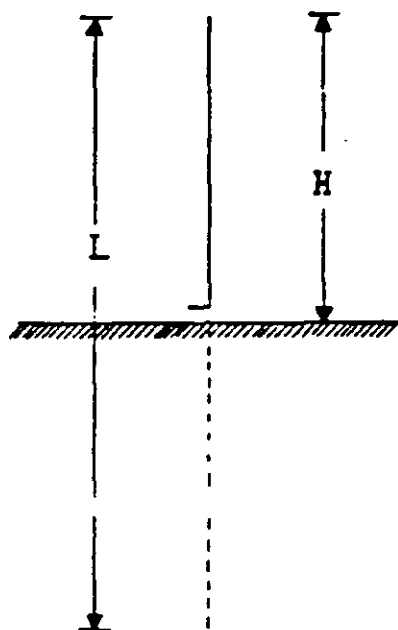


Figura II.4.5a

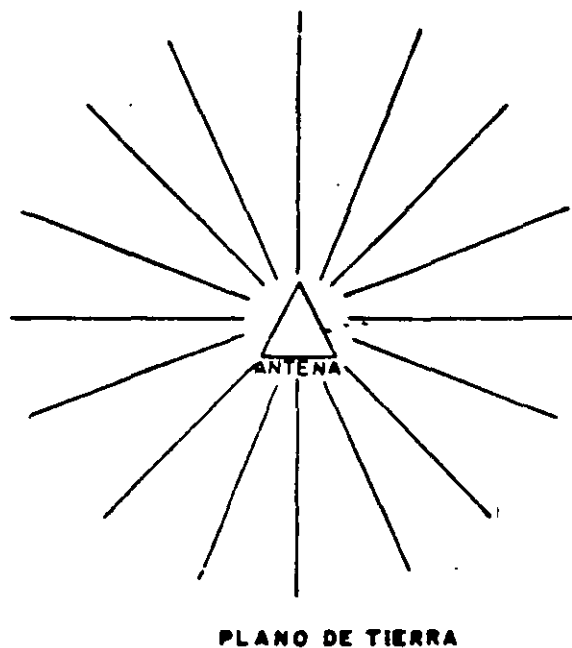


Figura II.4.5b

Sin embargo, la antena vertical radia solo por encima del plano de tierra por lo que su potencia es sólo la mitad de la del dipolo correspondiente. De este modo, la resistencia de radiación del monopolo de altura  $H = L/2$  es:

$$R_{rad} = 10\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 = 10\pi^2 \left(\frac{2H}{\lambda}\right)^2 = 40\pi^2 \left(\frac{H}{\lambda}\right)^2$$

$$R_{rad} = 400 \left(\frac{H}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{II.4.33})$$

Las expresiones (II.4.32) y (II.4.33) son válidas únicamente para antenas cortas, pero son buenas aproximaciones para dipolos de longitud hasta de  $\lambda/4$  y monopolos de  $\lambda/8$ .

Las antenas cortas son útiles para el trabajo con bajas frecuencias, rango en el que su uso es prácticamente inevitable. Las características de estas antenas influyen en su utilización en vehículos, y en general donde existen limitaciones de espacio.

### ESPIRA ELECTRICA

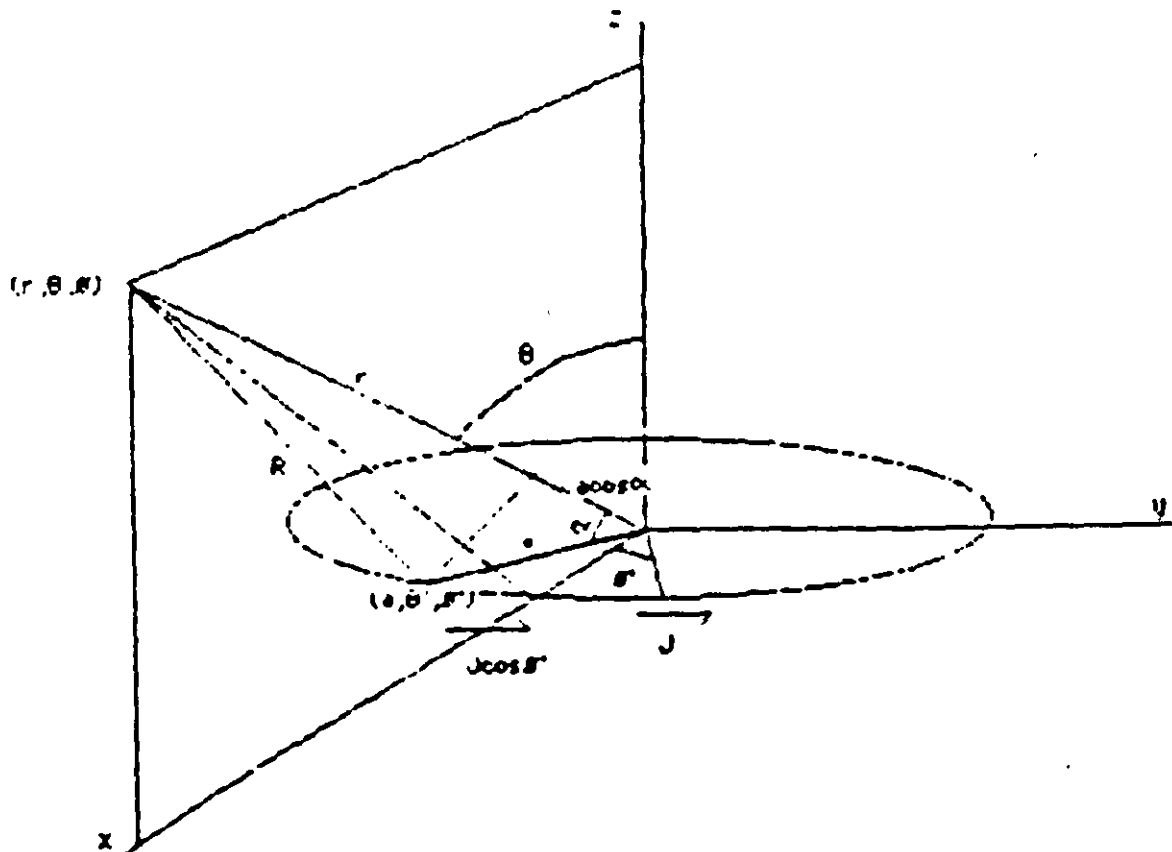


Figura II.4.6



Supongamos que se tiene una espira localizada en el plano xy por la que circula una corriente I uniformemente distribuida como muestra la figura II.4.6. La espira está centrada en el origen. Bajo estas condiciones, en coordenadas cilíndricas solo existe corriente en el dirección  $\phi$ , sin pérdida de generalidad, el punto de observación se localiza en el plano xz, entonces:

$$A_{\phi} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{vol} \frac{J'_{\phi} e^{-jBR}}{R} dv$$

Se observa que en punto (p, A) tiene solo dirección y ya que las componentes x de los elementos de corrientes se cancelan cuando se integran en la espira, por lo que:

$$J'_{\phi} = J_{\phi} \cos \phi'$$

Entonces:

$$A_{\phi'} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{vol} \frac{J \cos \phi'}{R} e^{-jBR} dv = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{J \cos \phi' e^{-jBR}}{R} a d\rho' d\phi' dz'$$

$$A_{\phi} = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{a I \cos \phi'}{R} e^{-jBR} d\phi' \quad (\text{II.4.34})$$

Se considera que  $R = r$  para efectos de distancia y  $R = r - a \cos \alpha$  para efectos de fase por lo que:

La ecuación tiene la solución siguiente:

$$A_{\phi} = \frac{\mu I a e^{-j\beta r}}{2r} J_1(\beta a \text{ Sen}\theta) \quad (\text{II.4.36})$$

donde  $J_1(\beta a \text{ Sen}\theta)$  representa la función de Bessel de 1<sup>er</sup> Orden con argumento  $\beta a \text{ Sen}\theta$ . Sin embargo, si se considera que  $a \ll \lambda$  entonces se puede escribir como:

$$A_{\phi} = \frac{\mu I a e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int_0^{2\pi} \text{Cos}\phi' (1 + j\beta a \text{ Sen}\theta \text{ Cos}\phi') \cdot d\phi'$$

cuya solución es:

Para determinar  $H$  se utiliza:

$$\mu H = \nabla \times A_{\phi} = \frac{1}{r \text{ Sen}\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \text{Sen}\theta A_{\phi} r - \frac{1}{r} \frac{\partial r A_{\phi}}{\partial r} \theta$$

Efectuando operaciones y tomando únicamente el campo de radiación:

$$H_{\theta} = - \frac{I a^2 \pi \beta \text{ Sen}\theta}{2r\lambda} e^{-j\beta r} = - \frac{I \pi^2 \text{ Sen}\theta}{r} \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 e^{-j\beta r}$$

(II.4.38)

y por tanto:

$$E_{\phi} = -nH_{\theta} = \frac{I^2 \pi^2 \text{Sen}\theta}{r} \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 e^{-j\beta r} \quad (\text{II.4.39})$$

La potencia total radiada por la espira se determina a partir de:

$$W = \int P \cdot da$$

donde:

$$P = \frac{1}{2} E \times H^* = \frac{I^2 \pi^4 \text{Sen}^2\theta}{2r^2} \left(\frac{a}{\lambda}\right)^4$$

entonces:

$$W = \pi^5 I^2 n \left(\frac{a}{\lambda}\right)^4 \frac{4}{3}$$

Para el espacio libre

$$W = 160 \pi^6 I^2 \left(\frac{a}{\lambda}\right)^4 \quad (\text{II.4.40})$$

Que puede escribirse como:

$$W = 20 (S\beta^2)^2 I_{ef}^2 \quad (\text{II.4.41})$$

donde  $S = \pi a^2$  es el área de la espira. La resistencia de radiación

de la antena es:

$$R_r = 20(SB^2)^2 \quad (\text{II.4.42})$$

De la ecuación (II.4.42) se observa que la resistencia de radiación depende del área de la espira por lo que el resultado puede generalizarse para cualquier antena de malla, no importa su importando su forma

$$R_r = 20(AB^2)^2$$

donde A representa el área de la malla. Sin embargo, la generalización es válida cuando el perímetro de la espira es aproximadamente  $\frac{1}{3}$ .

### FUENTES MAGNETICAS

El dipolo magnético y la espira magnética son fuentes elementales hipotéticas (no existen cargas magnéticas aisladas) cuyas ecuaciones representativas se presentan a continuación. Aunque no existen cargas magnéticas aisladas, por analogía con fuentes eléctricas puede determinarse el campo de radiación de este tipo de antenas. La importancia del análisis de fuentes magnéticas radica en que los resultados pueden utilizarse para determinar las características de antenas ranuradas.

## DIPOLO MAGNETICO

Si por el dipolo magnético—(a semejanza del elemento de corriente se ubica en el origen de coordenadas), circula la corriente  $I_M$ , el potencial vectorial del dipolo es:

$$A_{zH} = \frac{I_M dl}{4\pi} \frac{e^{-jBr}}{r} \quad (\text{II.4.43})$$

En donde:

$I_M dl$  Es el momento del dipolo magnético.

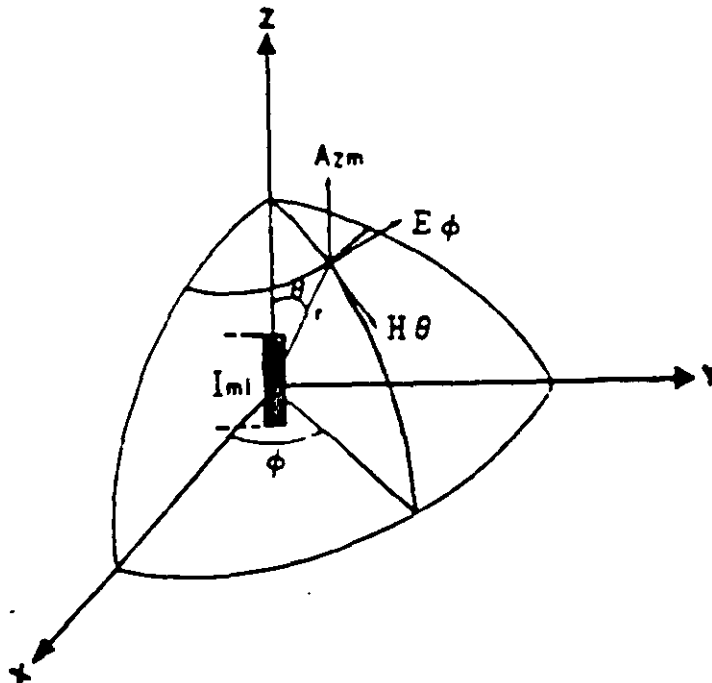


Figura II.4.7

siguiendo el procedimiento que se aplicó para obtener las componentes del campo electromagnético de un elemento de corriente, se obtiene para el dipolo magnético que sus componentes de campo eléctrico y magnético, en la zona de radiación son:

$$E_{\theta} = - \frac{I_M d l B}{4\pi} \text{Sen}\theta \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (\text{II.4.44})$$

$$H_{\theta} = \frac{I_M d l B^2}{j\pi\omega\mu} \text{Sen}\theta \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (\text{II.4.45})$$

Si comparamos las expresiones matemáticas de radiación de un dipolo eléctrico con las de un dipolo podemos concluir con la siguiente regla: Si el momento de corriente del dipolo eléctrico es igual al momento de corriente del dipolo magnético el campo magnético del dipolo eléctrico es igual al campo eléctrico del dipolo magnético con signo contrario. Además el campo eléctrico de un dipolo eléctrico difiere del campo magnético de un dipolo magnético por la cantidad  $\epsilon^2 = \frac{\mu}{\epsilon}$ .

La potencia radiada por el dipolo magnético, calculada por el método del vector de Poynting, es:

$$W = \frac{1}{2} I_M^2 G_M \quad (\text{II.4.46})$$

Donde  $G_M$  es la conductancia de radiación del dipolo

magnético y esta dado por:

$$G_H = \frac{\pi}{3} \frac{1}{n} \left( \frac{dl}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{II.4.47})$$

La relación entre conductancia y resistencia de radiación está dada por:

$$G_H = \frac{R_{rad}}{n^2} \quad (\text{II.4.48})$$

Donde:

$$R_{rad} = 80\pi^2 \left( \frac{dl}{\lambda} \right)^2$$

### ESPIRA MAGNETICA

Se considera que la espira magnética elemental está alimentada con una distribución uniforme de corriente  $I^M$ . Si el centro de la espira coincide con el origen de coordenadas en el plano xy, por analogía con la espira eléctrica podemos escribir inmediatamente las expresiones para la intensidad de campo de la espira magnética en la zona de radiación:

$$E_\theta = I_1^M \pi^2 \left( \frac{a}{\lambda} \right)^2 \text{Sen}\theta \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (\text{II.4.49})$$

$$H_\phi = I_1^M \frac{\pi^2}{n} \left( \frac{a}{\lambda} \right)^2 \text{Sen}\theta \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (\text{II.4.50})$$

## ANTENAS CON DISTRIBUCION SENOIDAL DE CORRIENTE

Se ha establecido que el campo electromagnético radiado por una antena depende de la distribución de corriente que exista en la misma. Sin embargo, en la práctica es difícil encontrar la distribución de corriente de una antena por lo que consideramos en la práctica a la antena como una línea de transmisión en circuito abierto, de modo que la distribución de corriente sea esencialmente senoidal, siendo cero en sus extremos. Si es necesario mayor exactitud es preciso emplear entonces una distribución más parecida a la real, aunque se ha demostrado que la suposición es válida para la mayoría de los casos prácticos.

Una antena dipolar es un radiador recto, formado por dos conductores colineales, separados por un dieléctrico generalmente alimentado en su centro que produce un máximo de radiación en el plano normal al eje y de la antena cuya longitud específica es la longitud total.

Del análisis de la distribución de cargas y corrientes en una antena dipolar se obtienen las siguientes conclusiones:

- a) Los nodos de corrientes (ceros) y los antinodos de las cargas (máximas) están ubicados en los extremos de la antena.
- b) Los nodos de las cargas y los antinodos de las corrientes están ubicados a una distancia de  $\lambda/4$  a partir de los extremos del dipolo.
- c) Las corrientes y cargas, en cualquier punto del dipolo están en cuadratura ( $90^\circ$  fuera de fase).



- d) La ubicación de un antinodo, nodo o cualquier valor intermedio de corriente, con relación al punto de excitación, depende de la relación entre la longitud del dipolo y la longitud de onda.
- e) La distribución de corriente es senoidal.

Debido a la característica de imagen, una antena monopolar se comporta esencialmente como un dipolo y ambas tienen las mismas características de radiación, por lo que el campo de radiación de ambas puede resolverse como un solo problema, considerándose la diferencia en la altura  $H$  del monopolo y la longitud  $L = 2H$  del dipolo.

### RADIACION DE ANTENAS MONOPOLARES Y DIPOLARES

Considérese la figura (II.4.8) que esquematiza la radiación de una antena monopolar o dipolar sobre un punto  $P$  en el espacio.

