



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

**A LOS ASISTENTES A LOS CURSOS**

**L**as 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.

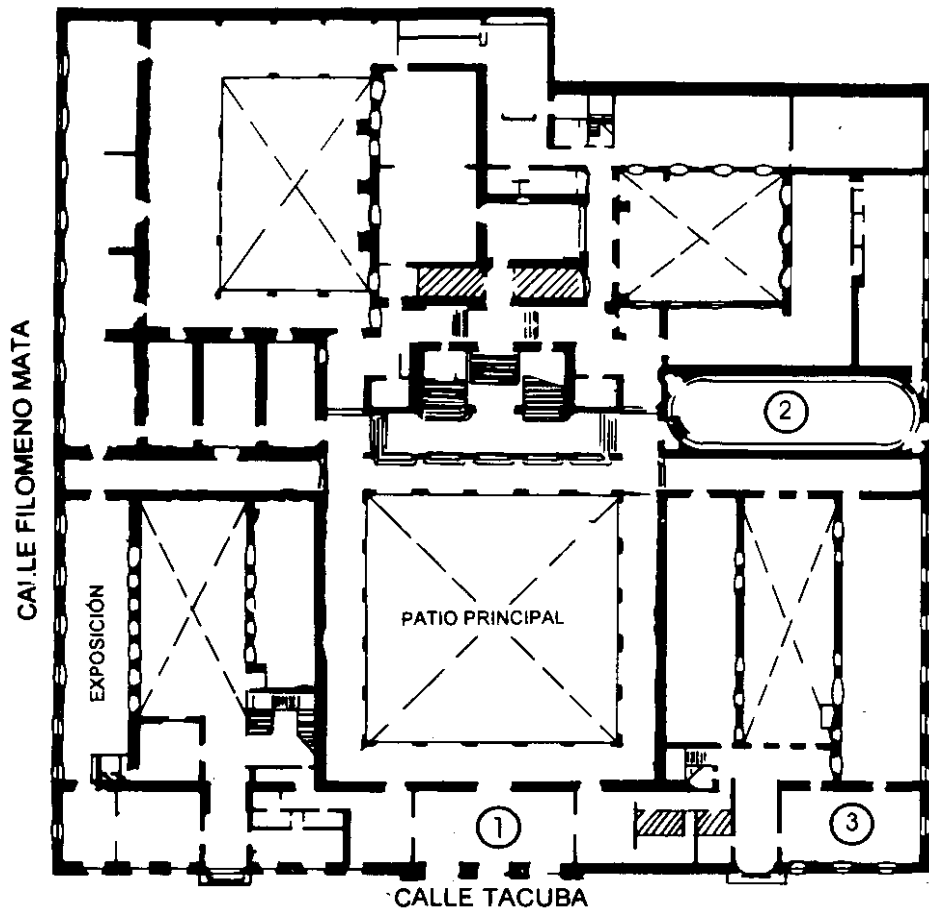
Es muy importante que todos los asistentes llenen y entreguen su hoja de inscripción al inicio del curso, información que servirá para integrar un directorio de asistentes, que se entregará oportunamente.

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.

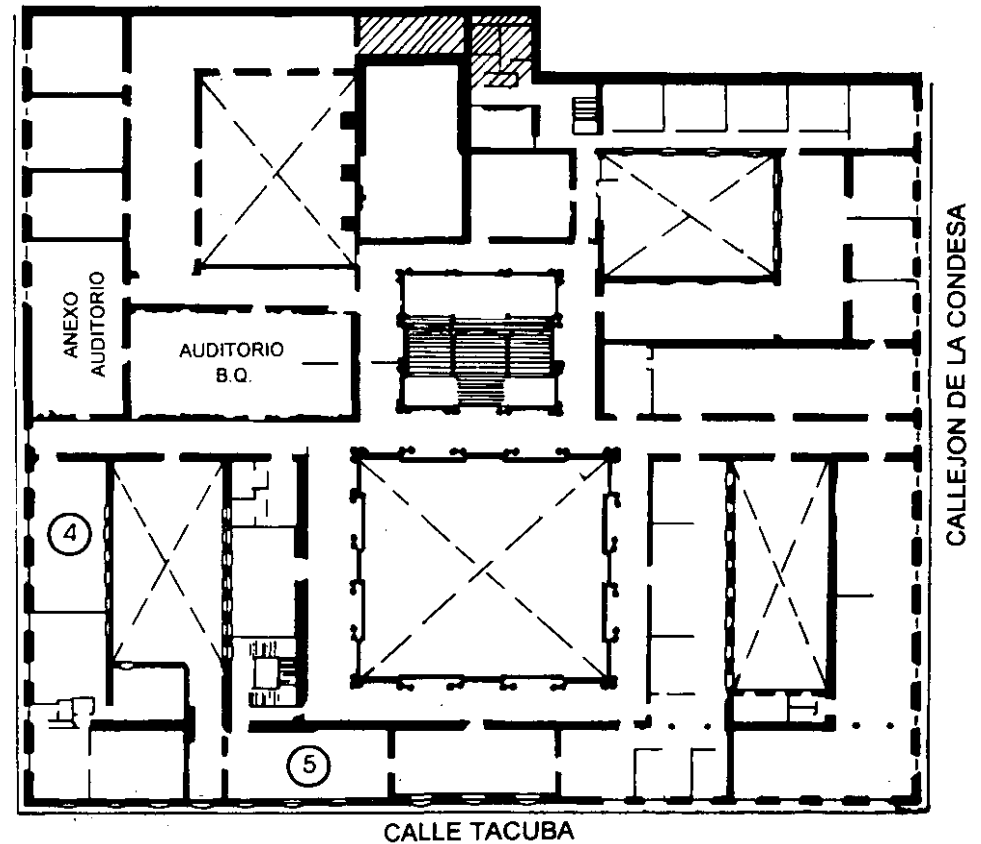
Se recomienda llenar dicha evaluación conforme los profesores impartan sus clases, a efecto de no llenar en la última sesión las evaluaciones y con esto sean más fehacientes sus apreciaciones.

**Atentamente  
División de Educación Continua.**

# PALACIO DE MINERIA

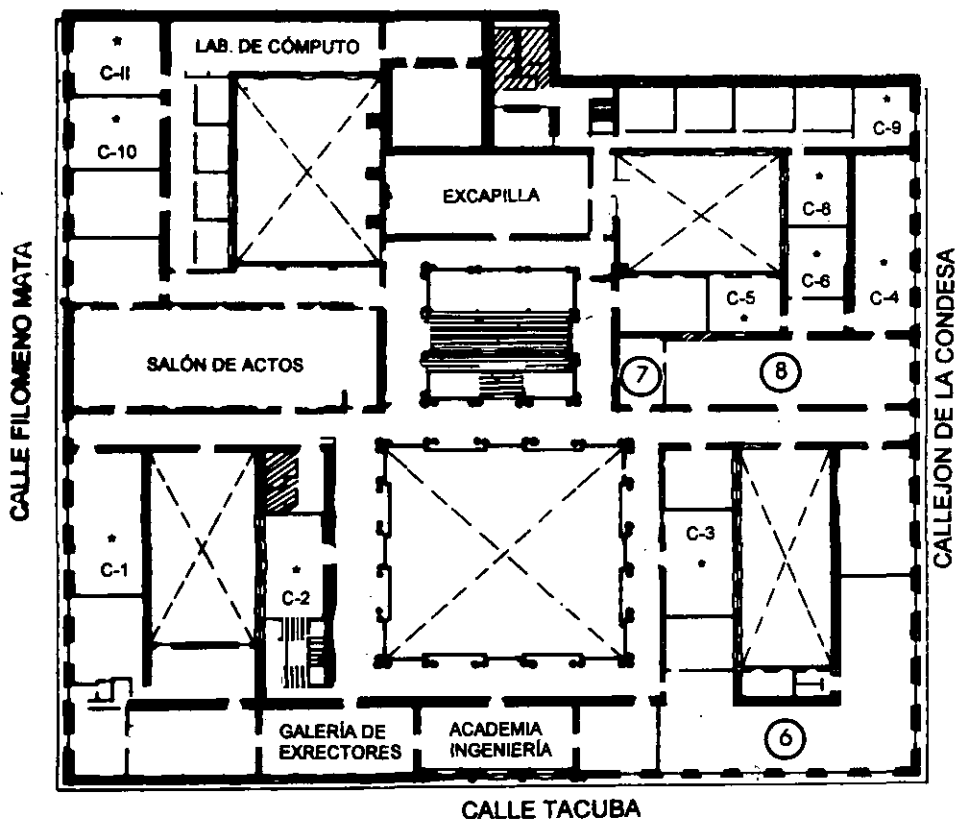


**PLANTA BAJA**



**MEZZANINNE**

# PALACIO DE MINERÍA



**1er. PISO**

## 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



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



## IV CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

### MODULO TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

Nombre	Tema	dia	hora	telefono casa	Trabajo	Tel oficina
Amanda O. Gómez	Introducción	26-jun	17:00 a 19:00	577 78 49	DEPFI UNAM.	
Eduardo Alvarez	Fundamentos de Radiopropagación	26-jun	19:00 a 21:00	684 58 79	UNICA FI	
Jorge Sosa	Guías de onda y modos de propagación	27-jun	17:00 a 19:00		CINVESTAV	729 60 00 ext 54586 y 54587
	Antenas	27-jun	19:00 a 21:00			
Hilderberto Jardón	Interferencias en enlaces	28-jun	17:00 a 19:00	587 22 61		7861 12 82, 75402 00 EXT 3415
Jose Luis Medina	Circuitos de microondas	28-jun	19:00 a 21:00	--	CICESE	4 45 01 al 06
Arturo Velázquez	Sistema de comunicaciones por microonda	29-jun	17:00 a 21:00	--	CICESE	4 45 01 al 06
Javier González	Aplicaciones y futuro de las microondas	30-jun	17:00 a 20:00		Cánada	5 14 289 88 00
	Clausura	30-jun	20:00 a 21:00			



## EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

**CURSO: MÓDULO IV: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**

**FECHA: Del 26 al 30 de junio de 1995.**

CONFERENCISTA	DOMINIO DEL TEMA	USO DE AYUDAS AUDIOVISUALES	COMUNICACION CON EL ASISTENTE	PUNTUALIDAD
M.C. Amanda Gómez González				
Ing. Eduardo Alvarez Guzmán				
M.C. Jorge Sosa Pedroza				
Dr. José Medina Monroy				
M.C. Arturo Velázquez Ventura				
Dr. Javier González Villarruel				
Ing. Hildeberto Jardón				

### EVALUACION DE LA ENSEÑANZA

ORGANIZACION Y DESARROLLO DEL CURSO	
GRADO DE PROFUNDIDAD LOGRADO EN EL CURSO	
ACTUALIZACION DEL CURSO	
APLICACION PRACTICA DEL CURSO	

### EVALUACION DEL CURSO

CONCEPTO	CALIF.
CUMPLIMIENTO DE LOS OBJETIVOS DEL CURSO	
CONTINUIDAD EN LOS TEMAS	
CALIDAD DEL MATERIAL DIDACTICO UTILIZADO	

ESCALA DE EVALUACION: 1 A 10

1.- ¿LE AGRADO SU ESTANCIA EN LA DIVISION DE EDUCACION CONTINUA?