Ya que se considera una distribución de corriente senoidal:

$$I = I_{m\acute{a}x} \text{ Sen}B(H-z) \text{ para } z > 0 \quad (\text{II.4.51})$$

Y

$$I = I_{m\acute{a}x} \text{ Sen}B(H+z) \text{ para } z < 0 \quad (\text{II.4.52})$$

Siendo  $I_{m\acute{a}x}$  la corriente en la antena.

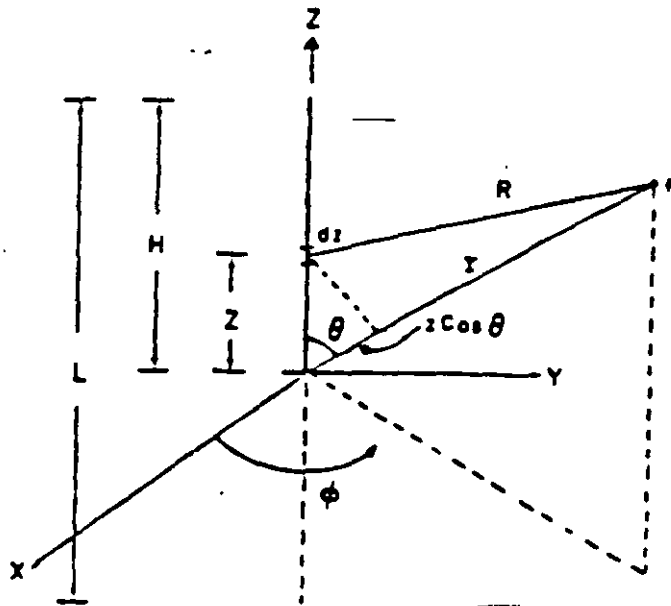


Figura II.4.8

El interés principal en el análisis se centra en la determinación de las componentes de los campos  $H_\theta$  y  $E_\theta$  para encontrar la potencia de la radiación electromagnética en el punto P.

De la figura (II.4.8) se advierte que:

$$R = r - Z \cos \theta \quad (\text{II.4.53})$$

Para encontrar  $H_\theta$  y  $E_\theta$  se parte de la expresión del potencial vectorial  $\vec{A}$  y debido a que este potencial tiene la misma dirección que el campo:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{J e^{-jAr}}{R} dv$$

Ahora bien, por definición:

$$Jdv = Idz$$

Y entonces:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_0^H \frac{I_m \text{Sen}\beta(H-z) e^{j\beta r}}{R} dz + \int_{-H}^0 \frac{I_m \text{Sen}\beta(H+z) e^{-j\beta r}}{R} dz$$

Para efectos de distancia se tiene que  $R \approx r$ , aproximación que se emplea en los denominadores dentro de las integrales de la ecuación anterior sin embargo para efectos de fase se debe usar la expresión (II.4.53)

Tomando tal aproximación:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \left[ \int_0^H \frac{I_m \text{Sen}\beta(H-z) e^{-j\beta(r-z\cos\theta)}}{r} dz + \int \frac{I_m \text{Sen}\beta(H+z) e^{-j\beta(r-z\cos\theta)}}{r} dz \right]$$

O bien:

$$A_z = \frac{I_m \mu e^{-j\beta r}}{4\pi r} \left[ \int_0^H \text{Sen}\beta(H-z) e^{j\beta z \cos\theta} dz + \int_{-H}^0 \text{Sen}\beta(H+z) e^{j\beta z \cos\theta} dz \right]$$

Integrando se tiene:

$$A_z = \frac{\mu I_m e^{-j\beta r}}{2\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}^2\theta}$$

A continuación se calcula  $H_\phi$

$$\begin{aligned} H_\phi &= -\frac{1}{\mu} \text{Sen}\theta \frac{\partial A_z}{\partial r} = -\frac{1}{\mu} \text{sen}\theta \frac{\partial}{\partial r} \left| \frac{\mu I_m e^{-j\beta r}}{2\pi\beta r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}^2\theta} \right| \\ &= -\frac{I_m \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{2\pi\beta \text{Sen}\theta} \frac{\partial}{\partial r} \frac{e^{-j\beta r}}{r} = -\frac{I_m \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{2\pi\beta \text{Sen}\theta} \frac{-j\beta r e^{-j\beta r} - e^{-j\beta r}}{r^2} \\ H_\phi &= \frac{I_m \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta 2\pi\beta} \left| \frac{j\beta}{r} e^{-j\beta r} + \frac{1}{r^2} e^{-j\beta r} \right| \end{aligned}$$

Como solo interesa el campo de radiación:

$$H_\phi = j \frac{I_m \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{2\pi r \text{Sen}\theta} e^{-j\beta r} \quad (\text{II.4.54})$$

El campo  $E_\theta$  se obtiene de:

$$E_\theta = -H_\phi$$

por lo que:

$$E_{\theta} = \frac{j^n I_m \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{2\pi r \text{Sen}\theta} e^{-j\beta r} = \frac{j 120\pi I_m \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{2\pi r \text{Sen}\theta} e^{-j\beta r}$$

$$E_{\theta} = \frac{j 60 I_m \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{r \text{Sen}\theta} e^{-j\beta r} \quad (\text{II.4.55})$$

Se observa que se han obtenido expresiones en las que  $E_{\theta}$  y  $H_{\phi}$  son cantidades imaginarias, debido a que para el cálculo de la potencia se necesitan la magnitud de estos, se tiene:

$$H_{\phi} = \frac{I_m}{2\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta} \text{ A/m} \quad (\text{II.4.56})$$

$$E_{\theta} = \frac{60 I_m}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta} \text{ V/m} \quad (\text{II.4.57})$$

Debido a que  $E_{\theta}$  y  $H_{\phi}$  están en fase, el valor máximo del vector de Poynting es el producto de los valores pico:

$$P_{\max} = \left| \frac{I_m}{2\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta} \right| \left| \frac{60 I_m}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta} \right|$$

$$P_{\max} = \frac{30 I_m^2}{\pi r^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}^2\theta}$$

La potencia total radiada es la suma de las potencias instantáneas sobre una superficie semiesférica que rodea a la antena monopolar; es decir:

$$W = \int_S P \cdot d\bar{a} = \int_0^{\pi/2} \frac{n I_m^2}{8\pi^2 r^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}^2\theta} (2\pi^2 r^2 \text{Sen}\theta) d\theta$$

$$W = \int_0^{\pi/2} \frac{n I_m^2}{4} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta} d\theta$$

La solución de esta última integral solo es posible mediante un método numérico. Por ejemplo, con el uso del método de Simpson se obtiene:

$$\int_0^{\pi/2} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta} d\theta = 0.609$$

y entonces la potencia total radiada en términos de la corriente efectiva es:

$$W = \frac{0.609 I_{ef}^2}{2\pi}$$

y así:

$$W = 36.5 I_{ef}^2$$

de donde se desprende que la resistencia de radiación para una antena monopolar es de 36.5 Ohms.

Para una antena dipolar de media onda en el espacio libre, la potencia se radia en una superficie esférica por lo que la potencia radiada es el doble de la monopolar y la resistencia de radiación para ésta es 73 Ohms.

De lo analizado hasta aquí se desprende que la resistencia de radiación de una antena depende de la relación entre su longitud y la longitud de onda.

En general los valores de resistencia de radiación de una antena simétrica situada en el espacio, con relación a la corriente del antinodo, para un número de valores de  $\frac{H}{\lambda}$ , están anotados en

la siguiente tabla y se observa en la figura (II.4.9)

Tabla II.4.1

Resistencia de radiación en función de la relación  $H/\lambda$

$H/\lambda$	$R(\Omega)$	$H/\lambda$	$R(\Omega)$	$H/\lambda$	$R(\Omega)$	$H/\lambda$	$R(\Omega)$	$H/\lambda$	$R(\Omega)$
0.125	6.4	0.250	73	0.375	187	0.500	199	0.625	105
0.150	13	0.275	96	0.400	200	0.525	185	0.650	93
0.175	23	0.300	120	0.425	209	0.550	166	0.675	87
0.200	36	0.325	144	0.450	212	0.575	145	0.700	85
0.225	54	0.350	168	0.475	210	0.600	127		

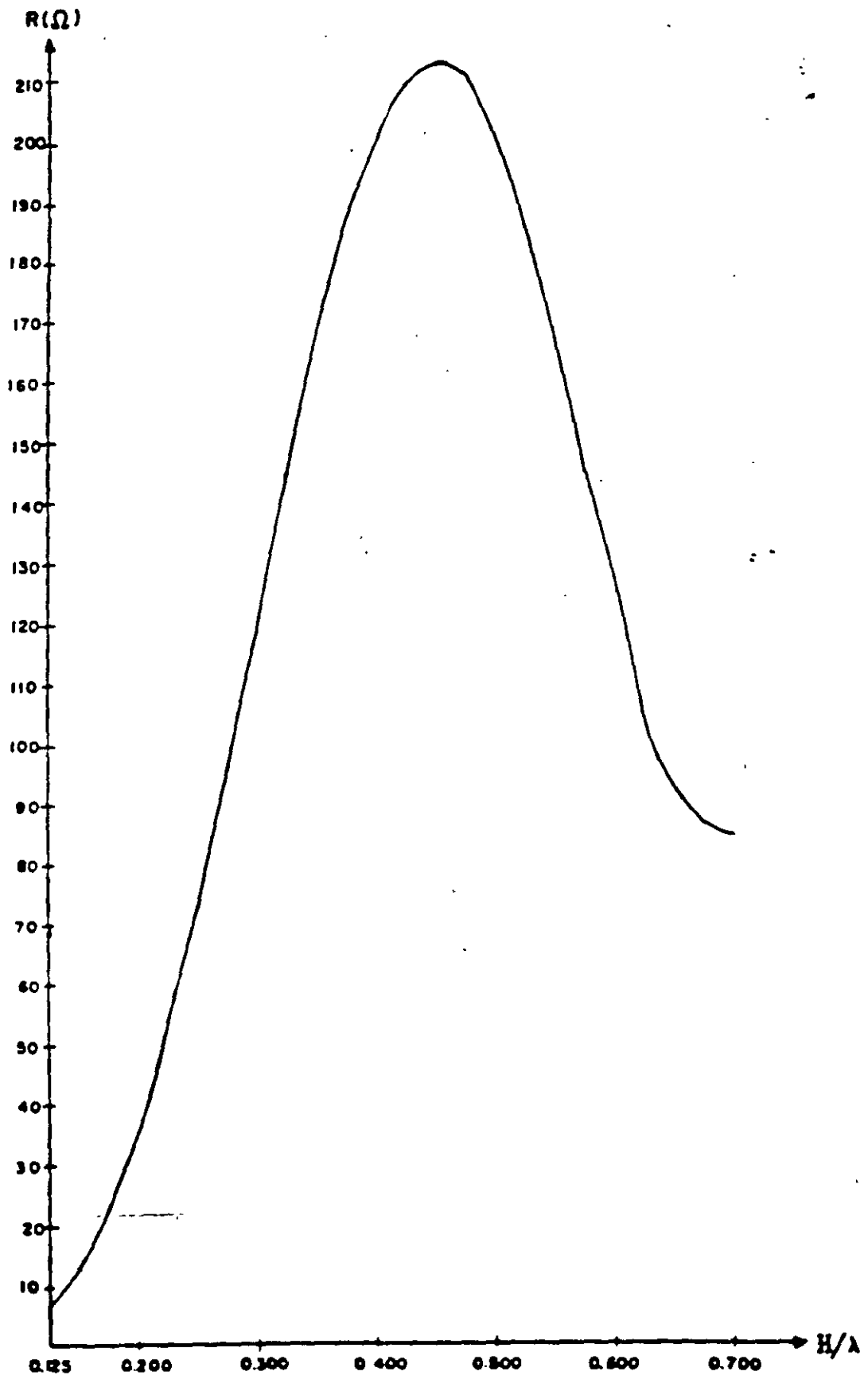


Figura II.4.3



De acuerdo con la figura II.4.27, cuando el punto P está suficientemente alejado del sistema, puede considerarse que  $r_1$  y  $r_0$  son paralelos y entonces se cumple que:

$$r_1 = r_0 - d \cos\phi \quad (\text{II.4.170})$$

En la figura II.4.27  $\phi$  es el ángulo formado por el plano de las antenas (línea del arreglo) y la línea trazada de la antena correspondiente al punto de observación. Con una buena aproximación, la expresión (II.4.170) puede utilizarse para introducir en las ecuaciones del campo los efectos de fase producidos por la diferencia en distancia entre las antenas y el punto de observación; tal diferencia produce también diferencias entre las magnitudes de los campos, sin embargo, no son de gran importancia de modo que para efectos de distancia es válido suponer que:

$$\frac{1}{r_1} = \frac{1}{r_0} \quad (\text{II.4.171})$$

En el arreglo existen dos tipos de defasamiento, uno de los cuales depende de la diferencia de fase en las corrientes de alimentación de ambas antenas y que está dado por la expresión:

$$I_1 = KI_0 e^{j\alpha} \quad (\text{II.4.172})$$

Siendo  $\alpha$  la diferencia de fase de la corriente de la antena 1 con respecto a la de la antena 0 y K la relación entre las magnitudes de las corrientes, por lo que puede expresarse como:

$$K = \left| \frac{I_2}{I_1} \right| \quad (\text{II.4.173})$$

El otro tipo de defasamiento presente es el que existe entre las radiaciones de ambas antenas debido a su posición con respecto al punto P. Este defasamiento es:

$$f = \beta d \cos\phi \quad (\text{II.4.174})$$

La fase del campo en el punto de observación debido a cada antena es:

$$\psi_0 = 0 \quad (\text{II.4.175.a})$$

$$\psi_1 = \beta d \cos\phi + \alpha \quad (\text{II.4.175.b})$$

donde:

$$\beta d = \frac{2\pi}{\lambda} d \quad (\text{II.4.176})$$

Aplicando el principio de superposición, se tiene que el campo producido por el arreglo en el punto P es:

$$E_T = E_1 + E_2 \quad (\text{II.4.177})$$

De acuerdo con las relaciones (II.4.172), (II.4.173) y (II.4.175) se tiene que:

$$E_T = E_0 (1 + K e^{i\psi_1}) = E_0 (1 + K e^{i(\beta d \cos\phi + \alpha)}) \quad (\text{II.4.178})$$

donde  $E_0$  representa el campo producido por una de las antenas del arreglo tratada individualmente.

### **II.4.3 ARREGLOS DE ANTENAS**

Cuando se requiere una mayor directividad que la que puede obtenerse con una sola antena se emplean arreglos de antenas. Un arreglo es un sistema de antenas iguales orientadas similarmente. Los arreglos se utilizan para incrementar la intensidad de campo en ciertas direcciones excitando las antenas simultáneamente. Los arreglos de antenas hacen uso del fenómeno de interferencia de ondas, que ocurre entre las radiaciones de los elementos del arreglo. La idea básica que fundamenta la teoría de arreglos es el principio de superposición de los campos.

#### **PRINCIPIO DE LA SUPERPOSICION.**

El principio de la superposición establece que el campo producido por un conjunto de fuentes es la suma de los campos de las fuentes individuales. Si las fuentes individuales tienen la misma dirección en sus corrientes individuales, el potencial total puede obtenerse por una suma escalar de los potenciales individuales. En teoría de redes eléctricas cuando se tienen generadores e impedancias lineales, el flujo de corriente en cualquier punto es la suma de las corrientes que deberían de fluir de cada generador si se consideran por separado sustituyéndose los demás generadores por impedancias iguales a sus impedancias internas.

## ARREGLO DE DOS ELEMENTOS

Considérese en primer lugar el arreglo de dos elementos.

Se tienen dos radiadores omnidireccionales; es decir, radian igualmente en todas direcciones sobre un solo plano cuando menos (horizontal o vertical).

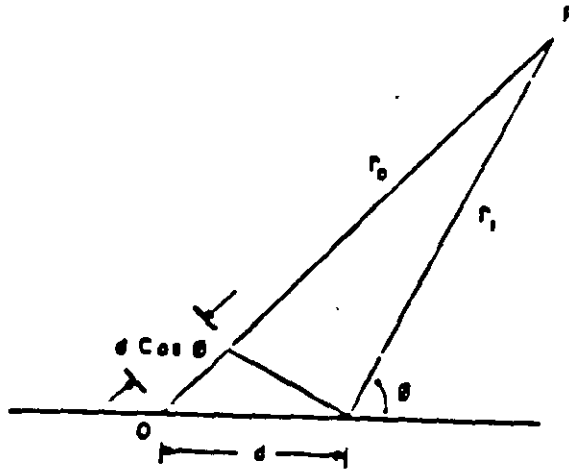


FIGURA 4.1

Figura II.4.27

La ecuación (II.4.178) nos permite ver que la amplitud y fase del campo total dependen del ángulo de observación  $\phi$  y de la razón  $K$ . Asimismo, nos permite también analizar múltiples casos en los que  $\alpha$  y  $d$  tomen valores diferentes.

Por ejemplo si  $\alpha = 0$  y  $k = 1$ , la expresión se reduce a:

$$E = 2E_0 \cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos\phi\right) \quad (\text{II.4.179})$$

la ecuación (II.4.179) nos muestra la dependencia del patrón de radiación del arreglo con la distancia entre antenas y la longitud de onda. Se observa que existen direcciones de radiación en las cuales, el campo se ha duplicado respecto a la radiación de una sola antena en las mismas direcciones; estas direcciones de radiación están determinadas por la condición:

$$\cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos\phi_{\text{máx}}\right) = \pm 1 \quad (\text{II.4.180.a})$$

o bien:

$$\cos\phi_{\text{máx}} = \pm \frac{n\lambda}{d} \quad (\text{II.4.180.b})$$

para  $0 \leq < 1$  y  $n = 0, 1, 2, \dots$

En estos términos, el máximo principal del arreglo ocurre para cualquier valor  $\frac{d}{\lambda}$  y coincide con la dirección de los ángulos  $90^\circ$

y  $270^\circ$ . Si la separación  $d$  es igual a  $\lambda$  habrá máximos principales coincidiendo con la dirección  $\phi_{\text{máx}} = 0^\circ, 180^\circ$ .

Igualmente hay direcciones de radiación nula o cero en el diagrama característico. Estas se determinan por:

$$\cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos\phi_0\right) = 0 \quad (\text{II.4.181.a})$$

o bien:

$$\cos\phi_0 = \pm \frac{n\lambda}{2d} \quad (\text{II.4.181.b})$$

para  $0 < \frac{n\lambda}{2d} < 1$  y  $n = 1, 3, 5, \dots$

bajo estas condiciones, para  $\frac{d}{\lambda} < 0.5$  no existirá dirección en la

cual la radiación sea cero. El primer cero de radiación ocurre para  $\frac{d}{\lambda} = 0.5$

y coincide con la dirección.

$$\phi = 0^\circ, 180^\circ$$

Si  $\alpha = 180^\circ$  y  $K = 1$ , la ecuación (II.4.178) se reduce a:

$$E = E_0 \operatorname{sen}\left(\frac{\beta d}{2} \cos\phi\right) \quad (\text{II.4.182})$$

en este caso para  $\phi = 90^0$  y  $\phi = 270^0$  la radiación es cero, independientemente de la relación  $\frac{d}{\lambda}$ . Las direcciones en las cuales el campo es doble están determinadas por:

$$\cos\phi_{\text{máx}} = \frac{n\lambda}{2d} \quad (\text{II.4.183})$$

para  $0 < \frac{n\lambda}{2d} < 1$  y  $n = 1, 3, 5, \dots$

Se puede observar que para  $\frac{d}{\lambda} < 0.5$ , no existe dirección en la que la radiación tome un valor doble de intensidad de campo. Para  $\frac{d}{\lambda} = 0.5$ , la radiación será el doble en la dirección  $\phi_{\text{máx}} = 0^0, 180^0$ . Los ceros de radiación se determinan por:

$$\cos\phi_0 = \pm \frac{n\lambda}{d} \quad (\text{II.4.184})$$

para  $0 < \frac{n\lambda}{d} < 1$  y  $n = 0, 1, 2, \dots$

es de hacer notar que el primer nulo ocurre para cualquier valor de  $\frac{d}{\lambda}$  en la dirección  $\phi_0 = 90^0, 270^0$  y para  $d/\lambda = 1$  resultan otros ceros

en las direcciones  $\phi = 0^\circ, 180^\circ$ .

Si  $\alpha = -90^\circ$  (excitación de las antenas en cuadratura) y  $K=1$ , la expresión se escribe:

$$E = E_0 \cos\left(-45 + \frac{Bd}{2} \cos\phi\right) \quad (\text{II.4.185})$$

Cuando la distancia entre antenas es  $\frac{\lambda}{4} \left(\frac{Bd}{2} = 45^\circ\right)$ , la radiación en la dirección  $\phi = 180^\circ$  es cero y en la dirección  $\phi = 0^\circ$  es el doble en comparación con la radiación de una sola antena y el patrón de radiación tiene la forma de una cardiode; en este caso la antena 0 actúa como reflector de la energía de la antena 1 por lo que se le conoce como reflectora.

Como lo indica la ecuación (II.4.178) el campo total de radiación está determinado por el producto de 2 factores. El primero  $E_0$ , representa el campo producido por una sola antena y que tiene implícito las características direccionales de la misma. Por ejemplo para un dipolo de  $\lambda/2$ , el campo está determinado por:

$$E_0 = \frac{60I}{r_0} e^{-Br_0} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta}$$

El segundo factor representa las características direccionales debidas a la superposición de los campos de ambas antenas por lo que se le conoce como factor de arreglo (F.A). Para el caso de dos antenas, el F.A. es:

$$F.A. = e^{j\frac{Bd}{2} \cos\phi} + K e^{j\left(a - \frac{Bd}{2} \cos\phi\right)} \quad (\text{II.4.186})$$



por lo que:

$$E = E_0 F.A.$$

$$(II.4.187)$$

En la figura II.4.28 se presentan algunos patrones de radiación en el plano  $\theta = 90^\circ$ , para diferentes valores de  $d$  y  $\alpha$ . Es de hacer notar que el diagrama es siempre simétrico con respecto a la línea del arreglo.

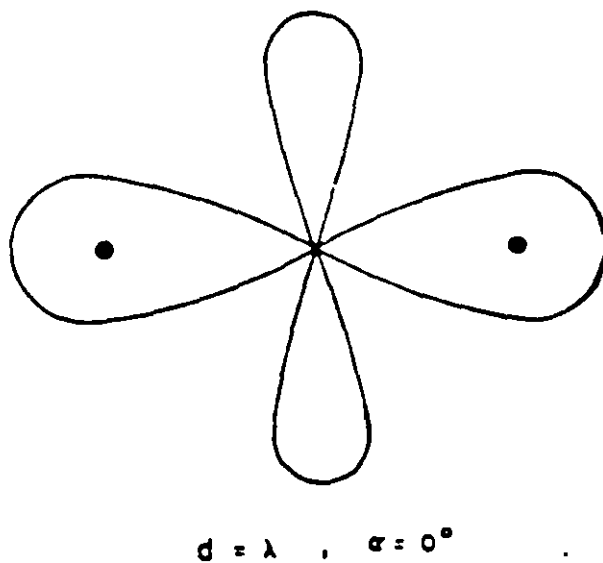
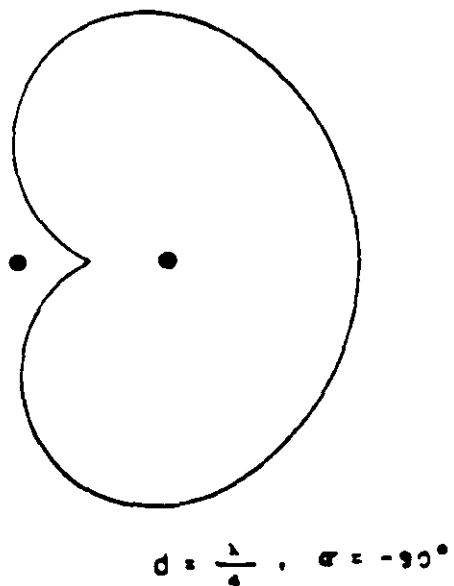
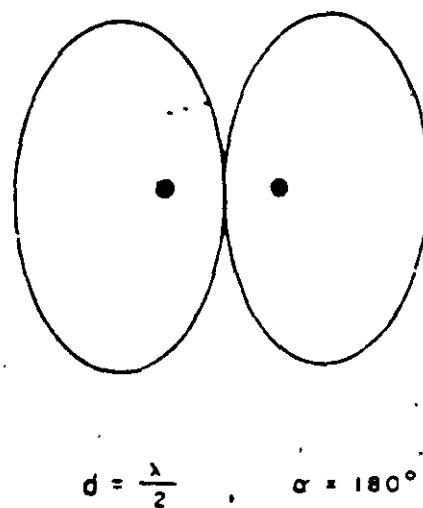
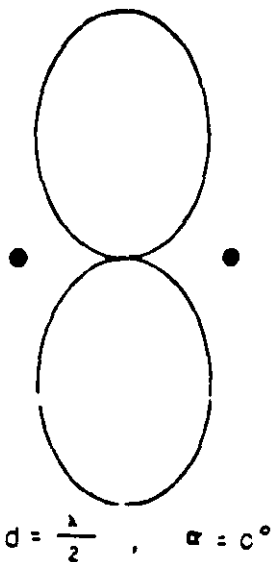


Figura II.4.28

Por lo que se ha visto del arreglo de dos elementos que el campo neto producido por cualquier arreglo depende de tres factores, que son:

- 1<sup>o</sup> Las amplitudes relativas de las corrientes en los elementos del arreglo ( $K$ );
- 2<sup>o</sup> Las fases relativas de las mismas corrientes ( $\alpha$ ); y
- 3<sup>o</sup> La posición del punto de observación con respecto al arreglo ( $\beta d \cos\phi$ ).

---

Estos tres factores son igualmente importantes cuando el arreglo consta de más de dos elementos.

Como introducción al capítulo de arreglos, se ha discutido y analizado el arreglo de dos elementos en el que se ha observado una simplificación al aplicar el principio de superposición al cálculo del campo total que es igual a la suma de los dos campos producidos por cada antena en el arreglo. A continuación se expone un análisis matemático más general que simplifica ampliamente el estudio de los campos electromagnéticos producidos por arreglos diferentes de antenas.

### ARREGLO COLINEAL

A continuación se analiza el caso más general de  $n$  elementos colineales donde la corriente fluye en la dirección de la línea del arreglo como muestra la figura II.4.29.

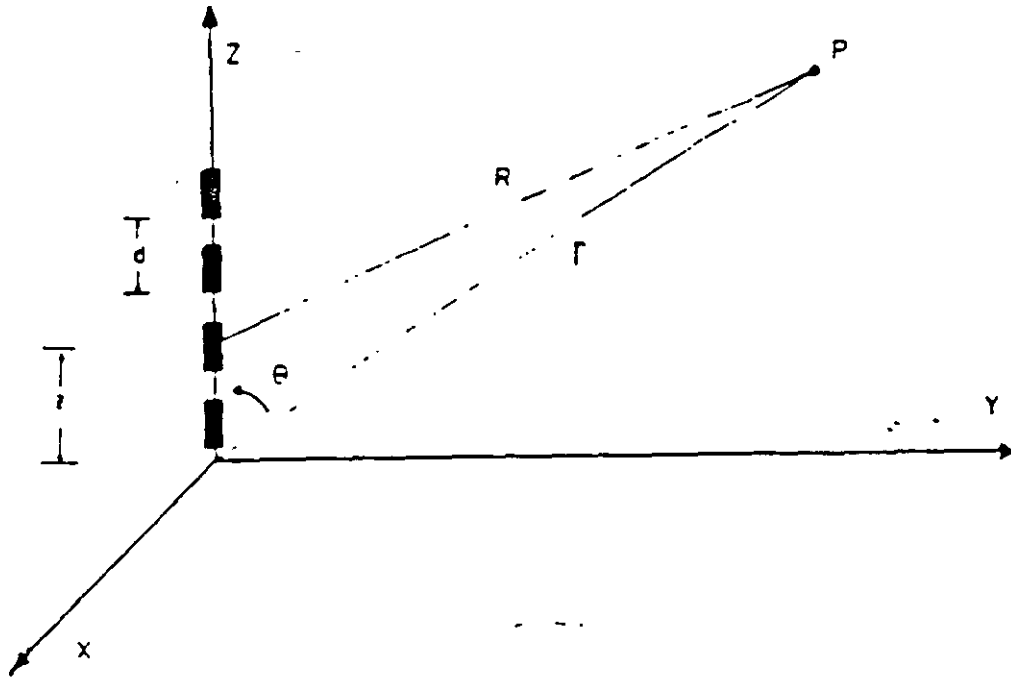


Figura II.4.29

De acuerdo con el principio de superposición:

$$E_T = E_0 + E_1 + E_2 + \dots + E_n \quad (\text{II.4.188})$$

donde los  $E_0, E_1, \dots, E_n$  representan los campos individuales de las antenas 0, 1,  $\dots, n$  en el punto P. La suma de la ecuación (II.4.188) no es algebraica ya que es necesario considerar tanto la magnitud individual como las fases. Los parámetros que definen las

características de la corriente en cada antena son  $K_n = \frac{I_n}{I_0}$  y  $\alpha_n$

de modo que la corriente de cada antena está definida por:

$$I_n = K_n I_0 \underline{\alpha_n} \quad (\text{II.4.189})$$

Análogamente a la ecuación (II.4.174) el defasamiento debido a la distancia para cada campo es:

$$f_n = nBd \cos\theta \quad (\text{II.4.190})$$

~~por lo que la fase total será:~~

$$\phi_n = nBd \cos\theta + \alpha_n \quad (\text{II.4.191})$$

Como existe una relación lineal entre corriente y campo se puede escribir:

$$E_n = K_n E_0 e^{j\phi_n} \quad (\text{II.4.192})$$

Por lo que el campo total será

$$E_T = E_0 + K_1 E_0 e^{j\phi_1} + K_2 E_0 e^{j\phi_2} + \dots + K_n E_0 e^{j\phi_n}$$

o también

$$E_T = E_0 \left( 1 + K_1 e^{j\phi_1} + K_2 e^{j\phi_2} + \dots + K_n e^{j\phi_n} \right) \quad (\text{II.4.193})$$

En forma reducida se puede escribir (II.4.193) como:

$$E_T = E_0 \sum_{n=0}^{n=1} K_n e^{j\psi_n} \quad (\text{II.4.194})$$

donde:

$$K_n = \frac{|I_n|}{|I_0|} \quad (\text{II.4.195})$$

$$\psi_n = n\beta d \cos\theta + \alpha_n \quad (\text{II.4.196})$$

Ya que la distancia entre antenas en un arreglo es igual; (II.4.195) también puede escribirse como:

$$E_T = E_0 \sum_{n=0}^{n=1} A_n e^{jn\beta d \cos\theta} \quad (\text{II.4.197})$$

donde:

$$A_n = K_n e^{j\alpha_n} \quad (\text{II.4.198})$$

$A_n$  representa la relación de magnitud y fase entre el elemento  $n$  y el elemento 0.

De modo con la ecuación (II.4.187) el campo  $E_\theta$  puede escribirse como:

$$E_\theta = E_0 F.A. \quad (\text{II.4.199})$$

y para este caso:

$$F.A. = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\beta n d \cos\theta} \quad (II.4.200)$$

El factor de arreglo expresado en la ecuación (II.4.200), contiene la información sobre la modificación del patrón de radiación, que el arreglo produce, mientras que  $E_0$  representa el campo radiado por una de las antenas, el campo total es el producto de ambos elementos como lo indica la ecuación (II.4.199).

---

## ARREGLO PERPENDICULAR A LA DIRECCION DE LA CORRIENTE

En este punto se analizará un arreglo lineal de elementos de corriente orientado a  $90^\circ$  de la dirección de la corriente como se muestra en la figura II.4.30.