SI	NO
----	----

SI INDICA QUE "NO" DIGA PORQUE.

2.- MEDIO A TRAVES DEL CUAL SE ENTERO DEL CURSO:

PERIODICO EXCELSIOR		FOLLETO ANUAL		GACETA UNAM		OTRO MEDIO	
PERIODICO EL UNIVERSAL		FOLLETO DEL CURSO		REVISTAS TECNICAS			

3.- ¿QUE CAMBIOS SUGERIRA AL CURSO PARA MEJORARLO?

---

---

4.- ¿RECOMENDARIA EL CURSO A OTRA(S) PERSONA(S)?

SI		NO	
----	--	----	--

5.- ¿QUE CURSOS LE SERVIRIA QUE PROGRAMARA LA DIVISION DE EDUCACION CONTINUA?

---

---

6.- OTRAS SUGERENCIAS:

---

---



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

**CURSOS ABIERTOS  
IV CURSP INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES  
MODULO IV: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**

**SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS**

**ING. AMANDA O. GOMEZ GONZALEZ**

Palacio de Minería    Calle de Tacuba 5    Primer piso    Deleg. Cuauhtémoc 06000    México, D.F.    APDO. Postal M-2285  
Teléfonos: 512-8955    512-5121    521-7335    521-1987    Fax 510-0573    521-4020 AL 26

# **SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS**

***AMANDA O. GOMEZ-GONZALEZ***

## **INTRODUCCIÓN**

Las comunicaciones por microondas nacen en 1895 cuando Marconi descubre las comunicaciones inalámbricas con el telégrafo. La radiocomunicación a partir de ese momento utiliza grandes porciones del espectro y los anchos de banda requeridos y el costo asociado es por lo consiguiente también grande. En los años 50 muchas ciudades se comunicaban por cable coaxial y el tendido del cable conllevaba incomunicación en la mayoría de los poblados excepto las grandes ciudades, esta fue la causa de que muchas ciudades a partir de finales de tal década cambiaron a los sistemas por microondas, en México fue famosa la red federal de microondas gracias a la cual se pudieron ver en la mayoría de las pequeñas poblaciones las Olimpiadas en Cd. de México. Hoy en día y pese a los pronósticos de vida de 25 años, la red sigue en uso y un gran número de llamadas de larga distancia de televisión y enlaces de datos se realizan en éste sistema.

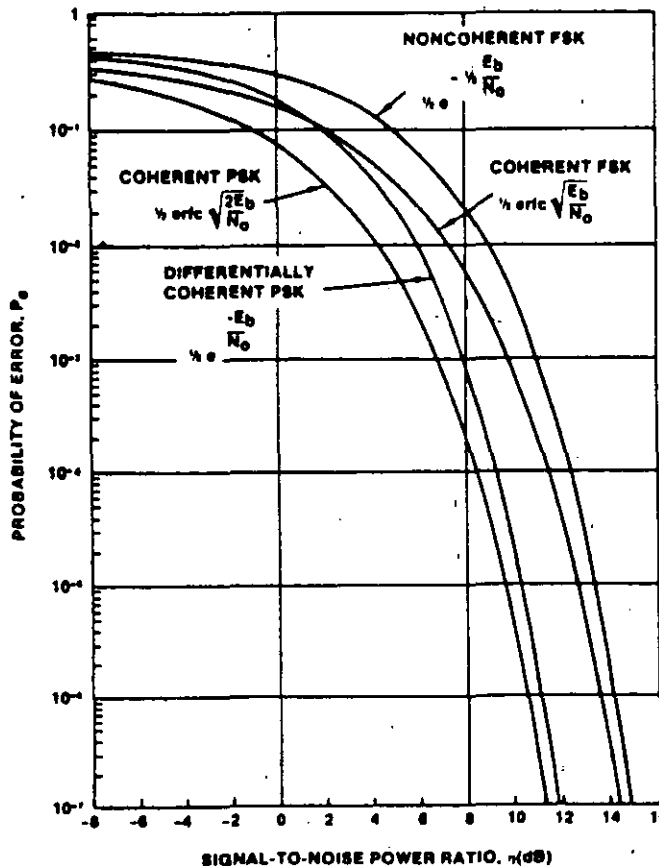
En este contexto, las microondas se definen como el intervalo de frecuencia que abarca desde 1 Ghz hasta las frecuencias cercanas al óptico.

Teléfono, radio, televisión y datos en vía terrestre y enlaces por satélite utilizan microondas y tales enlaces se realizan a lo largo de una línea de vista donde los patrones de radiación de las

antenas no cuentan con obstrucciones entre el transmisor y el receptor. En algunos casos en los enlaces terrestres se utilizan repetidores para sortear obstáculos además de amplificar la señal que en trayectorias largas se ha visto atenuada. En el caso de satélites geostacionarios, no existen obstáculos y el principal problema se deriva de la atenuación por espacio libre que llega a ser de 194 hasta 204 dB en las bandas C y Ku respectivamente

La señal de potencia deseada debe ser al igual que en los enlaces por satélite la especificada como S/N ó relación señal a ruido, cuando la S/N es pequeña con respecto a una norma determinada es difícil su reconstrucción. La presencia de ruido en una señal de voz se manifiesta como una señal poco inteligible, en una señal de TV, como una señal borrosa y en datos como la introducción de errores al incrementarse la relación bit error (BER). Esta tasa de error está especificada en la figura siguiente.

**Graph of Probability of Error Rates for Selected Binary Coding Systems**



**SYMBOL**  
 $\eta$  = SIGNAL-TO-NOISE RATIO (dB) =  $10 \log \frac{E_b}{N_0}$

WHERE  $\frac{1}{2} \text{erfc}(u) \triangleq \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_u^{\infty} \frac{e^{-t^2}}{t} dt$

REFERENCES: MODERN COMMUNICATION PRINCIPLES, 4TH EDITION, JOHN G. PROAKS, JR.

## CALIDAD DE LA SEÑAL A RUIDO

**voz analógica** Recomendación CCIR 353 indica un valor de 50 dB mínimo

**televisión analógica** Recomendación CCIR 567 estipula que para una señal de luminancia nominal entre 0.01 y 5 MHz. la señal no debe ser menor que :

53 dB durante mas del 1% del mes

45 dB durante mas del 0.1% del mes

**radiodifusión** Recomendación 505 estipula que el ruido no debe de exceder de -42 dB durante mas del 20% del mes e incrementa 4 dB se acepta por el 1% del tiempo y 12 dB para 0.1 %. Cuando la programación de la radiodifusión se trasmite vía satélite, se hace de manera digital porque de esta manera los errores audibles analógicos llamados 'clicks' se eliminan aunque en este caso se maneja una BER de  $10^{-9}$

**datos** , la recomendación CCIR número 614 estipula que la transmisión deberá de tener para una velocidad de 64 kbps a una frecuencia de 15 GHz en un enlace es en parte de un enlace de RDSI y no debe de exceder de una BER de

:  $10^{-6}$  durante mas del 10% al mes

$10^{-4}$  durante mas del 2% al mes

$10^{-3}$  durante más del 0.03% al mes

**Las características típicas de un sistema de comunicaciones en Estados Unidos son:**

Estados Unidos	frecuencias típicas	tipo transmisión	velocidad
	3.7 - 4.2 GHz	4QPSK	20Mb/s TD-2
	5.9 - 6.4 "	8QPSK	43.3 Mb/s
	10.7- 11.7 "	4QPSK	40.15 "
	" " "	"	70 "
	17.7-20.2 "	"	274 "

**Desarrollo de los enlaces**

sistema	año	alcance		No canales	circuitos	banda GHz	canal video
		millas					
TD2		1948	4000	5	480	3.7-4.2	
TH1	1959	4000		8	1860	5.9-6.4	1
TD3	1966	4000		12	1200	3.7-4.2	1
TD2B	1968	4000		12	1200	3.7-4.2	1
TH3	1969	4000		8	1800	5.9-6.4	1
TD2C	1972	4000		12	1500	3.7-4.2	1
TD2	1973	4000		12	1500	3.7-4.2	1
TN1	1974	1000		12	1800	10.7-11.7	1

## TÉCNICAS DE MODULACIÓN

### Modulación en Amplitud (AM)

Sea una señal  $v(t)$  que representa el voltaje de la señal con una frecuencia  $F_c$  en la portadora.

La modulación en amplitud se asocia a variaciones de amplitud de la portadora con un voltaje  $v(t)$  y la amplitud pico es  $V_{max}$ , la expresión de la portadora es.

$$c(t) = A(1 + m_{AM} V(t) / V_{max}) \cos(\omega_c t)$$

donde  $m_{AM}$  es el índice de modulación que se considera entre 0 y 1.