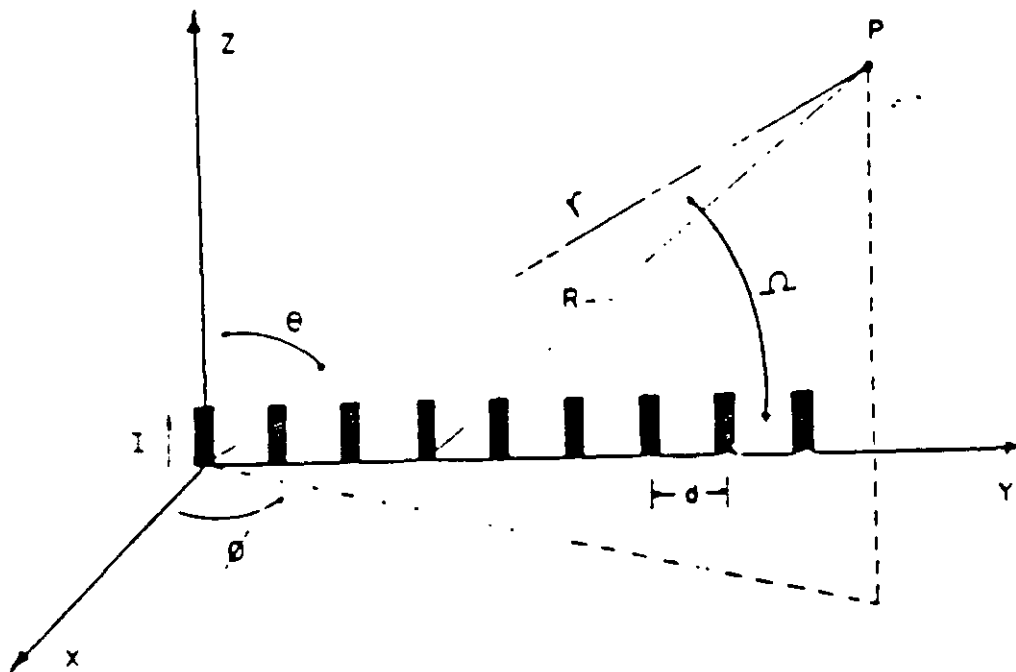


Figura II.4.30

Nuevamente el campo total, de acuerdo al principio de superposición es la suma de los campos individuales en el punto  $p$ , esta suma es tanto en magnitud como en fase, los parámetros del arreglo, debido a la corriente están expresados por la ecuación (II.4.189), sin embargo, para la fase debida a la distancia es necesario considerar la nueva geometría del sistema, se observa de

la figura II.4.30 que:

$$R_n = r - nd \cos \Omega$$

Por lo que la fase debido a la distancia es:

$$f_n = n \delta d \cos \Omega \quad (\text{II.4.201})$$

Y la fase total

---


$$\psi_n = n \delta d \cos \Omega + \alpha_n \quad (\text{II.4.202})$$

Habiendo definido los parámetros del arreglo el campo total es:

$$E_T = E_0 (1 + K_1 e^{j\psi_1} + K_2 e^{j\psi_2} + K_3 e^{j\psi_3} \dots K_n e^{j\psi_n})$$

O en forma reducida:

$$E_T = E_0 \sum_{n=0}^{n=1} K_n e^{j\psi_n} = E_0 \sum_{n=0}^{n=1} A_n e^{j n \delta d \cos \Omega} \quad (\text{II.4.203})$$

Se observa que la expresión (II.4.203) es idéntica a la ecuación (II.4.197) excepto en el ángulo  $\Omega$ , pero de la figura II.4.30 se advierte que:

$$\cos \Omega = \sin \theta \sin \phi \quad (\text{II.4.204})$$



El ángulo  $\Omega$ , definido de acuerdo a la figura II.4.30, es el ángulo polar que establece la posición del punto p con respecto a la dirección de la corriente (dirección  $\hat{z}$ ) y la línea del arreglo de modo que se puede considerar como un ángulo general.

Para un arreglo colineal en el cual la línea del arreglo coincide con la dirección de la corriente, como muestra la figura II.4.29, el ángulo polar es  $\theta$  por lo que:

$$\cos\Omega = \cos\theta \quad (\text{II.4.205})$$

Cuando la línea del arreglo tiene dirección  $\hat{y}$ , la ecuación (II.4.204) define  $\cos\Omega$  de acuerdo con la figura II.4.31.

Finalmente, si la línea del arreglo coincide con la dirección  $\hat{x}$ , es fácil demostrar que:

$$\cos\Omega = \sin\theta \cos\phi \quad (\text{II.4.206})$$

Recordando la ecuación (II.4.187) se deduce que:

$$F.A. = \sum_{n=0}^{n-1} \lambda_n e^{j\Omega n d \cos\Omega} \quad (\text{II.4.207})$$

Si se combinan la ecuaciones (II.4.203) y (II.4.207) se observa que se tiene la ecuación (II.4.187), la cual puede considerarse como una expresión general en la que  $E_0$  representa el campo radiado por la antena usada como referencia en el arreglo y

dependerá de las características propias de las antenas del arreglo.

El factor de arreglo representa las características direccionales de las antenas tomadas como un conjunto y como se observa de las ecuaciones (II.4.204), (II.4.205) y (II.4.206) tales características dependen de la posición del arreglo. El uso del ángulo  $\Omega$  en la expresión (II.4.207) le da a esa ecuación carácter general.

EL único término que queda por discutir es  $A_n$ . Esta constante representa la relación que existe entre magnitud y fase ~~de la corriente en la antena n y la de referencia es decir:~~

$$A_n = K_n e^{j\alpha n} \quad (\text{II.4.208})$$

Como se observa,  $A_n$  es por lo general un número complejo lo que es fácil suponer por la diferencia de fase posible entre la corriente de referencia y la considerada.

$$I_n = A_n I_0 \quad (\text{II.4.209})$$

### ARREGLO LINEAL UNIFORME

Un arreglo lineal uniforme es aquel en el que las amplitudes de la corriente en todos los elementos son iguales y existe una fase progresiva entre ellas. Este tipo de arreglo es el más común, y se emplea en comunicaciones punto a punto, es decir, sus características son de alta directividad, pues el patrón de radiación es un lóbulo muy angosto.

Una fase progresiva implica que la fase en el elemento  $n$  es  $n\alpha$  de modo que:

$$\alpha_n = n\alpha \quad (\text{II.4.210})$$

EL factor de arreglo para un arreglo lineal uniforme es:

$$F.A. = A_0 \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (\text{II.4.211})$$

En donde:

$$\psi = Bd \cos\Omega + \alpha$$

O bien:

$$F.A. = A_0 (1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}) \quad (\text{II.4.212})$$

La suma de los  $n$  términos es una serie geométrica que puede expresarse como:

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = \frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1}$$

que puede convertirse en:

$$F.A. = A_0 \frac{e^{j(N-1)\psi}}{2} \frac{\text{Sen } \frac{N\psi}{2}}{\text{Sen } \frac{\psi}{2}} \quad (\text{II.4.213})$$

En la expresión (II.4.213) se tiene dos factores por analizar,

$$e^{j \frac{(N-1)\psi}{2}}$$

y

$$(\text{Sen } N\psi/2) / (\text{Sen } \psi/2)$$

Con respecto al primero, representa la fase del campo  $E_r$  en el punto de análisis, como lo que importa es la magnitud del campo total y no su fase, este término tiene poca importancia.

El factor importante por su interpretación física es el cociente de senos. La importancia de este factor radica en que contiene la información sobre la radiación del arreglo, es decir, representa al factor de arreglo uel que depende el patrón de radiación de las antenas como conjunto.

A partir de la expresión del F.A. se pueden determinar las características de radiación del arreglo. Considérese que:

$$F.A. = A_0 \frac{\text{Sen } \frac{N\psi}{2}}{\text{Sen } \frac{\psi}{2}} \quad (\text{II.4.214})$$

Ahora bien, ya que la magnitud  $A_0$  es una cantidad constante no influye en las características de radiación, por lo que es válido escribir:

$$F.A. = \frac{\text{Sen } \frac{N\psi}{2}}{\text{Sen } \frac{\psi}{2}}$$

Dividiendo el numerador y el denominador entre  $N\sqrt{2}$  se tiene, y mediante el uso de un poco de trigonometría se puede demostrar que:

$$F.A_{\text{máx}} = N \quad (\text{II.4.215})$$

El máximo principal aparece cuando  $\Psi = 0$ , o sea:

$$\Psi = Bd \cos \Omega + \alpha = 0 \quad (\text{II.4.216})$$

O bien:

$$\cos \Omega = - \frac{\alpha}{Bd} \quad (\text{II.4.217})$$

Existen dos casos especiales importantes para este tipo de arreglo; aquél en el que el máximo de radiación está a 90 grados de la línea del arreglo (en el plano  $\phi = 90^\circ$ ), conociéndose como "ortogonal", y aquél en el que el máximo de radiación ocurre en la dirección de la línea del arreglo (en el plano  $\phi = 0^\circ$ ), denominado "colineal".

Para el primer caso (ortogonal)  $\phi = 90^\circ$  por lo que  $\alpha = 0$  ya que  $\cos 90^\circ = 0$ , con estas condiciones se pueden obtener las características del arreglo, como los máximos secundarios que se obtienen cuando:

$$\frac{n\Psi}{2} = (2m + 1) \frac{\pi}{2}$$

donde:

$$m = +0, 1, 2, 3, 4, \dots \quad (\text{II.4.218})$$

Por ejemplo, el primer máximo secundario ocurre, como indica la figura II.4.31a en:

$$\frac{n\psi}{2} = \frac{\pi}{2}$$

Tan importantes como los máximos son los puntos en los que no hay radiación, llamados "nulos", y pueden obtenerse de la ecuación (II.4.214) haciendo:

$$\frac{n\psi}{2} = m\pi$$

Donde :

$$m = +1, 2, 3, \dots \quad (\text{II.4.219})$$

Los nulos se encuentran aproximadamente a la mitad entre dos máximos.

Por otra parte se dispone de una alternativa para expresarse el ángulo  $\psi$ . Esta se basa en que si en  $\psi_m = 0$  ocurre el valor máximo del factor de arreglo, entonces:

$$-Bd \cos\phi_m = a$$

De lo que:

$$\psi = Bd(\cos\phi - \cos\phi_m) \quad (\text{II.4.220})$$

Esta expresión comprueba que cuando existe un desplazamiento de fase  $\alpha \neq 0$ , entonces el lóbulo principal se desplaza a una posición gobernada por  $\phi_m$ . Una de las implicaciones prácticas de la expresión (II.4.218) es la correlación entre la posición de lóbulo máximo y el desplazamiento de la fase entre los elementos del arreglo. lo que indica que si se puede variar la fase  $\alpha$  entonces se puede cambiar la posición de lóbulo principal sin recurrir a un cambio de la posición mecánica del arreglo.

Por otra parte, el ancho del lóbulo principal, medido entre los dos nulos que lo limitan, se obtiene como el doble del ángulo entre el máximo principal y el primer nulo. Este ángulo está dado

$$\text{por } \frac{N\psi}{2} = \pi (m = 1)$$

Para un arreglo ortogonal  $\alpha = 0$  por lo que:

$$\psi = Bd \cos\phi_{\text{nulo}} = Bd \cos\left(\frac{\pi}{2} + \Delta\phi\right) = \frac{2\pi}{N} \quad (\text{II.4.221})$$

o también:

$$\text{Sen}\Delta\phi = \frac{2\pi}{BdN} = \frac{\lambda}{Nd}$$

$$\Delta\phi = \text{Sen}^{-1} \frac{\lambda}{Nd} \quad (\text{II.4.222})$$

y el ancho del lóbulo:

$$\lambda.L = 2\Delta\phi = 2\text{Sen}^{-1} \frac{\lambda}{Nd} \quad (\text{II.4.223})$$

Para el caso de radiación colineal,  $\phi_{max} = 0$  y  $\alpha = -\beta d$  y por

lo tanto:

$$\psi = \beta d (\cos\phi - 1)$$

El máximo principal está en  $\phi = 0$  y el primer nulo en  $\phi_{nulo} = \Delta\phi$ , o sea que:

$$\psi = \beta d (\cos\phi - 1)$$

lo que ilustra la figura II.4.31b.



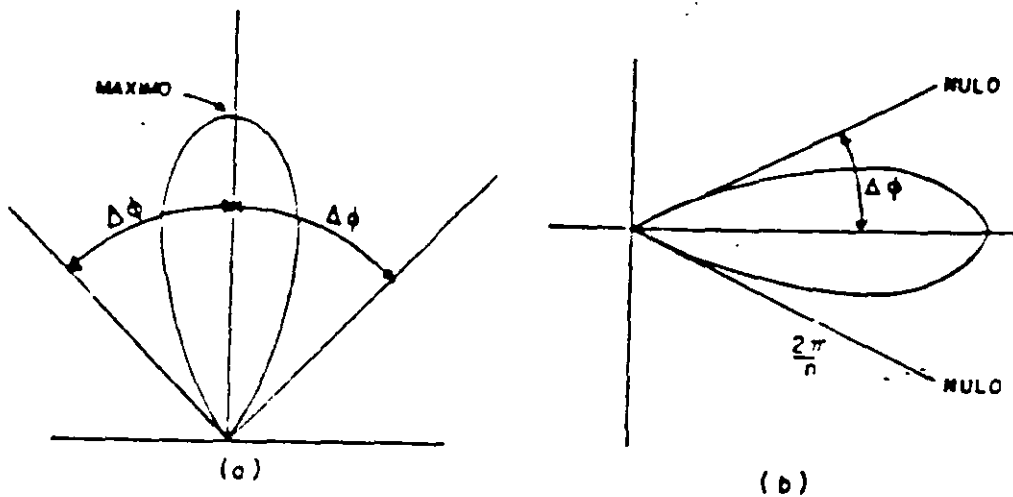


Figura II.4.32

Entonces, se puede demostrar que el ancho del lóbulo es:

$$2\Delta\phi = 4 \text{ Sen}^{-1} \sqrt{\frac{2\lambda}{Nd}} \quad (\text{II.4.224})$$

Las expresiones (II.4.223) y (II.4.224) son de mucha importancia el diseño de arreglos lineales uniformes, ya que de éstas se determina el número de elementos necesarios en un arreglo para obtener un lóbulo de radiación determinado.

## REPRESENTACIONE POLINOMIAL DE LOS ARREGLOS DE ANTENAS

La representación polinomial de arreglos es una poderosa herramienta utilizada por Schelkunoff para el análisis y síntesis de arreglos de antenas. Esta representación se obtiene a partir de introducir la variable compleja  $Z = e^{j\psi}$  en la ecuación (II.4.207) para el factor de arreglo es decir:

$$F.A. = A_0 + A_1 Z + A_2 Z^2 + A_3 Z^3 + \dots + A_{N-1} Z^{N-1} \quad (\text{II.4.225})$$

Al igual que antes el término  $A_n$  es un número complejo. sin embargo, su fase representa una desviación con respecto a la fase progresiva incluida en el término  $Z^n$  lo que puede observar fácilmente analizado matemáticamente el término  $A_n Z^n$ .

$$A_n Z^n = |A_n| e^{j\alpha_n} e^{j\psi n} \quad (\text{II.4.226})$$

Donde:

$$\psi = \beta d \cos \Omega + \alpha \quad (\text{II.4.227})$$

Y  $\alpha$  representa la fase progresiva. La fase total para el elemento  $n$  será:

$$\alpha_{TD} = \alpha_n + \alpha$$

En esta expresión  $\alpha_n$  representa la diferencia de fase entre la fase total de la corriente de la antena  $n$  y la fase progresiva de la misma. El empleo de una fase progresiva para estos casos

facilita la generalización del factor de arreglo, como muestra la ecuación (II.4.225).

De esta expresión polinomial surge la deducción de un teorema fundamental que establece un método de análisis y síntesis extremadamente útil :

**Teorema 4.1.-** Todo arreglo lineal con separaciones iguales entre sus elementos puede representarse matemáticamente por un polinomio, así como todo polinomio, puede interpretarse físicamente como un arreglo lineal.

Este teorema es el fundamento de los teoremas afines siguientes:

**Teorema 4.2.-** El factor de arreglo de un arreglo lineal de  $N$  elementos es el producto de  $N-1$  parejas con sus puntos en los ceros de  $E$ .

**Teorema 4.3.-** Existe un arreglo lineal con un factor de arreglo igual al producto de los factores de arreglo de dos arreglos lineales.

A través de la aplicación de estos tres teoremas se puede entonces escribir el factor de arreglo como:

$$F.A. = \lambda_{N-1} (Z-Z_1) (Z-Z_2) (Z-Z_3) \dots (Z-Z_{N-1}) \quad (II.4.228)$$

Siendo las  $Z_k$  las raíces de los polinomios.

Siendo la representación de la expresión (II.4.226) pueden hacerse algunas consideraciones importantes. El factor de arreglo de esta expresión contiene explícitamente los ceros del mismo, los que a su vez indican los ceros en el patrón de radiación. También se advierte que el factor de arreglo es equivalente al producto de los factores de arreglo de  $N-1$  arreglos de dos elementos, cada uno de los factores tiene un cero en el mismo punto que uno de los ceros del factor de arreglo general.

Considérese un arreglo sencillo de dos elementos, para el que:

$$F.A. = 1 + e^{j\psi} = 1 + Z$$

Si la distancia entre elementos es menor de  $\lambda/2$  el patrón de radiación no tiene lóbulos secundarios, tal como se muestra en la figura II.4.32.

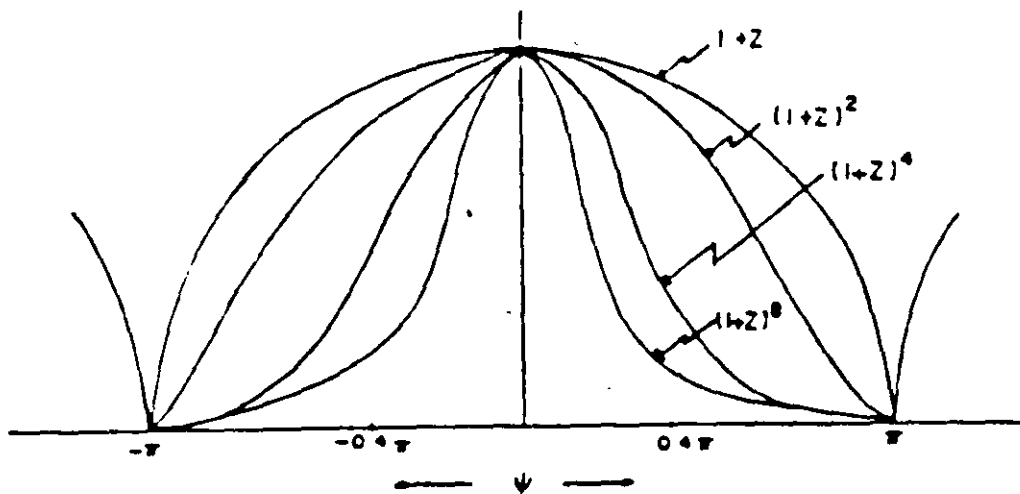


Figura II.4.32

II.4.122

Considérese ahora el arreglo formado por dos arreglos de dos elementos, es decir:

$$\begin{aligned} F.A. &= (1 + Z) (1 + Z) \\ &= 1 + 2Z + Z^2 \end{aligned}$$

De donde se observa que el factor y el patrón obtenidos equivalen a los proporcionados por un arreglo de tres elementos con una relación entre corrientes:

$$1 : 2 : 1$$

El patrón de radiación que se muestra en la misma figura II.4.32, presenta los mismos ceros ( $-\pi$ ,  $\pi$ ) que para el caso de un solo arreglo de dos elementos pero una curva más angosta aunque también sin lóbulos secundarios.