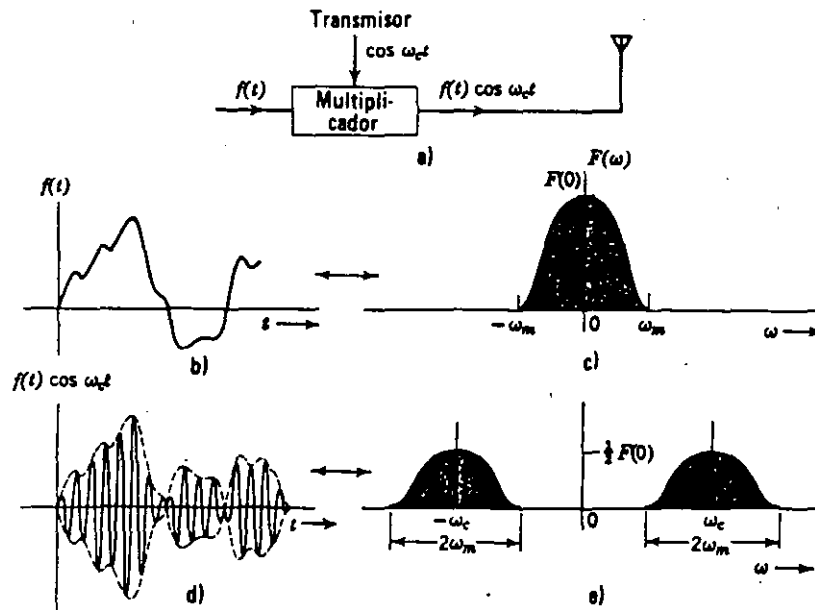
La ocupación espectral de la portadora modulada contiene los componentes de  $f_c$  a los dos lados de ella y la señal por lo consiguiente se repite, por lo que si al modular se considera todo el ancho de banda ocupado se le denomina doble banda lateral (DSB-AM) y la ocupación es:

$$B = 2f_{max}$$



Cuando por medio de filtros de pasa alta o de pasa baja se elimina la duplicación de señal, se denomina Banda Lateral única (SSB-AM) y la ocupación espectral queda:

$$B = f_{\max}$$



Al demodular la señal, la relación señal a ruido a la salida del demodulador queda ;

$$S/N = (C/No)_T / f_{\max}$$

## Modulación en frecuencia (FM)

Sea  $v(t)$  la señal que representa el voltaje y  $f_c$  la frecuencia portadora nominal, la frecuencia de modulación se asocia a la desviación de frecuencia de la portadora  $\Delta F(t) = f(t) - f_c$  siendo proporcional al voltaje  $v(t)$ :

$$\Delta F(t) = f(t) - f_c = k_{FM} v(t)$$

### Índice de modulación

Si la señal modulada es senoidal de frecuencia  $f_m$  y de amplitud  $A$ , es causa de desviaciones pico de frecuencia en la portadora de valor :

$$\Delta F(t) = k_{FM} A$$

El índice de modulación  $m_{FM}$  se define como:

$$m_{FM} = \Delta F_{MAX} / f_m$$

### Ocupación espectral.

El espectro de la portadora modulada es una señal senoidal de frecuencia  $f_m$  ocupando un ancho de banda dada por la fórmula de Carson.

$$B = 2(m_{FM} + 1)f_{max}$$

Relación Señal a ruido S/N

$$S/N = (3/2f_{MAX})(\Delta F_{MAX}/ f_m)^2(C/No)_T$$

El ancho de banda ocupado  $B$  por la portadora a la entrada del demodulador es  $B$ , considerando que el receptor tiene un ruido equivalente  $B_N$  en todo el espectro utilizado  $B_N = B$ , la potencia de ruido en el demodulador es  $N = NoB_N$  y la potencia de la portadora a ruido se evalúa como  $C/N = (C/No)_T B_N$  de donde

$$S/N = (3/2)(B_N/f_{MAX})(\Delta F_{MAX}/ f_m)^2 C/N = 3(1+m_{FM})m_{FM}^2 C/N$$

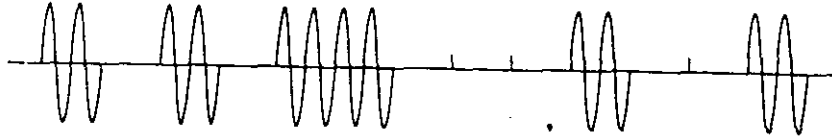
### ASK Modulación binaria en amplitud

La modulación binaria se puede transmitir en el espacio mediante una antena o sea por medio de radiación, lo importante es que la señal es originalmente una señal digital y se pone en una portadora analógica. La modulación en amplitud traslada el espectro de baja frecuencia binaria a una frecuencia superior llamada portadora. Este arreglo se conoce como modulación binaria en amplitud. Uno de los símbolos binarios se transmiten mediante un pulso sinusoidal  $s(t)$  dado por

$$s(t) = A \sin \omega_c t \quad 0 \leq t \leq T$$

0 en cualquier otro punto

El otro símbolo se transmite mediante un espacio (ausencia de señal) Una forma de onda ASK típica se muestra en la figura siguiente.



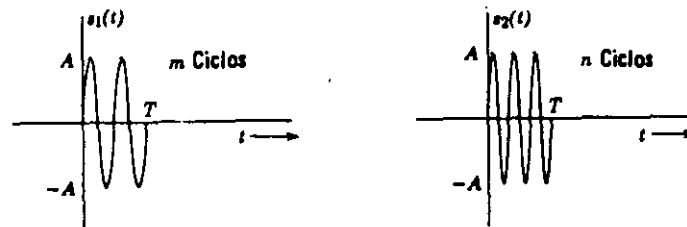
La probabilidad de error está dada por

$$P(e) = \text{erfc} \left( \frac{A}{2} \sqrt{\frac{T}{N}} \right)$$

Este tipo de modulación no es muy recomendable para microondas porque su variación de amplitud queda muy susceptible de las interferencias ambientales, por lo que queda con mucho mayor probabilidad de tener errores de identificación.

### FSK Modulación por corrimiento de frecuencia

Se debe emplear pulsos bipolares (dos alturas  $A/2$  y  $-A/2$ ) en lugar de dos pulsos de altura 0 y  $A$ , de esta manera los dos símbolos se representan como  $s(t)$  y  $-s(t)$ . Cuando se emplean los pulsos rectangulares modulados en amplitud, el arreglo se conoce como modulación binaria en fase. Se puede decir que es un PCM modulado en fase. Una forma de onda FSK típica se ejemplifica a continuación.



a)

$$A \sin \omega_c t \quad 0 \leq t \leq T$$

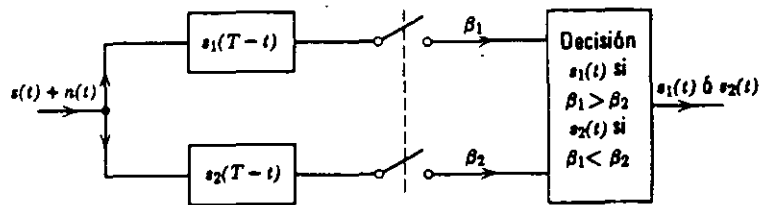
$$s_1(t) =$$

0 para cualquier otro punto

$$A \sin \omega_c t \quad 0 \leq t \leq T$$

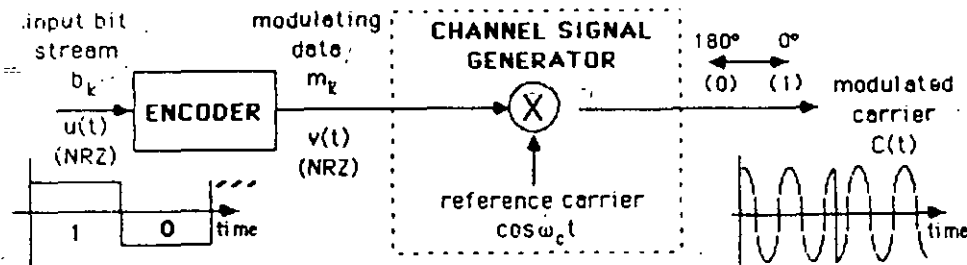
$$s_2(t) =$$

0 para cualquier otro punto



### BPSK Modulación por corrimiento de fase de dos estados

La modulación binaria de dos estados se caracteriza por una señal digital la cual se hace modular por una portadora  $\omega_c$ , y a la salida de esta se coloca un comparador de estado que identifica un 0 con una variación de fase de la señal coseno de 180 grados y en un 1 la identifica con 0 grados la figura siguiente ejemplifica el caso



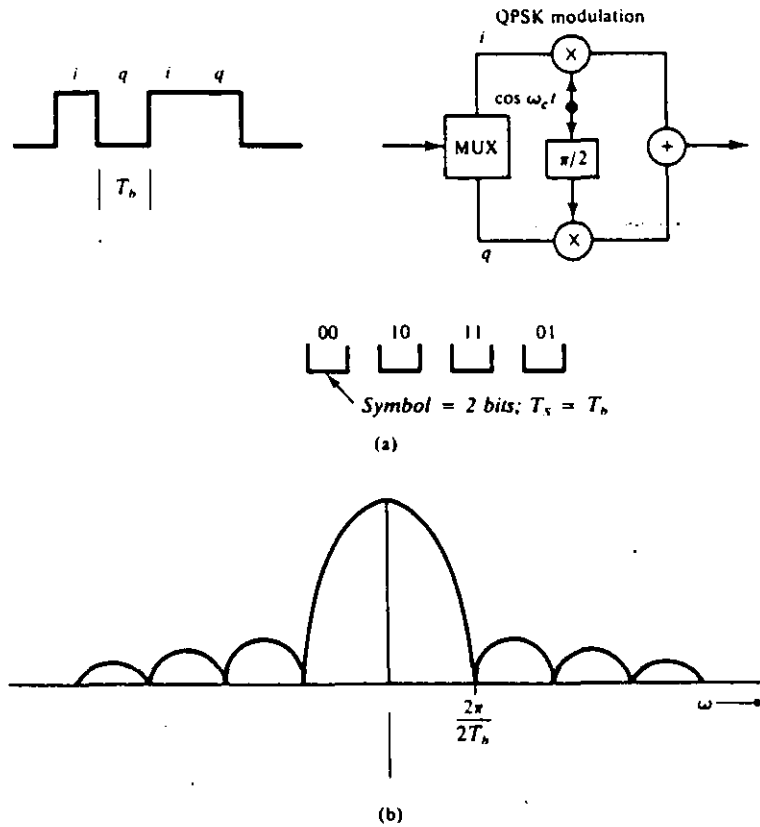
La señal de radiofrecuencia se genera y se controla por medio de los bits  $m_k$ , esto representa en tiempo  $(k T_c \text{ a } (k+1)T_c)$  con un voltaje  $v(kT_c) = + - V$ . La portadora de frecuencia  $f_c = \omega_c / 2\pi$  y se puede expresar

$$C(t) = A \cos (\omega_c t + k) = v(kT_c)A \cos(\omega_c t)$$

donde  $\theta = m_k$  y  $m_k$  es el complemento lógico de  $m_k$ ,  $\theta = 0$  si  $m_k = 1$  y  $\theta = \pi$  si  $m_k = 0$

### QPSK Modulación por corrimiento de fase de cuatro estados

La configuración siguiente muestra el modulador de 4 estados donde podemos ver que la señal identifica variaciones 0,90,180 y 270 grados de acuerdo a las variaciones de cada 2 bits o sea que  $A_k$  y  $B_k$  son cada uno de los bit de cada bit.



La tabla siguiente muestra las salidas que dará para cada par.

$A_k B_k$	fase
-----------	------

00	$5\pi/4$
01	$3\pi/4$
10	$7\pi/4$
11	$\pi/4$

Existen técnicas diferenciales para en caso BPSK y QPSK.

Las técnicas anteriores son las mas útiles para comunicaciones por microondas pues al tener las variaciones en la fase, los problemas de ruido blanco e interferencias es de mucho menor impacto que en las modulaciones analógicas. La eficiencia espectral es del orden de 0.7 a 0.8 bit/hertz para BPSK y 1.4 a 1.6 para QPSK. La desventaja de ésta técnica es que se utiliza el doble de ancho de banda .pero a nivel de energía de bit a error se comportan igual

$$E_c/N_o = C/N_o / R_c$$

donde  $R_c$  es la velocidad de transmisión., usualmente nos basamos en la tabla de BER .VS.  $E/N_o$  para tomas decisiones en lo referente a la  $E/N_o$  y por lo consiguiente de  $C/N_o$ .

La tabla siguiente da los valores típicos para ambas técnicas

BEP	BPSK	QPSK
$10^{-4}$	8.4	8.8
$10^{-5}$	9.6	9.9
$10^{-6}$	10.5	10.8
$10^{-7}$	11.3	11.5
$10^{-8}$	12.0	12.2

## TECNICAS DE TRANSMISION

Cuando se desea multicanalizar una señal para enviarla por medio de una portadora ya sea al satélite o a una transmisora de microondas se puede hacer por medio de frecuencia, tiempo o código. cada una de ellas representa una ventaja para casos específicos aunque también lleva desventajas ya sea en ruido, privacidad, complicación con el software y otras.

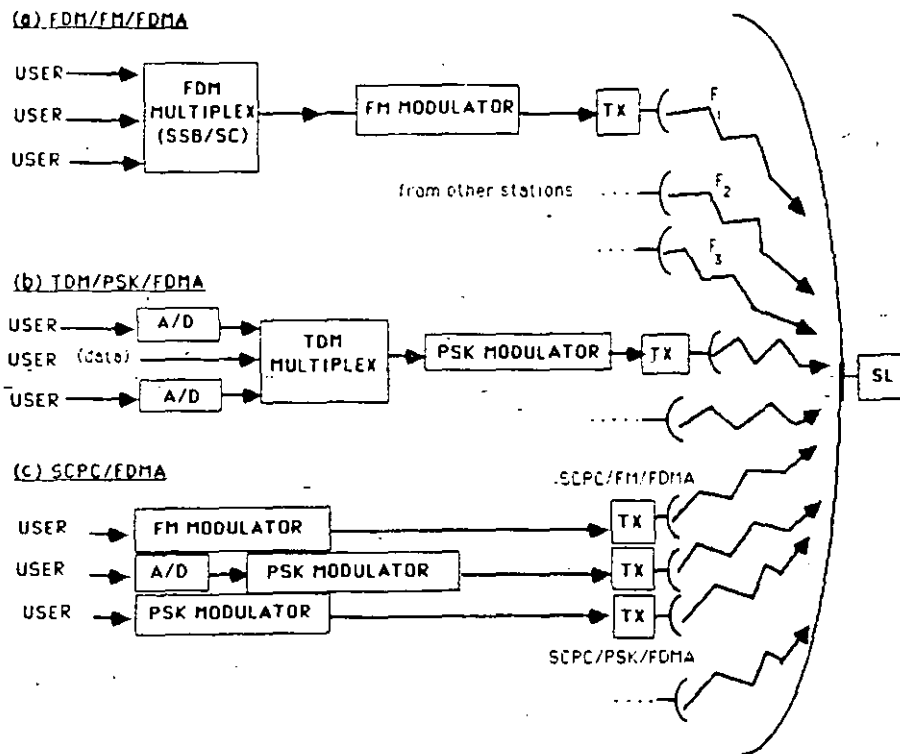
### **FDMA (Acceso múltiple por división de frecuencia)**

El ancho de banda de un repetidor se divide en sub-bandas, cada sub banda se asigna para transmitir portadoras por medio de la estación terrena, con este tipo de acceso, las estaciones terrenas transmiten continuamente y el canal transmisor contiene múltiples portadoras simultáneamente en diferentes frecuencias. Esto es necesario para proveer las bandas de guarda de los intervalos entre las bandas ocupadas por las portadoras para evitar las imperfecciones de los filtros y los osciladores. El enlace receptor , selecciona la portadora requerida y de acuerdo con la frecuencia apropiada. La frecuencia Intermedia FI la filtra y amplifica.

Dependiendo de la multicanalización y las técnicas de modulación usadas en la transmisión. En este caso un gran número de portadoras van simultáneamente y las características de transferencia no lineal de los canales causan un problema mayor, esto es intermodulación entre portadoras.

La figura siguiente muestra las diferentes configuraciones que se pueden utilizar con accesos por frecuencia





La figura siguiente muestra el problema de la interferencia entre canales

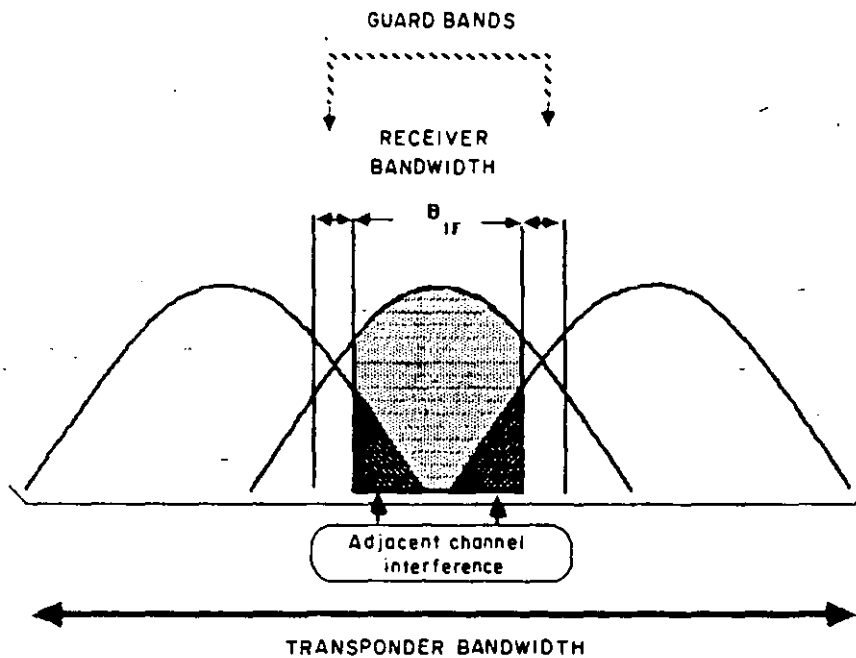


Figure 4.6 The spectrum of an FDMA transponder and adjacent channel interference.

Al tener un enlace ahora hay que considerar un factor que afecta el desempeño de la señal y éste es la C/Nim o se la intermodulación entre canales cuando estamos mandando mas de una portadora en el transpondedor, esto es FDMA

Las desventajas que presenta este tipo de acceso es que en caso de reconfiguración, para acomodar capacidades variables se necesita cambiar el plan de frecuencias y esto implica modificar las frecuencias de transmisión en los amplificadores, receptores, filtros de las estaciones terrenas.

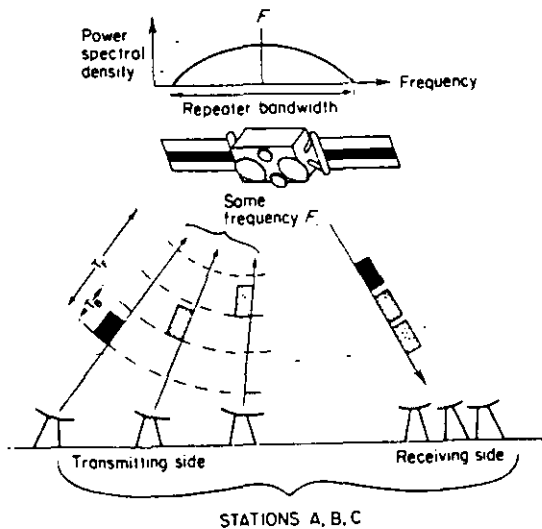
Baja capacidad de canales

Se necesita control de la potencia en las estaciones terrenas.

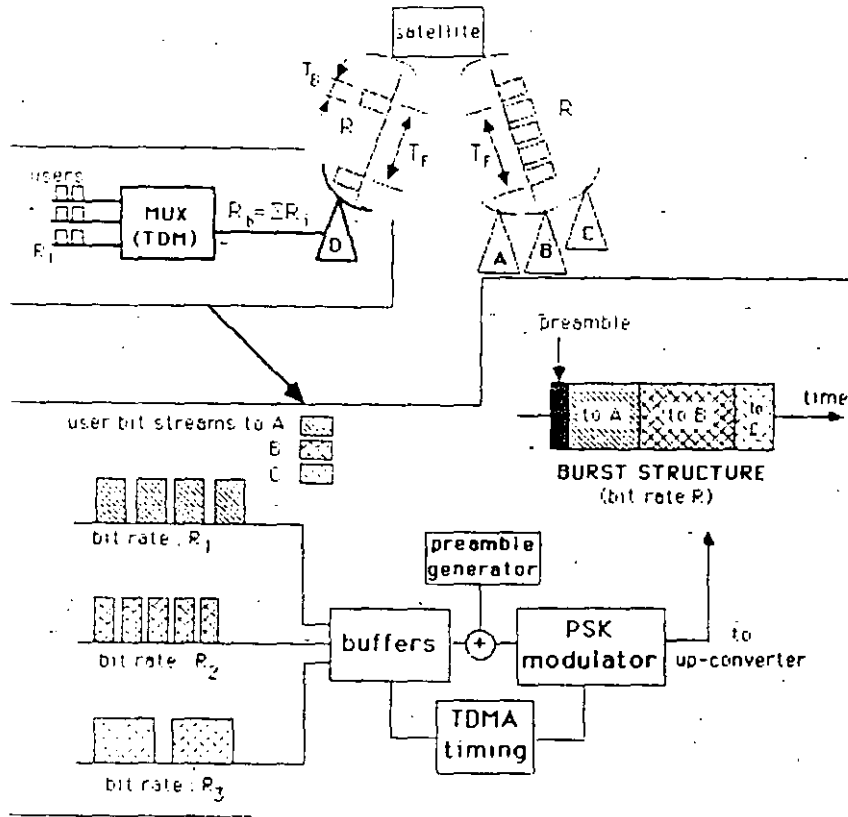
### TDMA (Acceso Múltiple por División de Tiempos)