El proceso de multiplicación puede continuar hasta la enésima potencia deseada, de modo que, en general:

$$F.A. = (1 + Z)^n \quad (II.4.229)$$

Por razón evidente, a estos factores de arreglo se les denomina binomiales. Las amplitudes de corriente están definidas por los coeficientes binomiales. Esto es, para el elemento  $Z_r$  el coeficiente binomial es:

$$C_r = \frac{n!}{n! (n - r)!} \quad (II.4.230)$$

## ARREGLOS CON ELEMENTOS PARASITOS

Es posible construir arreglos con elementos parásitos que no se alimentan directamente por una línea de transmisión sino con corrientes inducidas por los campos de un elemento alimentado cercano. La magnitud y la fase de la corriente en los parásitos depende de su longitud y su posición respecto al elemento alimentado.

El análisis de un arreglo de 2 elementos (uno de ellos, parásito) se hace a partir de teoría de los circuitos, supóngase que el elemento alimentado es un dipolo de  $\lambda/2$  como indica la figura II.4.33.

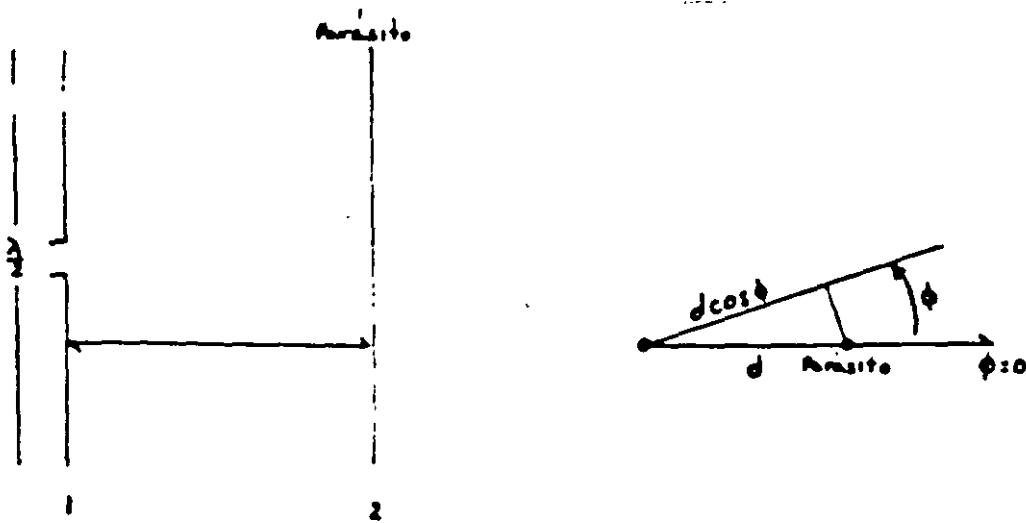


Figura II.4.33

Por facilidad se hará el análisis en el plano de  $\phi$ . Las corrientes pueden obtenerse a partir de las ecuaciones de ambos elementos:

II.4.124

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \quad (\text{II.4.231})$$

$$0 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \quad (\text{II.4.232})$$

La corriente del elemento parásito se obtiene de (II.4.232):

$$I_2 = - I_1 \frac{Z_{21}}{Z_{22}} = I_1 \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} h \quad (\text{II.4.233})$$

donde:

$$\alpha = \pi + \tau_{21} - \tau_{22} \text{ fase entre corrientes} \quad (\text{II.4.234})$$

$$h = \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} \text{ relación entre las magnitudes de corriente.} \quad (\text{II.4.3.235})$$

$$Z_{21} = R_{21} + jX_{21} \text{ Impedancia mutua}$$

$$Z_{22} = R_{22} + jX_{22} \text{ Autoimpedancia del parásito}$$

$$\tau_{21} = \text{tg}^{-1} \frac{X_{21}}{R_{21}}$$

$$\tau_{22} = \text{tg}^{-1} \frac{X_{22}}{R_{22}}$$

El campo producido por el arreglo estará dado por:

$$E_{\phi} = E_1 + E_2 = E_{\phi} (1 + k e^{j\alpha}) \quad (\text{II.4.236})$$

o también:

$$E_{\phi} = \frac{60I_1}{r} (1 + k e^{j(Bd \cos\phi + \alpha)}) \quad (\text{II.4.237})$$

La ecuación (II.4.237) es válida para  $\theta=90^\circ$

La corriente  $I_1$ , puede calcularse a partir de la potencia de alimentación y la radiación en la siguiente forma:

$$I_1 = \sqrt{\frac{W}{R_r}} \quad (\text{II.4.238})$$

La  $R_r$  será la parte real de la impedancia de entrada del elemento alimentado, ésta última se obtiene sustituyendo (II.4.233) en (II.4.231) y dividiendo entre  $I_1$  para obtener  $Z_1$ .

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} Z_{12} \underline{b} = Z_{11} + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} \underline{b + \tau_{21}} \quad (\text{II.4.239})$$

como  $Z_{12} = Z_{21}$ , se tiene:

$$R_1 = R_{11} + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} \cos(\alpha + \tau_{21}) \quad (\text{II.4.240})$$



por lo que la magnitud del campo es:

$$E = \frac{60}{r} \sqrt{\frac{W}{R_{11} + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} \cos(\pi + 2\tau_{21} - \tau_{22})}}$$

$$\left( 1 + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} - 2 \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} \cos(\beta d \cos\phi + \alpha) \right)^{1/2}$$

La ganancia del arreglo, respecto a un dipolo de  $\lambda/2$  puede obtenerse si recordamos que para  $\theta = 90^\circ$ .

$$|E_{\lambda/2}| = \frac{60I}{r} = \frac{60}{r} \sqrt{\frac{W}{R_{11}}} \quad (\text{II.4.241})$$

entonces:

$$G = \frac{|E|}{|E_{\lambda/2}|} = \sqrt{\frac{R_{11}}{R_{11} + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} \cos(\pi + 2\tau_{21} - \tau_{22})}}$$

$$\left( 1 + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} - 2 \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} \cos(\beta d \cos\phi + \alpha) \right)^{1/2} \quad (\text{II.4.242})$$

Para  $\phi = 0^\circ$ , dirección de máxima radiación, se tiene:

$$G = \sqrt{\frac{R_{11}}{R_{11} + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} \cos(\pi + 2\tau_{21} - \tau_{22})}}$$

$$\left\{ 1 + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} - 2 \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} \cos(\beta d + \alpha) \right\}^{1/2} \quad (\text{II.4.243})$$

De (II.4.243) se observa que si  $Z_{22}$  se hace muy grande desintonado el elemento parásito, la ganancia es 1. en 1937, G. H. Brown analizó el arreglo para diferentes valores de reactancia del elemento parásito descubriendo que la separación óptima debía ser menor de  $\lambda/4$ , posteriormente en 1948, Ronald King publicó un trabajo con gráficas que relacionan la ganancia del arreglo, la separación entre antenas y la reactancia  $X_{22}$ , la figura II.4.34a y II.4.34b muestran tales relaciones cuando la razón entre longitud y radio son 75 y 11 000 respectivamente.

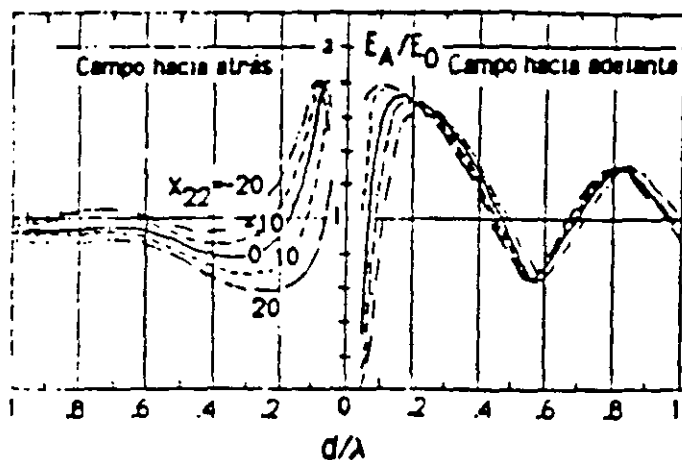


Figura II.4.34a

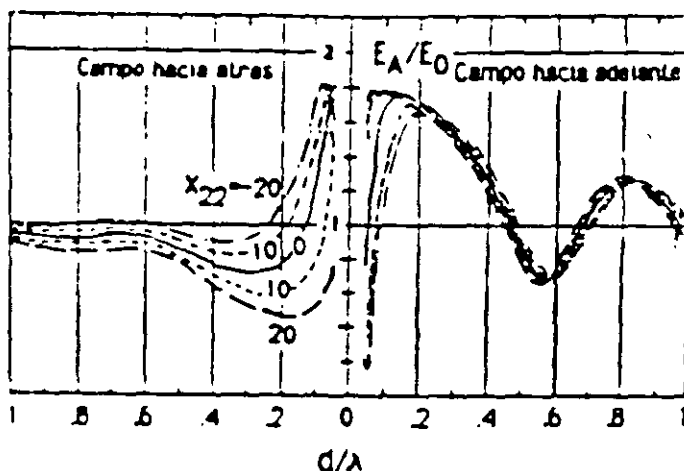


Figura II.4.34b

En la figura II.4.34 King supone que la resistencia  $R_{22}$  es cero y la variación de  $X_{22}$  se obtiene variando la longitud del elemento parásito o manteniendo su longitud y conectando físicamente una reactancia en el centro de la antena. Es interesante observar que para una reactancia  $X_{22}$  constante, la dirección del campo radiado se invierte con el parásito en diferentes posiciones respecto al dipolo, este efecto establece dos regímenes de trabajo para un dipolo con parásito; cuando se elige una distancia  $d/\lambda$  y una reactancia  $X_{22}$  tal que la corriente con el

parásito produce un campo máximo en la dirección del dipolo alimentado y un campo mínimo en sentido contrario, el parásito se le llama reflector. Cuando la distancia entre antenas y la reactancia son tales que el campo producido es máximo en la dirección del parásito, a éste se le llama director.

En la práctica se acostumbra elegir la distancia entre parásito y dipolo entre  $0.05\lambda$  y  $0.15\lambda$  y el ajuste óptimo se obtiene variando la reactancia del parásito. Normalmente se deshecha la posibilidad de conectar la reactancia físicamente en el centro del parásito por lo que el valor óptimo de  $X_{22}$  se logra variando su longitud. Se ha encontrado que la longitud óptima para el reflector está entre  $0.51\lambda$  y  $0.52\lambda$  mientras que para el director varía entre  $0.38\lambda$  y  $0.48\lambda$ .

En la figura II.4.35 se muestran las gráficas de variación de las magnitudes de  $I_1$  (corriente del dipolo)  $I_2$  (corriente del parásito),  $\alpha(\pi + \tau_{12} - \tau_{22})$ ,  $R_r$  (resistencia de radiación del dipolo) y los campos en la dirección del dipolo  $E_A$  y del parásito  $E_p$ . Tanto las corrientes como los campos están normalizados a la corriente y al campo de un dipolo aislado con la misma potencia de radiación.

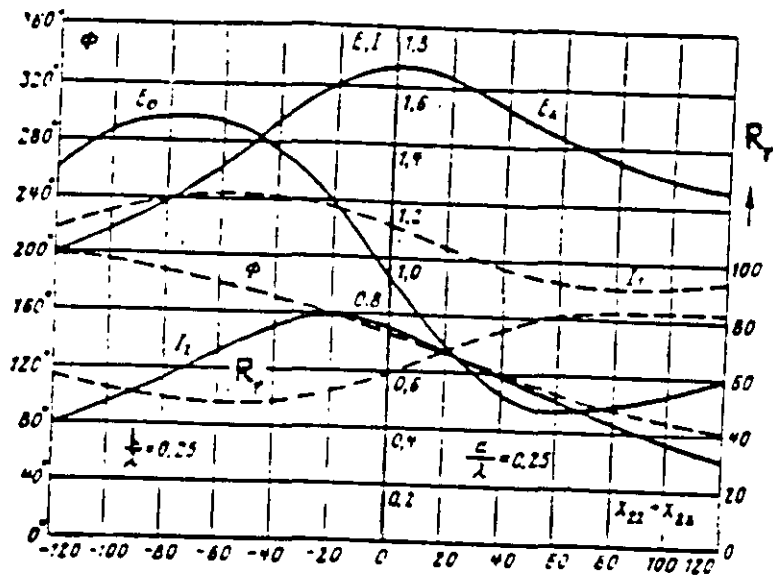


Figura II.4.35

Como se observa en la figura II.4.35 el parásito hace las veces de director cuando la reactancia es negativa (capacitiva) y se comporta como reflector cuando presenta una reactancia positiva (inductiva) siendo el campo en la dirección del parásito  $E_2$  mayor con reactancia negativa y en la dirección del dipolo  $E_1$  con reactancia positiva.

Para una longitud óptima para director y reflector, la ganancia máxima con un arreglo de 2 elementos es como muestra la figura II.4.36. Se supone que la longitud del parásito se ajusta para cada cambio en la separación. Sin embargo, la ganancia máxima obtenida para un valor óptimo de distancia ( $0.1\lambda$  para director y  $0.15\lambda$  para reflector) trae como consecuencia una disminución considerable en la resistencia de radiación del dipolo, como muestra la figura II.4.37.

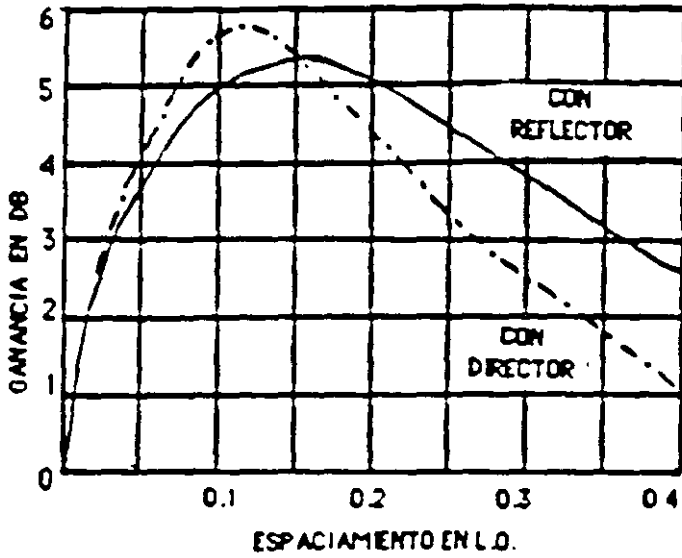


Figura II.4.36

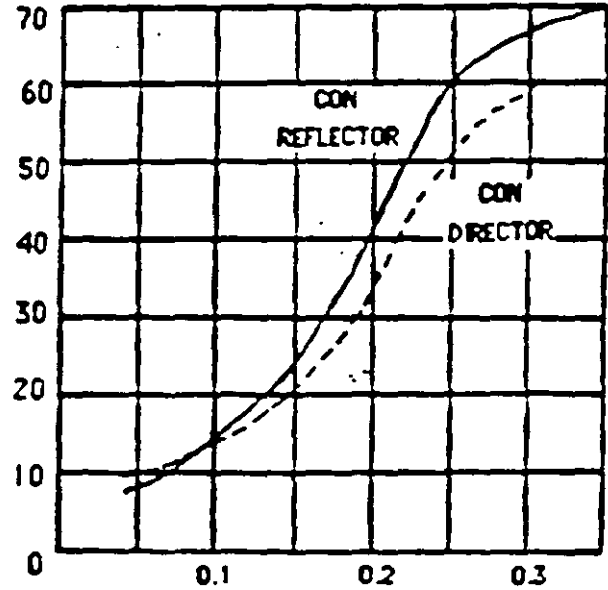


Figura II.4.37

Con una resistencia de radiación baja, la corriente de alimentación es alta, aumentando las pérdidas por efecto Joule, además el ancho de banda disminuye, por estas razones, para efectos prácticos y sobre todo para antenas con más de un parásito, la separación óptima mostrada por la figura II.4.38 debe modificarse.