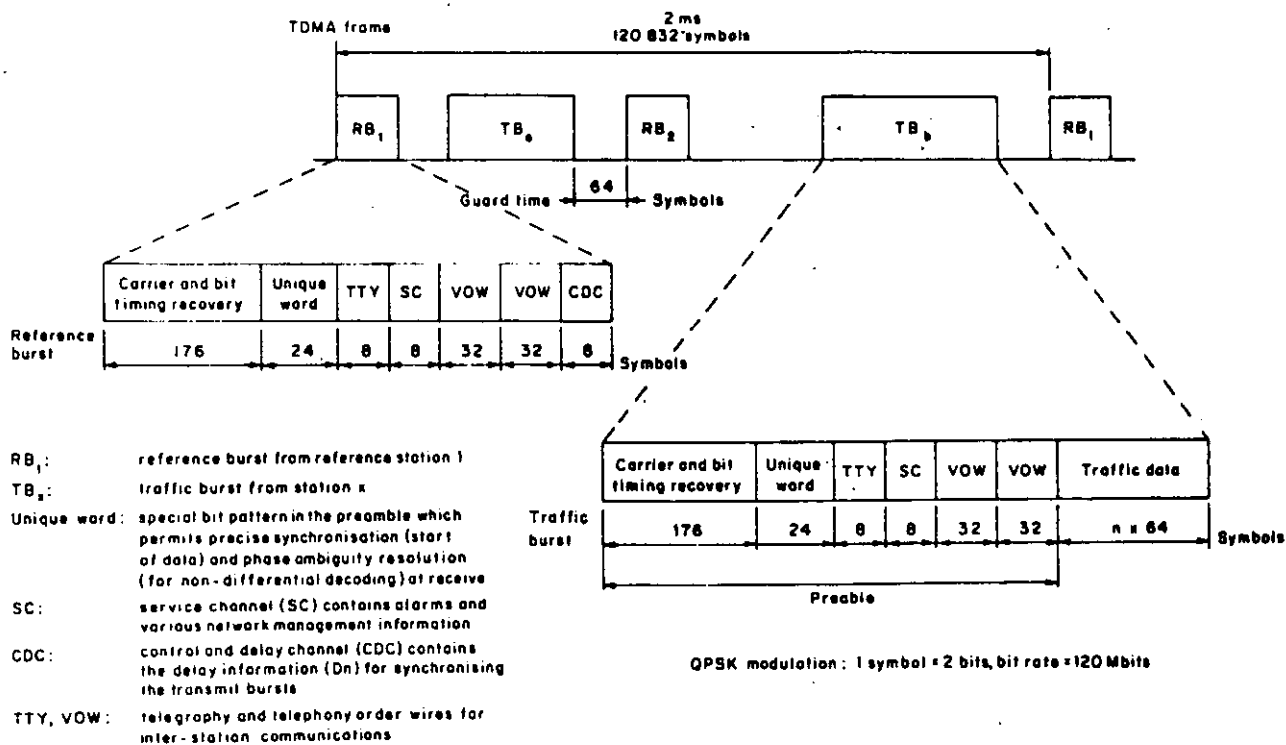
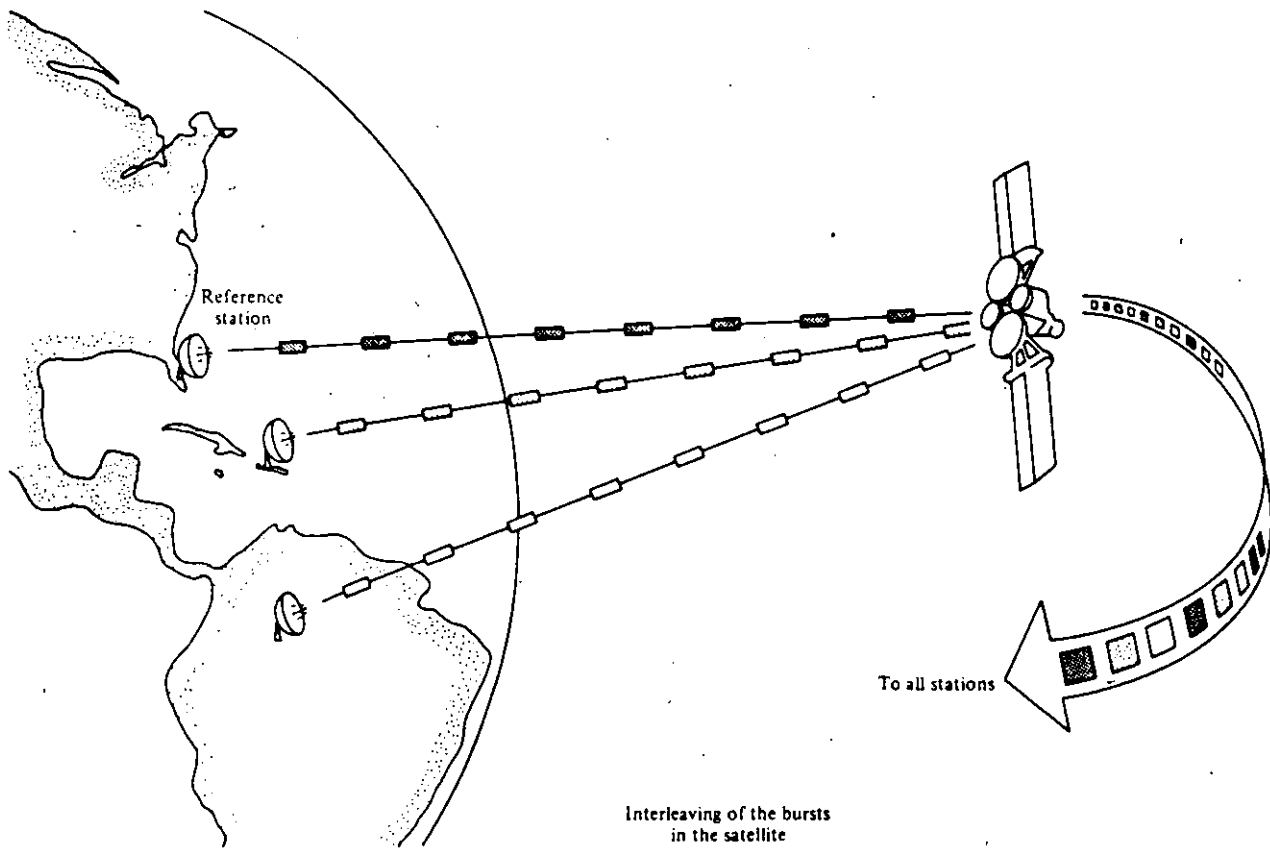
La figura siguiente muestra la operación de una red de acuerdo al principio de división de tiempo para el acceso múltiple. Las estaciones transmiten a tiempos discontinuos durante una ráfaga  $T_b$ . Esta transmisión se llama ráfaga. Una ráfaga de transmisión se inserta con una estructura grande de duración  $T_f$  llamada trama .

La figura siguiente muestra la operación de una red de acuerdo al principio de TDMA.



La generación de la ráfaga se ilustra a continuación.





## INTRODUCCION

Es evidente que el uso del espectro electromagnético es un elemento esencial para la infraestructura de las comunicaciones y que actualmente promueve en gran medida el desarrollo económico, social, cultural y científico de cualquier país. Las investigaciones que se realizan dentro del área de las radiocomunicaciones, están encausadas para garantizar una mejor optimización del espectro así como también obtener mayor confiabilidad en los dispositivos que conforman los actuales sistemas. Las tentativas a seguir son precisamente aquellas las que proporcionan alternativas que permitan subsanar los problemas que afronta actualmente la saturación del espectro radioeléctrico.

Las técnicas que en el presente trabajo se describen forman en conjunto una tecnología que permite revertir la actual situación del espectro en la medida que se sepa organizar el empleo de la misma. El espectro ampliado básicamente es una sistema de transmisión, como las convencionalmente existentes pero con la diferencia de que la energía media de la señal transmitida se reparte sobre una anchura de banda mucho mayor que la de la información y es precisamente de este hecho, del cual se deriva el nombre de la tecnología. Este sistema esencialmente intercambia una mayor anchura de banda de transmisión con una densidad espectral más baja, y entre sus cualidades más sobresalientes, están las de permitir un mayor rechazo a las señales interferentes que se ocasionan en la misma banda de frecuencias, también permite la posibilidad de compartir el espectro con sistemas de banda estrecha convencionales debido a la posibilidad de transmitir a una potencia inferior en la banda de paso de los receptores de banda estrecha.

Una descripción más detallada de las técnicas del espectro ampliado se realiza en el capítulo denominado "Marco teórico de las técnicas de modulación del espectro ampliado" en el cuál se lleva a cabo una descripción de las variantes más elementales que tiene este sistema, así como también se incluyen conceptos complementarios a las técnicas como lo son los códigos de secuencia pseudoaleatoria y la correlación entre otros.

## JUSTIFICACION.

Considerando la importancia y sobretodo el desarrollo que han adquirido las tecnologías de la comunicación, podemos observar que los cambios a los que se han sujetado las tendencias de su desarrollo, están dirigidas ha incrementar la eficiencia, la confiabilidad y la calidad de los mismos. Sin embargo, por muchos años los enlaces de radiofrecuencia se han realizado con dispositivos que tradicionalmente emplean anchos de banda angostos. Esto continuaría siendo funcional si el espectro electromagnético no fuese un recurso finito; considerando esto, se puede observar que es necesario se encuentren alternativas que permitan la optimización del espectro radioeléctrico y, la tecnología que permita lograr esto, es evidente será rápidamente probada y comercializada

La tecnología del Espectro Disperso puede justificarse si se comprende que técnicamente es otro tipo de modulación de radiofrecuencia, (como lo son las señales de radio AM y FM), que fué desarrollada para uso exclusivamente militar por ofrecer una mayor protección a las comunicaciones contra interferencias. Su aplicación puede ser fomentada si por otra parte se observa que varios radios, con esta técnica, pueden compartir la misma banda de frecuencias y pueden convivir con otras sistemas convencionales debido a su nivel de potencia de operación. Estas características hacen del sistema una opción atractiva para su uso en medios donde el espectro de frecuencias está congestionado o donde se requiera privacidad en las comunicaciones.

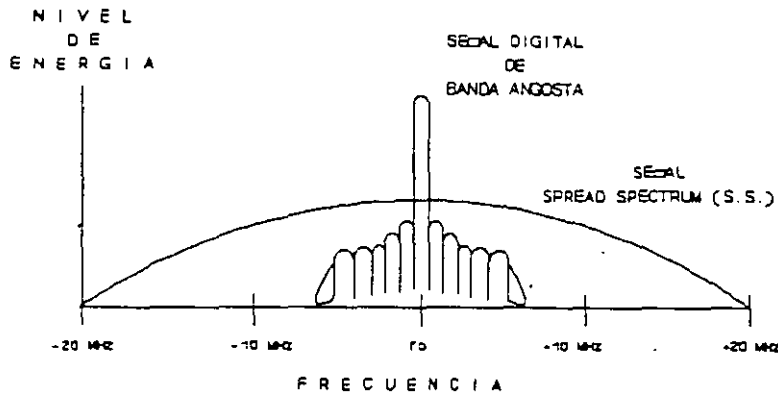
Las formas comunes de señales de radio utilizan una banda relativamente angosta de frecuencia a través de la modulación de una señal portadora de frecuencia única. Su buen resultado en mandar su mensaje depende de características como estabilidad de la señal en frecuencia y potencia pero también sufren inevitables desventajas. EL ruido en la banda de transmisión degrada una señal de radio normal; de este modo la señal se hace vulnerable a interferencia.

En sistemas privados siempre se ha tratado de evitar la facilidad de la detección de la señal ya que esto puede permitir que espías enemigos descubran las señales existentes, y de esta manera, se pueda localizar la dirección hacia la fuente de información e inclusive interceptar la misma. Es importante también considerar que en un espectro electromagnético lleno, cada señal compite con aquellas emanadas o provenientes de otras fuentes transmisoras.

Sin embargo, las leyes de la naturaleza no marcan estrictamente que la radio-transmisión ordinaria sea la única forma de transmitir información; por el hecho de ser la primera creada y la más comunmente usada por ser sencilla. De los años de 1920 a 1940 la idea una diferente clase de transmisión independientemente puso a pensar a los investigadores en diferentes partes del mundo. En una expresión de esta idea, la portadora del radio se controlada por una secuencia usualmente pseudoaleatoria de números o bits. El receptor, el cuál conoce esta secuencia, la usa para reconstruir la portadora original.

Una manera de hacer esto, es mediante un proceso llamado Salto de Frecuencia (Frequency Hopping -- « F.H. »). El transmisor emite sucesivamente en diferentes frecuencias en rápidos bloques cortos en un orden controlado sobre un rango ancho. El receptor conoce este orden, reconoce los bloques sucesivos y los estructura para reconstruir el mensaje original.

Otra forma de transmisión es la conocida como Secuencia Directa "Direct Sequence" y emplea una secuencia pseudoaleatoria de la misma manera que la técnica de salto de frecuencia, la única diferencia de la técnica anterior, es que esta emplea pulsos mucho más cortos que los bits del mensaje que son llamados "Chips". Estos Chips multiplican sucesivamente fracciones de los bits; el resultado es entonces transmitido. En el receptor la señal que va llegando es multiplicada por el chip de secuencia para recuperar los bits originales.



ESPECTRO DE DOS SEÑALES DIGITALES, UNA CORRESPONDIENTE AL SISTEMA CONVENCIONAL DE BANDA ANGOSTA Y OTRA CON ESPECTRO DISPERSO (AMBAS SEÑALES CONTIENEN LA MISMA TAZA DE DATOS Y ESTAN TRANSMITIDAS A LA MISMA POTENCIA).

Debido a que este tipo de transmisión emplea en todas sus formas o técnicas un extenso ancho de banda en el espectro electromagnético; muchas veces mayor que el ancho requerido por la señal de la información original, ha sido llamado "ESPECTRO DISPERSO" (SPREAD SPECTRUM -- « S.S. »). El término ha sido ideado en los años 50's por

los Ingenieros Madison Nicholson y Jhon Raney con la compañía Sylvania Electric Products Inc's Electronic System Division in Buffalo, N.Y., los cuales fueron pioneros en el desarrollo del sistema.

El sistema goza de un gran número de ventajas sobre los sistemas ordinarios de radio-comunicación. Las dos principales características, pudiera decirse que son de carácter militar: su relativamente escasa detectabilidad, la cuál oculta sus transmisiones y su invulnerabilidad a la interceptación de la señal. Las últimas raíces de su ancho de banda natural: una señal interferente, no importa que tan fuerte, en una frecuencia única, o algunas veces una banda de frecuencias, destruirán únicamente una pequeña porción del espectro total usado para transmitir la información. Su escasa posibilidad de detectabilidad, al final, en su forma de secuencia directa deriva de dos hechos: una ordinaria banda angosta de radio fallaría casi toda la transmisión y la transmisión se oiría no como una señal sino como ruido, de igual manera, si el receptor fuere de banda ancha, la señal es tan ancha que pasa desapercibida por estar debajo del nivel de ruido que monitorea el receptor.

Una tercera ventaja surge cuando los canales son ligeramente usados. La tecnología del espectro disperso permite la operación simultánea de muchos transmisores a través del mismo canal ancho con muy poca interferencia. La razón es que distintas secuencias



seudoaleatorias coincidirán muy raramente, de modo que cada transmisor será muy poco susceptible al ruido producido por otros radios. Pero cuando demasiados transmisores son puestos en operación al mismo tiempo el nivel del ruido se incrementa en proporciones intolerables cuando el uso es constante.

La asignación de frecuencias individuales para los usuarios tales como AM o FM trabajan mejor.

La secuencia ya sea de frecuencias, bloques de tiempo o chips, es el elemento crítico en el espectro expandido. Si cualquiera lo conociera, o todos empleáran el mismo orden de secuencia, por ejemplo, subir desde bajas hasta altas frecuencias, la tecnología de E.D. (Espectro Disperso -- «E.D.») perdería sus ventajas. El orden de secuencia para cada radio debe ser diferente, para mantener fuera del alcance de interferencia de algún otro radio, y ese orden de secuencia debe de ser, en aplicaciones militares, un secreto, para prevenir la interceptación pirata de algún enemigo o interferir la transmisión.

Una manera práctica de llevar a cabo estos requisitos es generar una secuencia pseudoaleatoria, una secuencia que puede ser reconstruída pero que sin embargo tiene propiedades de aleatoridad. Cada secuencia esta caracterizada por un algoritmo en el cuál una variable secreta determina la transmisión ordenadamente así como también la recepción de la señal. Si el algoritmo y sus variables son propiamente seleccionadas cada secuencia será diferente de cualquier otra, y será virtualmente impredecible a cualquier persona ajena a la comunicación.

Los algoritmos son frecuentemente incorporados en registros de corrimiento con realimentación. El estado inicial del registro corresponde a la variable; su salida a la secuencia.

La historia del E.E. es compleja, muchas personas diferentes, en distintos tiempos y lugares, independientemente relacionadas o involucradas ellas mismas con los problemas de detección e interferencia y con soluciones a estos problemas. El mismo Marconi, a principios de 1899, se interesó en la interferencia de los radios y experimentó con recepción de frecuencia selectiva para minimizarla.

En 1929 en Polonia un ingeniero joven y un aficionado a la radio Leonard Danilewicz, un director de AVA, un fabricante de equipo eléctrico y de radio propuso ala policia armada un apoyo general a un dispositivo para radiotelegrafUa secreta que, más tarde escribió, "Desafortunadamente no ganó aceptación, ya que se consideró como una idea bárbarica consistente en cambios comnstantes de la frecuencia del transmisor." En Suiza, en los años 30's, un inventor prolífico, Gustavo Guanella, proyectó un sistema de radar que hizo vacilar sus trasnmisiones de frecuencia : en una alta medida entre un límite alto y bajo" y que empleó correlación en el receptor. En Alemania los ingenieros de Telefunken Paul Kotowski y Kurt Dannehl solicitaron en 1935 patentar un dispositivo para ocultar señales de voz debajo de una banda ancha como señal de ruido producida por un generador rodante. Y en los E.E.U.U., Unas estrellas de cine desarrollaron un esquema de frequency hopping.

***CAPITULO I***

***MARCO TEORICO***

***DEL***

***SISTEMA***

***ESPECTRO AMPLIADO***

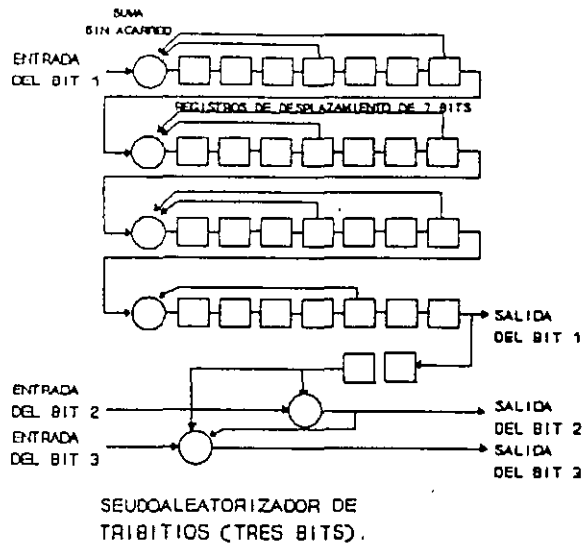
***[SPREAD SPECTRUM]***

## SCRAMBLER (SEUDOALEATORIZADOR )

Los pseudoaleatorizadores suelen implementarse como registros de corrimiento con realimentación, que pueden disponerse en cascada (observese la figura ) El bit de entrada se modifica añadiendo el estado de ciertos bits seleccionados del registro de 7 bits al bit entrante. Los bits de entrada 2,3, etc., se cambian mediante los bits subsecuentes. Los pseudoaleatorizadores se diseñan con el fin de asegurar que los valores de ángulo de fase posibles tienen igual probabilidad de producirse y así procurar corrimientos de fase suficientes como para que el demodulador del receptor recupere la señal del reloj.