## ANTENAS YAGI

Una antena Yagi es aquella formada por un dipolo alimentado y por lo menos 2 parásitos (un reflector y un director).

Es posible hacer un análisis similar al de arreglo de un dipolo y un parásito para antenas con un reflector y uno o más directores, pero el trabajo es más difícil por el número de variables involucradas, es por esto que se prefiere optimizar el diseño de una antena Yagi a través del trabajo experimental. En este sentido se ha hecho mucho, una gran cantidad de ingenieros han experimentado sobre las antenas Yagi, al grado de que en la actualidad el diseño de una antena de este tipo se hace siguiendo un conjunto de reglas como recetario de cocina.

En términos prácticos las longitudes de los elementos y su separación no son muy críticos, y se pueden permitir variaciones de 1% en la longitud y hasta 5% en la separación. La longitud del reflector es más tolerante que la del director aunque en algunos casos se utilizan estas tolerancias para ampliar el ancho de banda de la antena; usando reflectores un poco más largos y directores un poco más cortos aumenta el ancho de banda; sin embargo en sentido contrario, el efecto es totalmente dañino y anula el comportamiento de la antena.

En antenas hasta de 4 elementos, la separación entre elementos debe estar entre  $0.15\lambda$  a  $0.2\lambda$  aunque en algunos casos se logra una ganancia mayor si el director está a  $0.25\lambda$  del primero, se puede obtener mayor ganancia separando un poco más el tercero y cuarto elementos hasta un máximo de  $0.4\lambda$ , la tabla II.4.6 ilustra mejor estas reglas.

NO EL	P-DA	DA-D1	D1-D2	D2-D3	D3-D4	D4-D5	D5-D6
2	15-20						
2		07-11					
3	16-23	16-19					
4	18-22	13-17	14-18				
5	16-20	14-17	14-20	17-23			
6	16-20	14-17	16-25	22-30	25-32		
8	16-20	14-16	16-25	25-35	27-32	27-33	30-40
8 A N	16-20	14-16	16-25	25-35	27-32	27-33	35-42

N CUALQUIER NUMERO, PARA D7 O MAS, EL ESPACIAMIENTO ENTRE DIRECTORES DEBE SER 35-42

Tabla II.4.6

Respecto a la longitud de los elementos, es recomendable que el dipolo sea de  $\lambda/2$ , el reflector 5% más largo y el director 5% más corto.

La separación entre elementos determina la longitud total de la antena la cual también juega un papel importante en sus características. La figura II.4.38 muestra la longitud óptima de una antena para un número determinado de elementos (curva A) y la ganancia que puede obtenerse con esta longitud óptima, también en función del número de elementos.



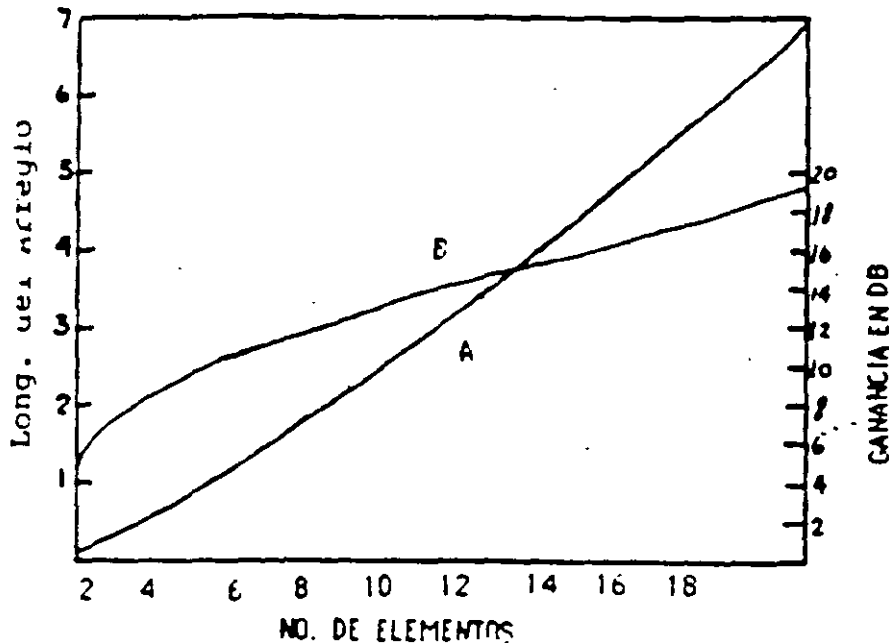


Figura II.4.38

Es interesante observar que la ganancia crece rápidamente para pocos elementos y después mucho más lentamente para un número grande de parásitos, así vemos que con 3 elementos (1 director y un reflector) la ganancia es 7.5 dB con 5 es 10 dB pero solo 12 dB con 8 elementos, esto nos lleva a la conclusión de la inconveniencia de aumentar el número de parásitos indefinidamente, por lo que no se hacen antenas Yagi de más de 12 a 15 elementos. Este defecto se debe principalmente a que al aumentar el número de parásitos disminuye la resistencia de radiación del dipolo, y por lo tanto, su campo radiado. Este es un efecto acumulativo presentado en la figura II.4.37, por esta razón en muchas antenas Yagi se utilizan dipolos doblados con el fin de aumentar la resistencia de radiación.

## ANTENAS INDEPENDIENTES DE LA FRECUENCIA

A medida que el espectro electromagnético fue expendiéndose, los requerimientos exigidos a las antenas fueron cambiando; así a frecuencias hasta 300 KHz, la exigencia primaria fue la eficiencia ya que, aunque grandes en tamaño, normalmente se trataba de antenas cortas debido a la gran longitud de onda en esas frecuencias. En frecuencias medias (300 KHz a 3 MHz) en las que quedan incluidas las antenas de radiodifusión, las torres transmisoras eran diseñadas no solo para buena eficiencia sino también para producir patrones de radiación con características direccionales específicas. Sin embargo, en frecuencias altas (3 - 30 MHz), muy altas (30 -300 MHz) y ultra altas (300 MHz - 3 GHz), además de eficiencia y directividad hubo otro elemento a considerar: banda ancha. Esta condición está basada por un lado en las complicadas y variadas comunicaciones militares y por otro en la proliferación de canales de TV con 6 MHz cada uno. Una antena de banda ancha es aquella que mantiene la misma impedancia y las características de radiación sobre un amplio rango de frecuencias, aunque el término puede ser muy subjetivo, en la actualidad es posible diseñar antenas de banda ilimitada en el sentido de que el diseñador puede especificar arbitrariamente los límites de baja y alta frecuencia, por tal razón a las antenas logarítmicas periódicas que son las más usadas para estos fines se les conoce como antenas independientes a la frecuencia.

Varias son las estructuras independientes de la frecuencia, sin embargo todas las antenas que poseen esta característica están basadas en el mismo principio, establecido por V.H Rumsey, quien propuso que las estructuras debían estar definidas por ángulos y no por longitudes como las antenas existentes hasta entonces. A partir del principio de ángulos, fueron diseñadas varias antenas, como la espiral equiangular o la cónica espiral y otras, sin embargo la que dio mejores resultados fue la antena logarítmica periódica ideada

por R. H. DuHamel.

A pesar del exitoso intento, en lo que refiere a ancho de banda, en las antenas en espiral el patrón de radiación era demasiado ancho y bidireccional con el máximo sobre el eje de la espiral, lo que llevó a DuHamel a buscar estructuras más adecuadas. Siguiendo el concepto de ángulos, ideó una estructura con discontinuidades localizadas apropiadamente, que lo llevó a construir la antena de la figura II.4.39.

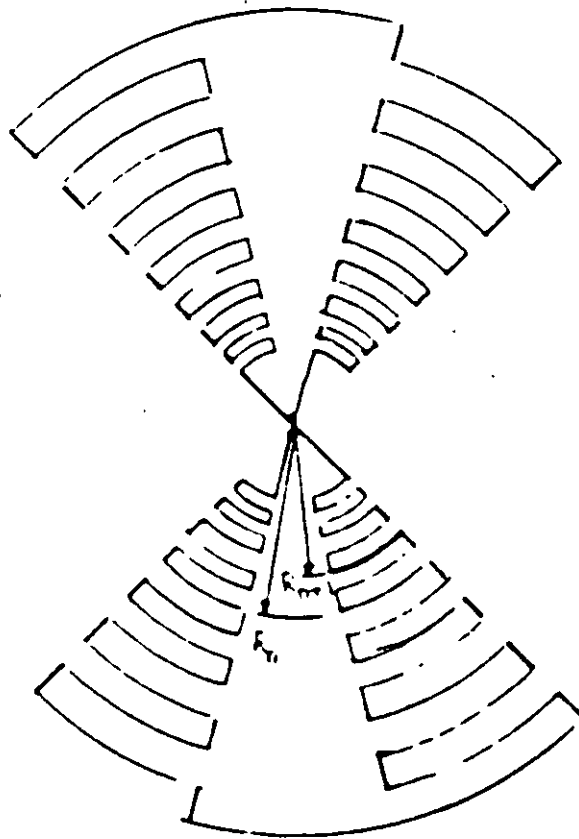


Figura II.4.39

II.4.137

La estructura consiste en una hoja metálica a la cual se le han hecho cortes. La localización de dientes sucesivos está determinado por una relación constante  $r$  definida por:

$$r = \frac{R_n + 1}{R_n} \quad \text{(II.4.244)}$$

La constante  $r$  también define las longitudes y los anchos de dientes sucesivos. La antena no es precisamente independiente de la frecuencia, sin embargo el comportamiento de un diente a una frecuencia determinada es el mismo que el de otro diente a otra frecuencia cuya longitud de onda guarda una relación similar que la del primero con su frecuencia. De hecho, el comportamiento de la estructura a una frecuencia  $f$  será el mismo a las frecuencias  $r_f$ ,  $r^2_f$ ,  $r^3_f$ , etc. Graficadas en escala logarítmica estas frecuencias quedan espaciadas con un período igual al logaritmo de  $r$ .

De acuerdo con la ecuación (II.4.244), la constante  $r$  es menor que 1 y como el comportamiento de la antena es el mismo a frecuencias discretas por  $r^n_f$ , para obtener una respuesta casi independiente de la frecuencia se requiere que  $r$  sea muy cercano a 1.

A partir de la antena logarítmica, se desarrollaron nuevos diseños para perfeccionarlas en dos aspectos principalmente: direccionalidad (la antena logarítmica planar radía bidireccionalmente) y facilidad de construcción. El éxito mayor se obtuvo con la antena logarítmica periódica dipolar, construida de un arreglo de dipolos cuyas dimensiones y separación está gobernada por la constante  $r$  de acuerdo con la expresión:

$$r = \frac{L_n + 1}{L_n} = \frac{d_n + 1}{d_n} \quad \text{(II.4.245)}$$

Una antena logarítmica dipolar y su patrón de radiación se muestran respectivamente en la figura II.4.40.

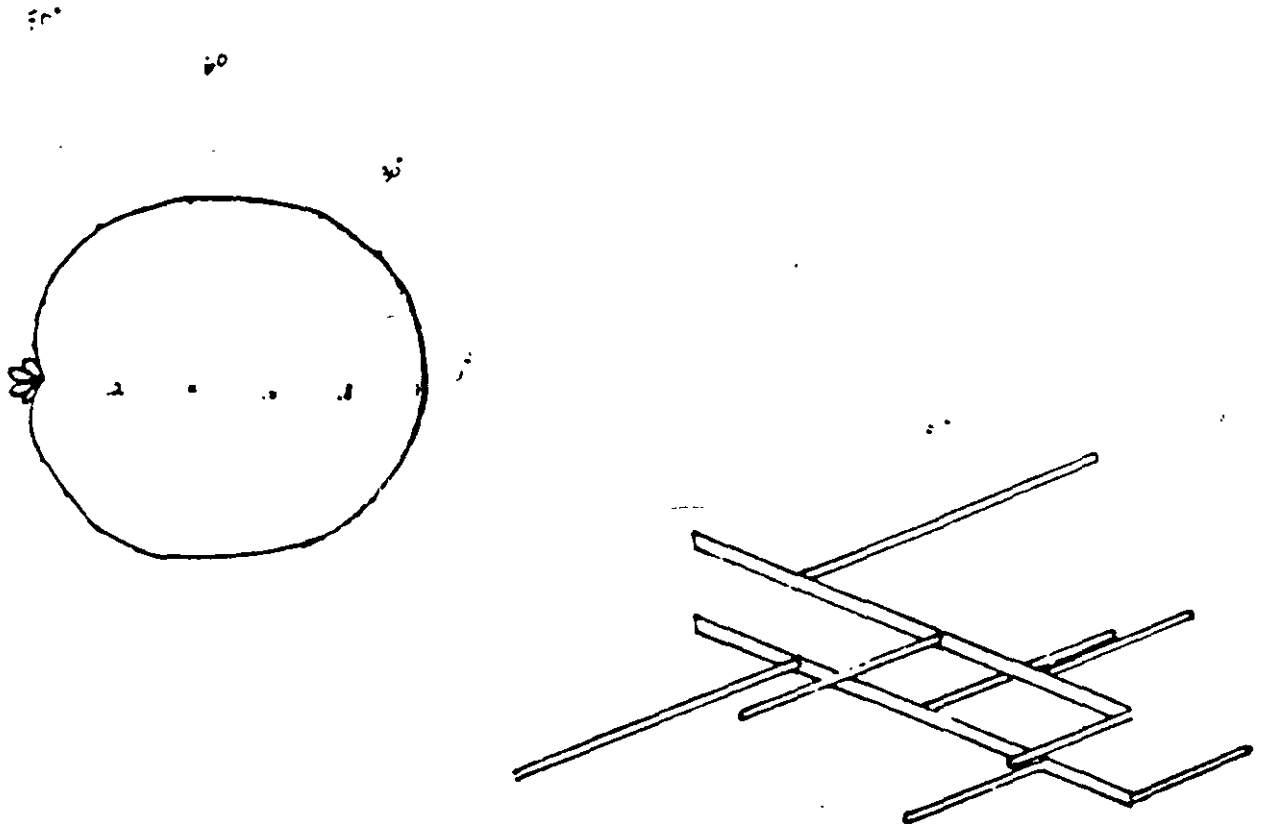


Figura II.4.40

Como se observa en la figura II.4.40, la alimentación de los dipolos introduce un defasamiento de  $180^\circ$  al cruzar la línea de alimentación en cada dipolo. Debido a que la alimentación se hace en el elemento más corto, la antena se comporta como un arreglo de radiación colineal pero con el máximo en la dirección del generador. Esta estructura mantiene las características de independencia de la frecuencia pero con un patrón de radiación unidireccional.

Posteriormente, se demostró experimentalmente que la radiación proviene de los dipolos cuya longitud es comparable con  $\lambda/2$  y que las corrientes y voltajes en los dipolos más grandes respecto a  $\lambda/2$

son despreciables. La banda de frecuencias de operación está limitada por las dimensiones de los dipolos de los extremos.

Un análisis detallado de una antena logarítmica periódica dipolar, fue hecho por R. L. Carrel como tesis de doctorado, la que se dividía en dos partes: en la primera se representaba en detalle la distribución de corriente y voltaje en la estructura y la segunda un conjunto de curvas y nomogramas así como un procedimiento para determinar las dimensiones de la antena, para cumplir objetivos de diseño.

Por lo que se refiere a la distribución de corriente y voltaje en la línea, los resultados pueden observarse en las figuras II.4.41 y II.4.42.

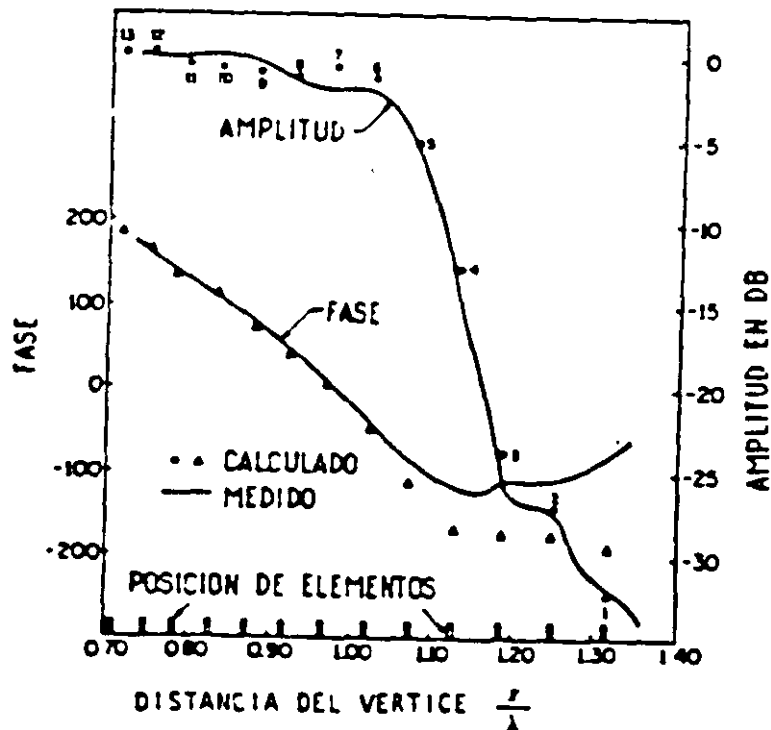


Figura II.4.41

II.4.140

En la figura II.4.41, se muestra la amplitud y fase del voltaje de la línea de transmisión como una función de la distancia. En particular, la figura muestra la respuesta para una frecuencia tal que el elemento 4 tiene una longitud igual a  $\lambda/2$ . En la gráfica se muestra igualmente la posición de los elementos de la antena. Se observa de la figura que el voltaje en la línea de transmisión es casi constante entre el elemento 13 y el elemento 6, lo cual recuerda a una línea de transmisión terminada en su impedancia característica, es decir, del elemento 6 la línea "ve" una carga igual a su  $Z_0$ , la energía alimentada a la carga se consume en ella lo que explica la brusca caída de voltaje a partir de ese elemento. Por lo que se refiere a la fase, se observa una variación constante lo que indica una onda progresiva sobre la línea cuya velocidad puede calcularse a partir de la variación de la fase con la distancia y que es aproximadamente:

$$V = 0.6 C$$

(II.4.246)

Por la razones expuestas, Carrel llamó a esta parte de la antena región de línea de transmisión.