Aunque la aleatorización es necesaria por las razones descritas, hace aumentar la tasa de error, ya que es probable (y en algunos casos seguro) que un error en un bit ocasione errores en bits subsecuentes. Para impedir estos fallos, algunos modems codifican la entrada del pseudoaleatorizador en código Gray para que el error más frecuente en demodulaciones (tomar un valor de un estado de fase adyacente) cause únicamente un error de un bit cuando se decodifique en el receptor

En lo que respecta al Desaleatorizador del receptor realiza la operación inversa al aleatorizador



## SECUENCIA SEUDOALEATORIA

Ambas técnicas, la FH y la secuencia directa, de espectro expandido usan secuencias pseudoaleatorias para generar la secuencia de expansión. Mientras que hay demasiadas posibles diferentes secuencias, la más comúnmente usada es la de "máxima longitud" registro de corrimiento lineal que frecuentemente están referidas a secuencias pseudo-ruido

Para clasificar una serie finita de eventos de cualquier tipo, como por ejemplo, aleatoria, se refiere a las condiciones *a priori* bajo las cuales la secuencia fué producida, en lugar de una consideración *a posteriori* de como se ve la secuencia o que propiedades tiene, de este modo, si una secuencia de unos y ceros es producida por lanzar una moneda al aire (Aguila = 1, Sol = 0), lo podemos considerar como un proceso aleatorio o un proceso impredecible. No obstante, si una secuencia similar de unos y ceros es generada por un dispositivo determinístico tal como un registro de corrimiento, aunque parezca que la secuencia fuese aleatoria, no lo es, ya que esta diseñada como una secuencia pseudoaleatoria.

Como ya se mencionó, uno de los equipos que se emplea, para generar secuencias pseudoaleatorias determinísticas más simple y efectiva es el registro de corrimiento. Un registro de corrimiento de grado  $n$  es un dispositivo que almacena  $n$  posiciones binarias consecutivas el cuál varía de una posición a otra en orden descendente por medio de un reloj interno. Un registro de corrimiento puede ser convertido en un generador de secuencias aleatorias incluyendo una realimentación de lazo cerrado el cuál cuenta o calcula un nuevo término para el primer estado basado en los previos  $n$  términos. Un ejemplo es mostrado en la figura 3, donde  $n=4$  y la realimentación de los estados 3 y 4 se lleva a cabo a través del punto de suma 2 que sumó y regresó al estado 1. Las reglas aritméticas del punto de suma son:  $0+0=0$ ,  $1+1=0$ ,  $1+0=1$ , y  $0+1=1$ . Si el estado inicial del registro de corrimiento 1000 (leído de izquierda a derecha), la sucesión de estados generada por pulsos de reloj será:

1000, 0100, 0010, 1001, 1100, 0110, 1011, 0101, 1010, 1101, 1110, 1111, 0111, 0011, 0001, 1000, y la salida (de la posición 4) en cada estado será 000100110101111. Esto se repetirá en un período de 15 estados.

Como se puede observar, la secuencia parece aleatoria, pero es determinística y tiene una periodicidad finita. Dado cualquier registro de corrimiento lineal de grado  $n$ , la secuencia de salida siempre es periódica con un periodo a lo más,  $p=2^{n-1}$ . Cualquier secuencia de salida logra realizar un periodo de  $p=2$  a  $n-1$  que es llamado secuencia lineal de registro de desplazamiento de máxima longitud

Un parámetro determinante en el buen funcionamiento de un sistema de comunicaciones es la relación de señal a ruido  $[S/N]$ . Debido a que estos sistemas deben operar con una relación de  $S/N$  muy baja en la portadora, desde hace años se han hecho esfuerzos para encontrar técnicas que permitan radar, un buen radio de acción un alto grado de resolución o exactitud en la transmisión de la información. Para lograrlo se ha desarrollado la teoría estática de la comunicación,

la teoría de la codificación, y el desarrollo de la microelectrónica.

Un investigador muy importante en el campo de la teoría estática de las comunicaciones [Shannon] demostró que la capacidad de un canal para transferir errores en la información es aumentado con el incremento del ancho de banda, aún cuando la relación de S/N es disminuida a causa del incremento del ancho de banda.

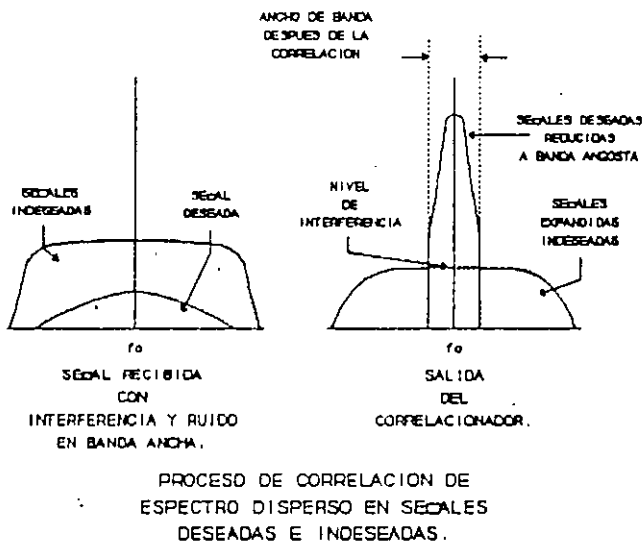
Estas son las bases en las que fundamenta sus técnicas el sistema "Spread Spectrum"

El siguiente ejemplo nos permite observar los beneficios que se obtienen al emplear la modulación de una portadora con un ancho de banda significativamente más amplio que el ancho de banda en banda base, necesario para el paso de la información. El ejemplo consiste en mostrar el caso de banda FM convencional. Como bien es sabido, el ancho de banda necesario por una señal de FM no es función únicamente del ancho de banda de la información sino también, del porcentaje de modulación. La reducción del ruido y la interferencia es una ventaja sobre la modulación de amplitud. sin embargo llega a ser significativa únicamente cuando la desviación de frecuencia de la portadora demodulada larga en comparación con la frecuencia modulada. Por tal la banda amplia de FM, cuando el umbral del ruido es excedido, un proceso de ganancia-una mejora en la relación señal a ruido en la salida del procesador sobre la entrada- puede ser obtenida.

Desde que la banda amplia de FM produce un espectro mucho más amplio que el requerido para la información transmitida, ha podido ser considerada como una técnica de espectro expandido. No obstante, difiere de las técnicas de espectro expandido, en que estas últimas técnicas usan alguna señal u otra operación más que la información que es enviada para expandir en una banda ancha la señal transmitida, Considerando que en el caso de la FM la misma señal es empleada para ensanchar la banda de la señal transmitida. Sin embargo, las técnicas del espectro expandido existe una ganancia en el procesamiento de la señal análogo al de FM de ancho de banda que permite ella reducción de ruido en la portadora, o bajos niveles de potencia transmitida para permitir un buen funcionamiento del sistema.

## CORRELACION

La correlación es un proceso fundamental en un sistema de Espectro Ampliado ya que constituye un método común en la recepción de señales. En este proceso prácticamente se compara la similitud que existe entre dos señales; es decir, que tan similares son en apariencia una con respecto a la otra. El grado de semejanza es expresado frecuentemente con un número que puede variar desde cero hasta uno, de este manera, un par perfecto de señales es indicado por un uno y un par parcial puede tener un valor que varíe entre cero y uno, dependiendo de la semejanza.



En un receptor con tecnología S.S. la correlación es frecuentemente usada para identificar una señal que ha sido codificada con la secuencia pseudoaleatoria deseada. Un correlacionador comunmente está compuesto por un mezclador y por un filtro pasabajos y la función de básica de los dos elementos es la de promediar, en el mezclador es donde se comparan las dos señales y ambas se multiplican. El circuito de correlacionador reporta el ala salida del mezclador el promedio de similitud de las dos señales.

En un sistema de Secuencia Directa, el correlacionador es usado para identificar y detectar señales con el código de ampliación deseado. Las señales ampliadas con otros códigos pseudoaleatorios, o las señales que no fueron ampliadas en su totalidad, diferirán estáticamente de la señal deseada y como consecuencia a la salida del correlacionador se obtendrá a un valor con un nivel bajo. La señal deseada tendrá una buena correspondencia con el código pseudoaleatorio generado localmente y esto provocará un valor con un nivel alto a la salida del correlacionador.

Debe hacerse notar que el circuito de promediación del correlacionador da el valor promedio del mezclador sobre el tiempo. Si una cantidad de ruido o de interferencia están presentes, parte de la señal recibida será afectada y contendrá errores, Por lo que considerando esto, en el mezclador, las señales interferentes también serán ampliadas, pero casi de manera simultánea, serán suprimidas porque en el momento en el que la señal deseada es devuelta a su forma original y se estrecha su banda, se acciona el filtro pasabajas del correlacionador permitiendo el paso únicamente ala señal de banda angosta que contiene la información. Puede decirse que este es el corazón en el sistema de Secuencia Directa del proceso de rechazo de interferencia.

En un sistema FH la acción de la correlación se implementa de diferente manera, pero el concepto es el mismo. La frecuencia transmisora portadora se mueve varias veces por segundo

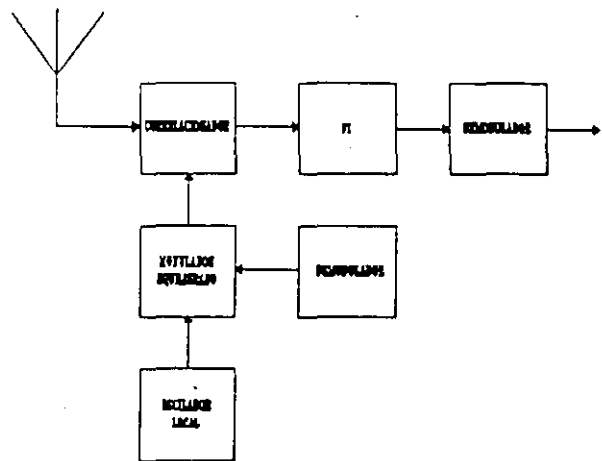
Tres principales técnicas del espectro expandido serán tratadas que permitirán comprender la potencialidad del sistema [SPREAD SPECTRUM]:

- ESPECTRO ENSANCHADO POR SECUENCIA DIRECTA
- ESPECTRO ENSANCHADO POR SALTO DE FRECUENCIA
- ESPECTRO DISPERSO POR IMPULSOS DE FRECUENCIAS (CHIRP)



**ESPECTRO ENSANCHADO  
POR  
SECUENCIA DIRECTA**

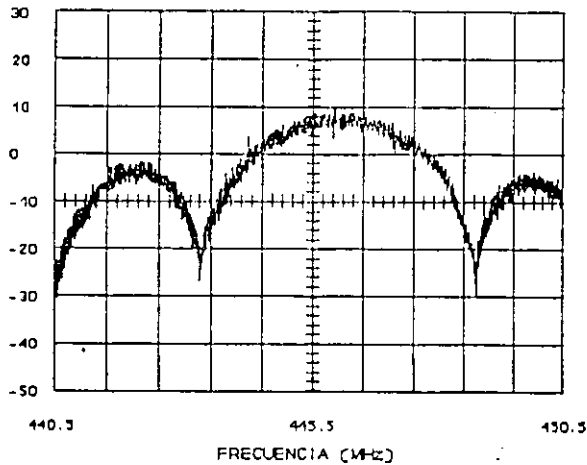
La Secuencia Directa es una técnica que implícitamente en su estructuración emplea una secuencia digital de código, además de utilizar cualquier tipo de \*modulación convencional, para modular una portadora de RF por una señal de espectro ampliado. Debido a que se emplea un código digital posee la característica de contar con una velocidad de datos codificados muy superior a la velocidad binaria de la señal de información; de hecho cada bit de información de la señal digital se transmite como una secuencia pseudoaleatoria de datos codificados.