En la figura II.4.42 se tiene la distribución de corriente de la antena.

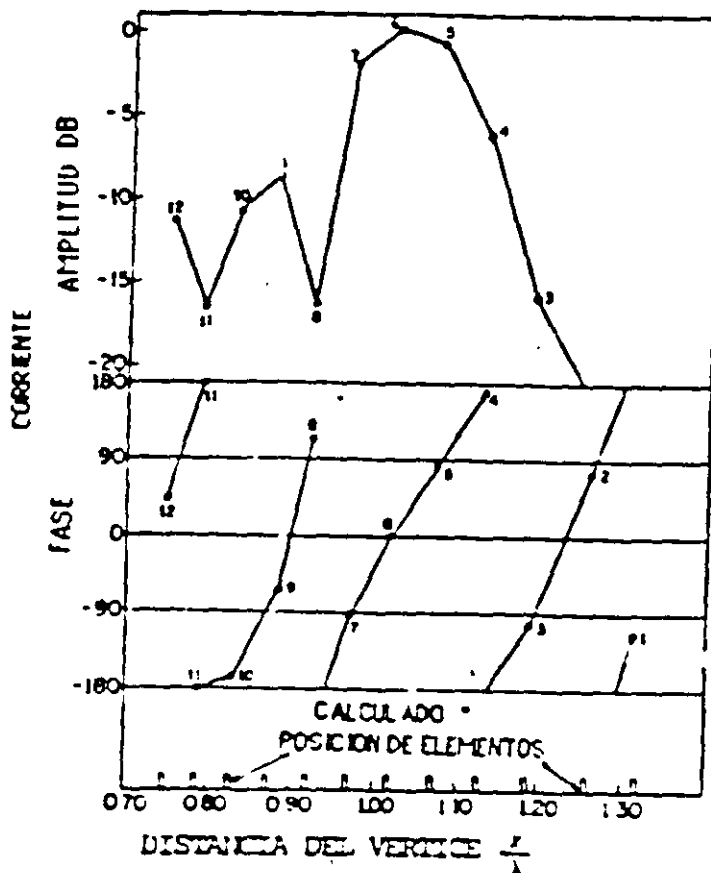


Figura II.4.42

Se observa en la figura II.4.42 que la concentración de corriente está en los elementos 7, 6, 5 y 4, este efecto justifica la caída de voltaje en la línea de transmisión e indica que esos elementos son los responsables de la radiación. Una consecuencia interesante de la distribución de corriente es que su magnitud es muy pequeña para los elementos más largos lo que implica que para

II.4.142



esa frecuencia de trabajo la antena se comporta como si fuera infinita. A esta región se le conoce como región activa. En la curva referente a la fase se observa otro concepto importante: la fase de los elementos de la región activa es lineal y progresiva y recuerda a las características de un arreglo lineal uniforme de radiación colineal pero con fase invertida por lo que el máximo del campo está en la dirección de los elementos más cortos.

Cuando la frecuencia de operación cambia, los patrones generales de voltaje y corriente se mantienen excepto que la región activa se desplaza sobre la antena. Si la frecuencia aumenta, la región activa se mueve hacia los elementos más cortos y si la frecuencia disminuye, la región activa se desplaza hacia los elementos largos. El ancho de banda está determinado por las dimensiones de los elementos de los extremos. Los límites de frecuencia son aquellos en los que el elemento más corto y el más largo son aproximadamente  $\lambda/2$  de la frecuencia más alta y más baja respectivamente.

El proceso de diseño, que constituye la segunda parte del trabajo de Carrel, se ilustrará aquí a través de un ejemplo. Supongamos que se desea diseñar una antena logarítmica con las siguientes características:

Ganancia 9 dB.

Banda de trabajo 174-216 MHz (Canales 7-13 de T.V.).

Impedancia de entrada 300  $\Omega$

Las curvas desarrolladas por Carrel son de enorme utilidad en el diseño, en ellas se establecen 3 parámetros de diseño aunque sólo 2 de ellos son variables independientes:

$$\tau = \frac{l_n + 1}{l_n} = \frac{d_n + 1}{d_n}$$

$$\sigma = \frac{d_n}{2l_n}$$

(II.4.247)

$$\alpha = \text{Tg}^{-1} \frac{1-\tau}{4\sigma}$$

(II.4.248)

En la figura II.4.43 se muestra una antena con las dimensiones de los diferentes parámetros.

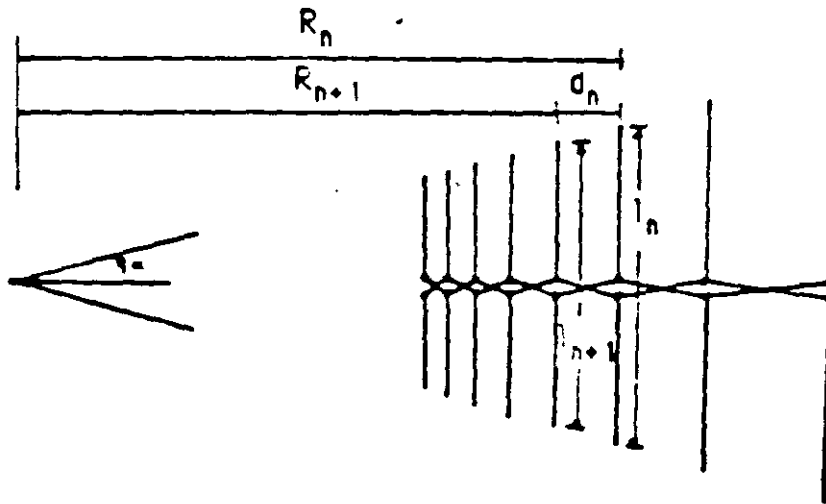


Figura II.4.43

El primer paso del diseño consiste en obtener  $\sigma$  y  $\tau$  a partir de los contornos de directividad que se muestran en la figura II.4.44. En estos contornos se muestra una línea que representa el

valor óptimo de  $\sigma$  para una ganancia dada. Por lo que se refiere a la impedancia de entrada, depende de  $\sigma$ ,  $\tau$  y la  $Z_0$  de la línea de alimentación, de modo que es posible ajustarla prácticamente a cualquier valor determinando la impedancia característica de la línea de transmisión. Por otro lado el tamaño de la estructura depende del ancho de banda requerido.

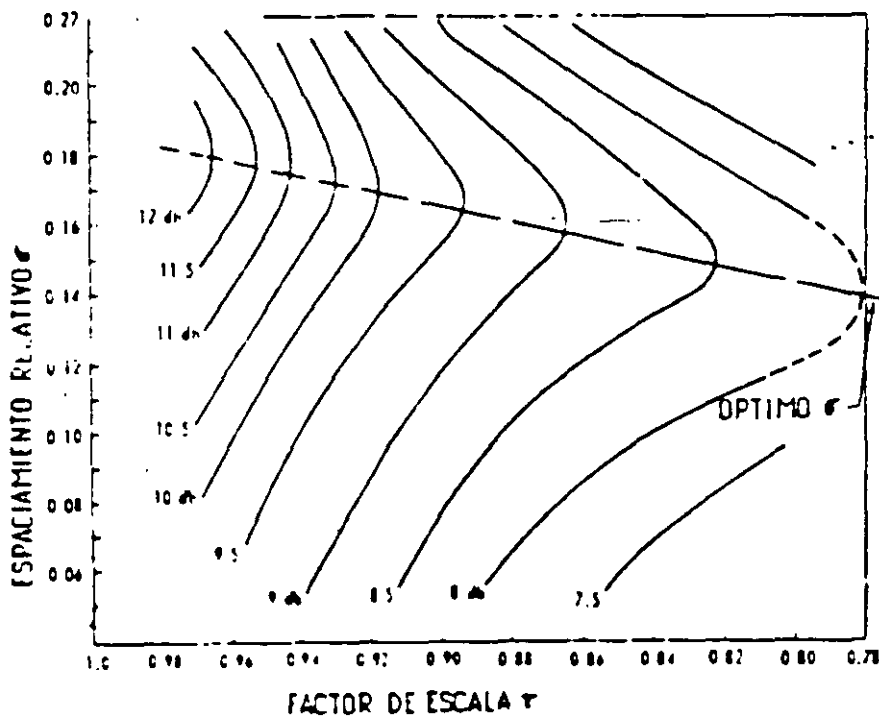


Figura II.4.44

De la figura II.4.44 se observa que para  $D = 9$  dB:

$$\begin{aligned} \tau &= 0.865 \\ \sigma &= 0.157 \end{aligned}$$

II.4.145

entonces:

$$\alpha = \text{Tg}^{-1} \frac{1 - 0.865}{4 \times 0.157} = 12^{\circ}$$

Aunque el ancho de banda requerido es  $216/174 = 1.24:1$ , para asegurar que las frecuencias límites tendrán las mismas características, Carrel recomienda un ancho de banda mayor  $B_s$  que está relacionado al ancho de banda requerido por medio de:

$$B_s = B B_{ar} \quad \dots \text{(II.4.249)}$$

Al término  $B_{ar}$  se le conoce como ancho de banda de la región activa que se relaciona con  $r$  y  $\alpha$  en la forma:

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7 (1 - r)^2 \text{ Ctg } \alpha \quad \text{(II.4.250)}$$

Para el diseño que aquí se presenta:

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7 (1 - 0.865)^2 \text{ Ctg } 12^{\circ} = 1.76$$

por lo tanto:

$$B_s = 1.24 \times 1.76 = 2.1824$$

Si la frecuencia central para las dos bandas ( $B$  y  $B_s$ ) es la misma, las frecuencias límites para la banda  $B_s$  pueden calcularse a partir de:

$$f_{as} = f_a \frac{B + 1}{B_s + 1} \quad (\text{II.4.251})$$

y

$$f_{bs} = B_s f_{as} \quad (\text{II.4.252})$$

donde  $f_a$  y  $f_b$  representan las frecuencias inferior y superior de la banda B y  $f_{as}$  y  $f_{bs}$  las frecuencias inferior y superior de la banda  $B_s$  respectivamente. Las ecuaciones (II.4.251) y (II.4.252) se obtienen igualando las frecuencias medias para ambas bandas y utilizando el hecho de que  $f_a = Bf_a$  y  $f_{bs} = Bf_{as}$ . Para nuestro caso:

$$f_{as} = 1.74 \frac{1.24 + 1}{2.18 - 1} = 122.5 \text{ MHz}$$

$$f_{bs} = 2.18 \times 122.5 = 267 \text{ MHz}$$

El número de elementos de la antena se puede obtener de la expresión:

$$N = 1 + \frac{\log B_s}{\log\left(\frac{1}{r}\right)} \quad (\text{II.4.253})$$

Para nuestro caso:

$$N = 1 + \frac{\log(2.1824)}{\log\left(\frac{1}{0.865}\right)} = 6.38$$

Como el número de elementos no puede ser fraccionario se escoge  $N = 6$ . A criterio del diseñador el número de elementos puede escogerse como el entero superior o inferior de la fracción dependiendo de que se desee mayor seguridad en la frecuencia alta o menos elementos.

El siguiente paso en el diseño es la determinación de las dimensiones de la antena. La longitud del elemento más largo es  $\lambda/2$  de la frecuencia más baja de  $B_u$  y usando las ecuaciones (II.4.245) y (II.4.247) se obtienen las longitudes de los demás y la separación entre ellos:

$$\lambda_{as} = \frac{3 \times 10^8}{122.5 \times 10^6} = 2.45 \text{ m}$$

y

$$l_1 = \frac{\lambda_{as}}{2} = 1.225 \text{ m}$$

$$l_2 = r l_1 = 0.865 \times 1.225 = 1.06 \text{ m}$$

En la tabla II.4.7, se muestran las longitudes de los 6 elementos. Las distancias entre elementos serán:

$$d_1 = 2\alpha l_1 = 2 \times 0.157 \times 1.225 = 0.384 \text{ m}$$

$$d_2 = 2\alpha l_2 = 2 \times 0.157 \times 1.06 = 0.332 \text{ m}$$

Igualmente en la tabla II.4.7 se muestran las distancias entre los elementos.

TABLA II.4.7

$l_1 = 1.225 \text{ m}$	$d_1 = 0.384 \text{ m}$
$l_2 = 1.06 \text{ m}$	$d_2 = 0.332 \text{ m}$
$l_3 = 0.916 \text{ m}$	$d_3 = 0.287 \text{ m}$
$l_4 = 0.79 \text{ m}$	$d_4 = 0.248 \text{ m}$
$l_5 = 0.685 \text{ m}$	$d_5 = 0.215 \text{ m}$
$l_6 = 0.59 \text{ m}$	

El diseño de la línea de alimentación se hace para dar la impedancia de entrada que se requiere, la cual depende también de  $\sigma$  y de la impedancia característica promedio de los dipolos que a su vez está determinada por la relación longitud-diámetro de los tubos que forman los elementos, y puede calcularse a partir de:

$$Z_e = 120 \left( \ln \frac{h}{a} - 2.25 \right) \quad (\text{II.4.254})$$

Para nuestro caso: escogemos tubo con un diámetro de 9 mm lo que da una relación promedio para los 6 elementos de 1:100 por lo que:

$$Z_e = 120 (\ln 100 - 2.25) = 282.6 \Omega$$

La impedancia de la línea, normalizada a  $R_0$  (impedancia de entrada requerida), se determina utilizando la gráfica de la figura II.4.45.

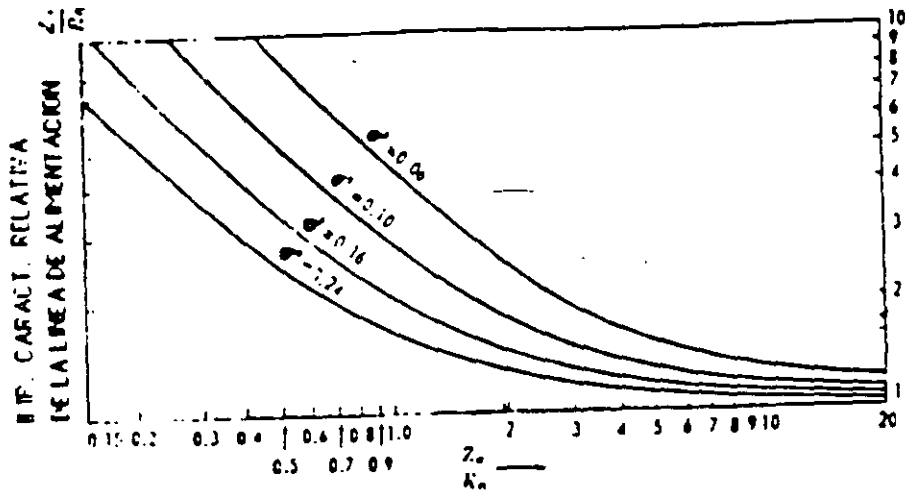


Figura II.4.45

El parámetro  $\sigma'$  de la figura II.4.45 se conoce como espaciamiento medio relativo el cual toma en cuenta la variación de la carga que cada elemento presente en la línea de alimentación. Este espaciamiento está definido por:

$$\sigma' = \frac{\sigma}{r^{1/2}} \quad (\text{II.4.255})$$

Para el presente diseño se tiene:

$$\sigma' = \frac{0.157}{(0.865)^{1/2}} = 0.168$$

Para usar la gráfica de la figura II.4.45, se normaliza  $Z_a$  a  $R_0$  y se obtiene la  $Z_0$  normalizada, por lo tanto:

$$\frac{Z_a}{R_0} = \frac{282.6}{300} = 0.942$$



Con todos estos valores de  $\sigma'$  y  $Z_a/R_0$  se obtiene:

$$\frac{Z_0}{R_0} = 2$$

por lo que:

$$Z_0 = 2 \times 300 = 600 \Omega$$

La impedancia característica de una línea de conductores paralelos está dada por:

$$Z_0 = 120 \operatorname{Cos} h^{-1} \frac{d}{D} \quad (\text{II.4.256})$$

donde  $d$  representa la separación entre conductores y  $D$  su diámetro. La línea de alimentación de la antena puede ser el soporte de los elementos o también un par de conductores paralelos entrecruzados y con un soporte independiente de los dipolos, la selección de una u otra opción está determinada por las dimensiones de la línea. Para el caso de nuestro diseño:

$$\frac{d}{D} = \operatorname{Cos} h \frac{Z_0}{120} = \operatorname{Cos} h \frac{600}{120} = 74.2$$

Como la relación  $\frac{d}{D}$  es muy grande es más conveniente tener un soporte para los dipolos y una línea de transmisión hecha de

conductores delgados. Podemos escoger  $D = 1 \text{ mm}$  por lo que:

$$d = 74.2 \times 1 = 74.2 \text{ mm} = 7.42 \text{ cm}$$

Con este cálculo se termina el diseño; como se supondrá el diseño puede no ser óptimo, en la práctica normalmente los resultados son analizados con el fin de mejorar alguna característica de la antena, como su longitud y el número de elementos o algún otro aspecto de la antena y por supuesto, las características óptimas dependerán de cada diseño particular.

#### II.4.4 ANTENA DE CORNETA.

Las antenas de corneta se caracterizan por su habilidad de acoplar una guía de onda al espacio libre. Poseen la ventaja adicional de tener un ancho de banda muy grande. Las antenas de corneta se construyen en diferentes formas para controlar alguna de sus principales características: ganancia, patrón de radiación e impedancia, igualmente para seleccionar el modo de polarización.

Para disminuir en la guía de onda, la región de transición entre la corneta y el espacio libre debe tener una forma exponencial, sin embargo, en la práctica las cornetas se hacen rectas, como las que se muestran en la figura II.4.46.

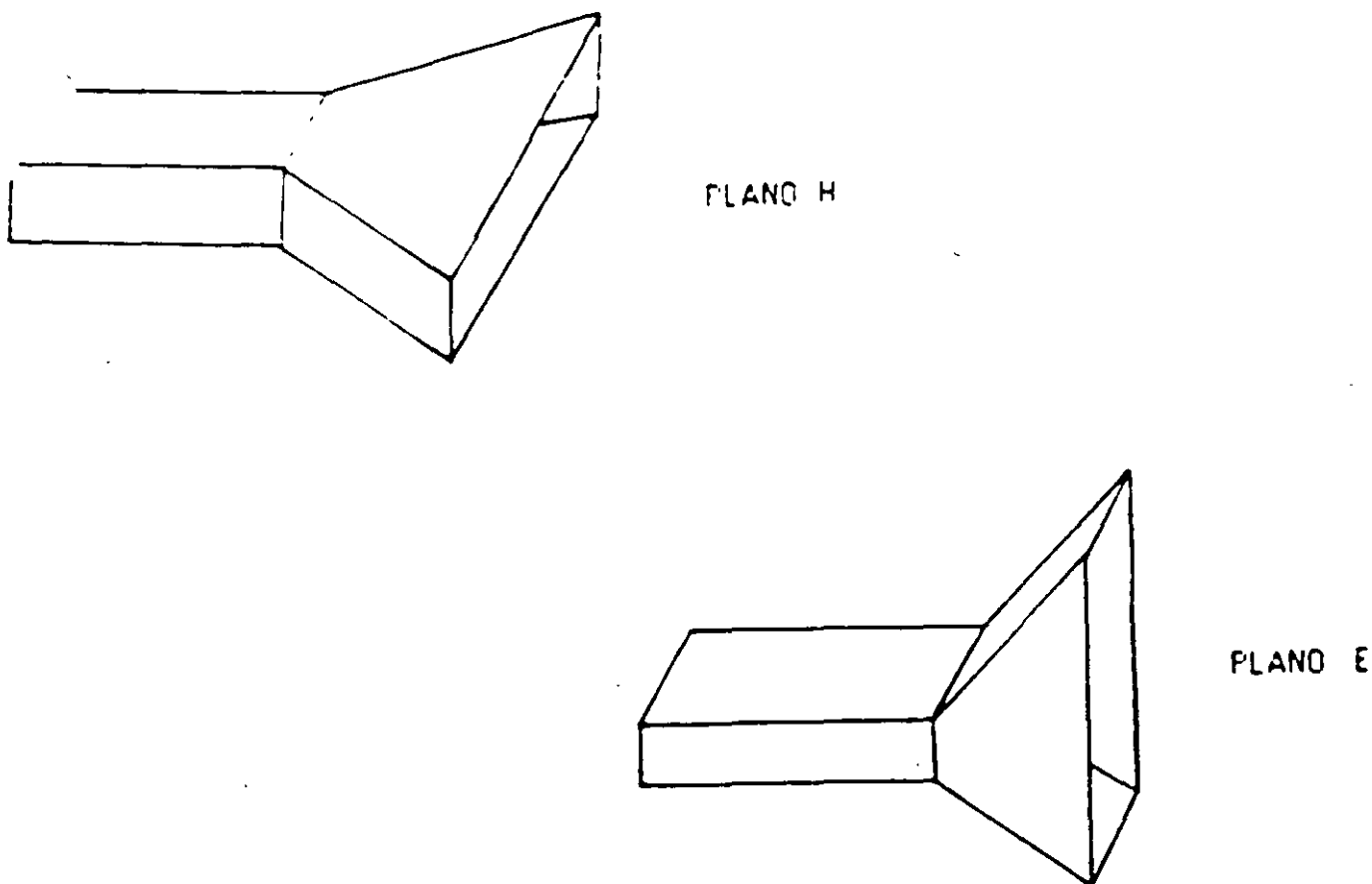


Figura II.4.46

II.4.153

Si se desprecian los efectos en los lados, el patrón de radiación de una antena de corneta puede determinarse si las dimensiones de la abertura y la distribución de campo en la misma se conoce. Para obtener una distribución uniforme en la abertura, se requiere una corneta larga con un ángulo de abertura pequeño, sin embargo, desde el punto de vista práctico se necesita hacerlas tan pequeñas como sea posible. Una corneta óptima, es aquella que toma en cuenta estos factores y que produce un ancho de lóbulo pequeño sin lóbulos secundarios excesivos. Considérese la figura II.4.47  $\delta$  es la diferencia en longitud de la trayectoria para una onda que llega a la abertura en el eje y un lado de la corneta.

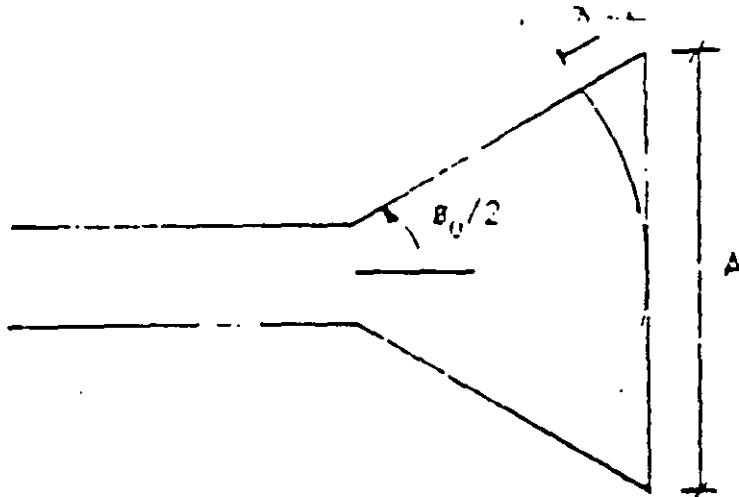


Figura II.4.47

Si  $\delta \ll \lambda$  el campo es aproximadamente uniforme en la abertura. Para una longitud  $L$  constante la directividad crece cuando  $A$  y  $\phi_0$  son muy grandes y  $\delta$  es equivalente a  $180^\circ$  eléctricos y los campos en el centro y el extremo están en oposición de fase. La diferencia  $\delta$  se puede despreciar si:

$$\frac{L}{L+\delta} = 1 \quad (\text{II.4.257})$$

Cuando  $\delta = 180^\circ$  la inversión de fase reduce la directividad. Se deduce que la máxima directividad se obtiene con un ángulo  $\delta_0$  máximo para el que  $\delta$  no excede un cierto valor. La corneta óptima se obtiene cuando

$$\phi_0 = 2 L \cos \frac{L}{L + \delta_0} \quad (\text{II.4.258})$$

$\delta_0$  se escoge en el rango  $0.1 - 0.4\lambda$  en el espacio libre.

Ejemplo:  $\delta_0 = 0.25\lambda$ ,  $L = 10\lambda$ ,  $\phi_0 = 260^\circ$ . Este es el ángulo de máxima directividad para una corneta de  $10\lambda$ .

En las figuras II.4.48 y II.4.49, se muestran curvas de ganancia para cornetas rectangulares que son las más comunes

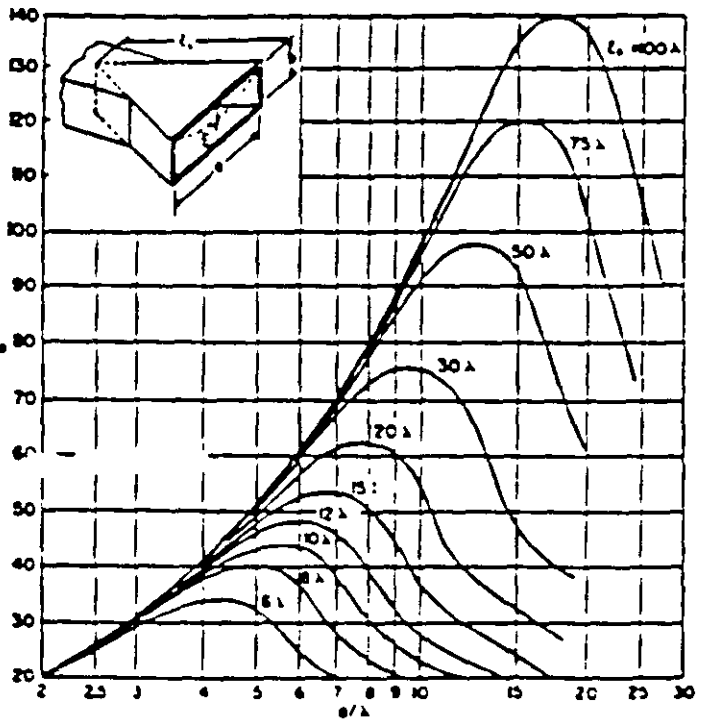


Figura II.4.49

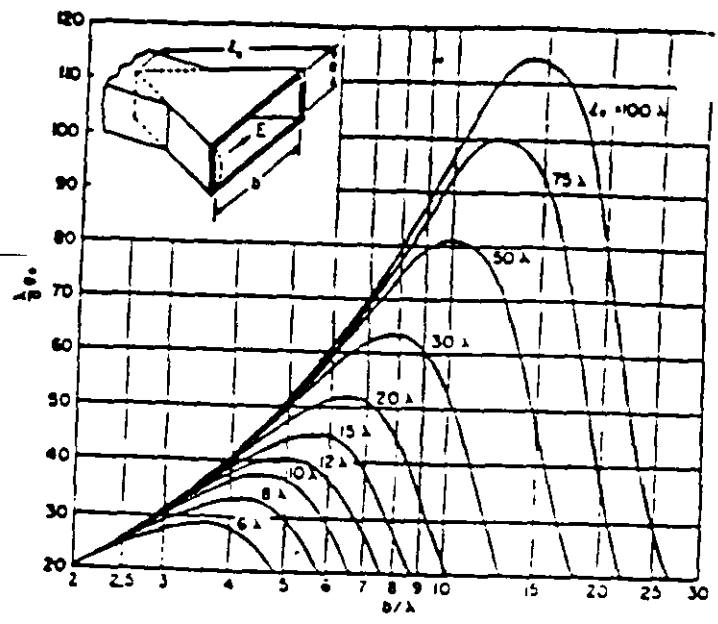


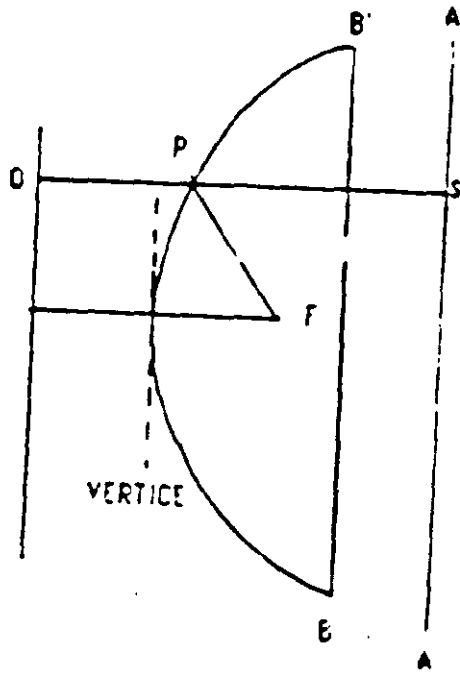
Figura II.4.48

II.4.156



paraboloide con el foco en el punto F.

Una curva parabólica se define como: "La distancia de cualquier punto P de una curva parabólica a un punto fijo F llamado foco es igual a la distancia perpendicular a una línea fija llamada directriz".



De la figura II.4.51 tenemos que:

$$PF = PQ$$

Si se dibuja una línea paralela a la directriz y normal al eje AA' a una distancia arbitraria QS de la directriz se observa que:

Figura II.4.51

$$PS = QS - PQ$$

pero  $PF = PQ$  por lo que se deduce que la distancia de foco al punto S es



$$PF + PS = PF + QS - PQ = QS$$

Esta ecuación nos indica que una propiedad de un reflector parabólico es que todas las ondas generadas en el foco y reflejadas en la parábola parecen estar originadas en la directriz como una onda plana. Al plano BB' en el cual el reflector queda cortado se le conoce como plano de apertura.

Las antenas parabólicas pueden ser cilíndricas o circulares, la primera convierte una onda cilíndrica en una onda plana y la segunda una onda esférica en una onda plana. En resumen el paraboloides tiene la propiedad de reflejar cualquier rayo que nace en el foco en una dirección paralela al eje.

La distancia entre el foco y el vértice de la parábola debe ser  $L = \frac{n\lambda}{4}$  donde  $n = 1, 3, 5, \dots$ , para que la radiación en la dirección del eje este en fase con el campo de la fuente. La radiación directa de la fuente puede eliminarse por medio de una fuente primaria direccional.

El campo de radiación de una parábola circular es:

$$E_{\phi} = \frac{8\pi D^2}{\lambda r} \frac{J_1\left[\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right) \text{Sen } \phi\right]}{\text{Sen } \phi} \quad (\text{II.4.260})$$

D = Diámetro de abertura

$\lambda$  = Longitud de onda en el espacio

$\phi$  = Angulo con respecto a la normal de la ,  
abertura

$J_1$  = Función de Bessel de 1er orden

Los primeros nulos en el patrón de radiación están dadas por:

$$\frac{\pi D}{\lambda} \text{ Sen} = 3.83 \quad (\text{II.4.261})$$

ya que  $J(x) = 0$  en  $x = 3.83$  entonces:

$$\phi = \text{Sen}^{-1}\left(\frac{1.22\lambda}{D}\right) \quad (\text{II.4.262})$$

para  $\phi$  pequeño

$$\phi = \frac{1.22}{D_1} \text{ rad} = \frac{70}{D_1} \text{ grados} \quad (\text{II.4.263})$$

donde  $D_1 = D/\lambda$  diámetro en función de  $\lambda$

El ancho del lóbulo principal se puede obtener a partir de:

$$\text{A.L.} = 2\phi = \frac{140}{D_1} \text{ grados} \quad (\text{II.4.264})$$

Para puntos de media potencia el ancho del lóbulo principal se obtiene de:

$$A.L._{pm} = \frac{58}{D_{\lambda}} \text{ grados} \quad (\text{II.4.265})$$

Por otro lado la directividad de una abertura circular uniformemente iluminada es:

$$D = 4\pi \frac{\text{Area}}{\lambda^2} = \frac{4\pi \pi D^2}{4\lambda^2} = 9.87 D_{\lambda}^2 \quad (\text{II.4.266})$$

La ganancia de una antena parabólica sobre un dipolo de  $\lambda/2$  es:

$$G = 6D_{\lambda}^2 \quad (\text{II.4.267})$$

Ejemplo: ¿Cuál es la directividad y la ganancia respecto a un dipolo de  $\lambda/2$  de una antena cuyo diámetro es  $10\lambda$  ?

$$D = 9.87 D_{\lambda}^2 = 9.87 (10)^2 = 987$$

$$D = 29.94 \text{ dB}$$

respecto a un dipolo de  $\lambda/2$

$$G = 6 D_{\lambda}^2 = 6(10)^2 = 600$$

$$G = 28 \text{ dB}$$