· DIAGRAMA FUNCIONAL DEL RECEPTOR DE SECUENCIA DIRECTA.

Históricamente hablando, la herramienta matemática básica, en radiocomunicaciones, han sido los análisis de tiempo y frecuencia de Fourier. Generalmente la señal de radiofrecuencia es vista como una combinación lineal de ondas sinusoidales, el concepto clásico de la modulación involucra la variación de cualquiera de los tres parámetros (Amplitud, Frecuencia o Fase) asociado con una onda senoidal como una portadora de la información.

En estos últimos años, han tomado mayor importancia las comunicaciones digitales en las cuales la señal digital, desde un punto de vista conceptual, se considera como una secuencia de unos y ceros. En la práctica esto incluye un tren de pulsos en donde 1 es un pulso y un cero no es un pulso, o usando una señal de onda continua de alta frecuencia para la cual un cambio de fase de  $90^\circ$  es un 1 y  $-90^\circ$  un cero. El tren de pulsos puede ser visto como un tipo de amplitud modulada de onda cuadrada mientras que la secuencia de  $+, -90^\circ$  puede ser vista como una onda senoidal con modulación de fase o como onda senoidal con amplitud modulada equilibrada

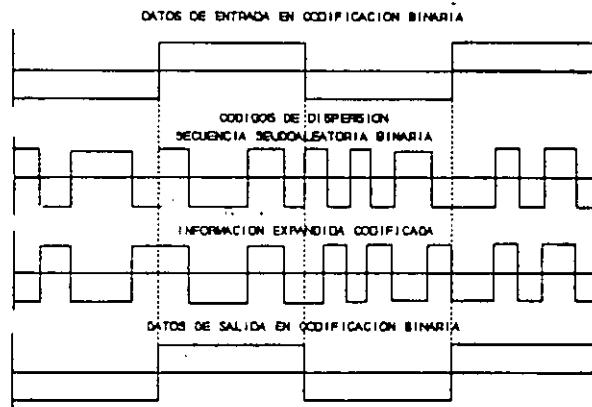


ESPECTRO DE UNA SEÑAL BPSK  
MODULADA CON LA TÉCNICA DE  
SECUENCIA DIRECTA (S.D.).

Una de las propiedades importantes de las ondas senoidales es que todas las armónicas "seno nx" de la función fundamental seno x son mutuamente ortogonales y el seno x es también ortogonal a dos de sus cambios de fase de 90°, cos x y -cos x. Se ha encontrado que las propiedades ortogonales de esta clase están entre las atribuciones más deseables de las señales en diferentes y variadas situaciones de comunicaciones.

Modulación de Amplitud (AM),  
Modulación de Frecuencia (FM)  
o Modulación de Fase (PM)

Cuando uno tiene que codificar una serie de mensajes posibles para un enlace de comunicación, uno deside que sus maneras de codificar sean tan distintas mutuamente como sea posible. Esto es lo que aproximadamente sucede en el caso ortogonal, o incorrelacionado, y sobre estas bases los mejores esfuerzos y avances en el desarrollo de los códigos de corrección de error tienen sus orígenes. Similarmente, los códigos ortogonales juegan un papel importante en las técnicas S.S. y permiten que una cierta cantidad de señales sean transmitidas en la misma frecuencia nominal portadora y ocupe los mismos anchos de banda de R.F.



REPRESENTACIONES DE LA SEÑAL EN  
EL DOMINIO DEL TIEMPO.

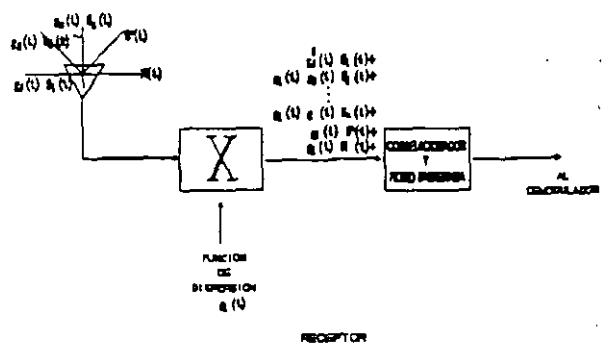


DIAGRAMA GENERALIZADO DE UN RECEPTOR CON TECNICA SECUENCIA DIRECTA (S.D.).

La siguiente figura muestra el sistema S.S. en una forma generalizada en el transmisor, una portadora AOCOS  $\omega_0 t$ , es modulada en un modo muy general por algún método convencional (Amplitud, modulación de ángulo, o una combinación de ambas para producir:

$$S_1(t) = A_1(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)]$$

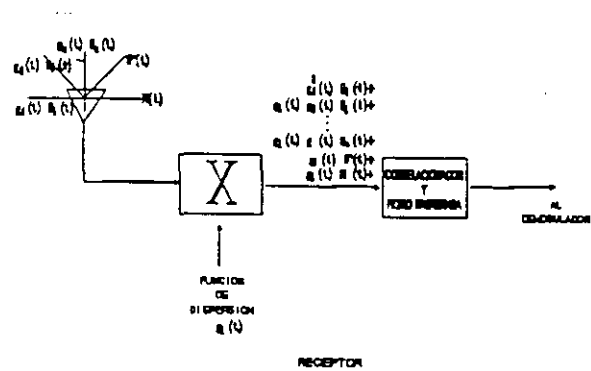


DIAGRAMA GENERALIZADO DE UN RECEPTOR CON TECNICA SECUENCIA DIRECTA (S.D.).

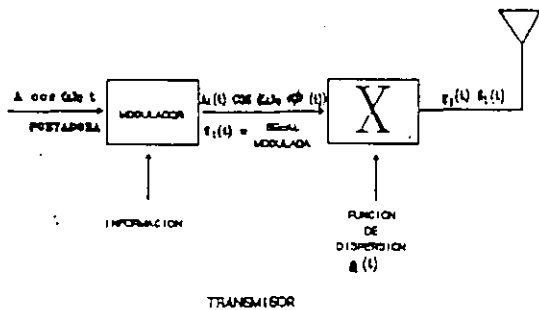


DIAGRAMA GENERALIZADO DE UN TRANSMISOR CON TECNICA SECUENCIA DIRECTA (S.D.).

Esta señal modulada es posteriormente multiplicada por una función de tiempo.  $g_1(t)$ , la cual amplía la energía de  $s_1(t)$  sobre un ancho de banda considerablemente más amplio que el de la señal modulada. Posteriormente la señal resultante,  $g_1(t) * s_1(t)$ , es transmitida a través de un canal de radio donde se combina linealmente con otras señales y ruido. Una vez

que la señal entra al sistema receptor a través de una antena esta es procesada para recuperar la señal con la información deseada. Para realizar esto, la señal compuesta que ha entrado al sistema receptor es multiplicada por una réplica exacta de la función expansora del espectro  $g_1(t)$  de manera que a la salida del multiplicador tendremos:

señal

$$\text{deseada} = g_1^2(t) * s_1(t)$$

señales

$$\text{indeseadas} = g_1(t) * g_2(t) * s_2(t) + \dots + g_1(t) * g_n(t) * s_n(t) + g_1(t) * \xi(t) + g_1(t) * N$$

Donde:  $g_1(t) * g_n(t) * s_n(t)$  representa otras señales S.S.,

Y  $g_1(t) * \xi(t)$  al igual que  $g_1(t) * N$  representan otras señales y ruido, el cual ha sido también expandido en el receptor por la función

$g_1(t)$

La señal que sale del multiplicador es posteriormente conducida a un correlacionador y a un filtro pasabanda. De este modo si la función  $g_1(t)$  es seleccionada para que  $g_1^2(t)=1$  Y  $g_1(t)*g_n(t)=0$  entonces el receptor será capaz de extraer únicamente la señal deseada de todas las otras señales S.S.. Y con lo que respecta a  $s(t)$  y al ruido serán reducidas significativamente en energía por el filtro pasabanda porque está diseñado para banda angosta, suficiente para permitir el paso a la señal deseada únicamente, la cuál al ser multiplicada por la función  $g_1(t)$ , se obtiene la señal original de la información. Debido al proceso de ampliación y reducción, el ancho de banda de la radiofrecuencia es transparente a la señal de información deseada, cualquier tipo de codificación para aumentar la confiabilidad, como la corrección de errores o la detección del código, o para proporcionar privacidad debe ser empleado como se desidió en la manera usual.

Como ya se ha observado, en el proceso que se acaba de describir, la información es usada para modular una portadora antes de que esta sea expandida por el código, sin embargo no es esta la única manera de montar la información en una señal de Espectro Ampliado, un método muy usual es adicionar la información al código de ampliación del espectro antes de que este sea usado para ampliar la modulación. Al ser mandada la información, debe de realizarse en forma digital en este proceso porque la adición a un código secuencial involucra a un código binario, tal y como se muestra en el siguiente esquema. De manera similar que se emplea una \*Modulación Digital de Cambio de Fase (Phase-Shift Keying), en el esquema, se puede emplear cualquier otra forma de modulación digital. Una vez que se ha ampliado la señal digital, en el receptor la señal es devuelta a su forma original no sin antes correlacionar las señales recibidas con una señal de referencia idéntica al código de ampliación usado en el transmisor, de esta manera la señal deseada se colapsa con su ancho de banda original.

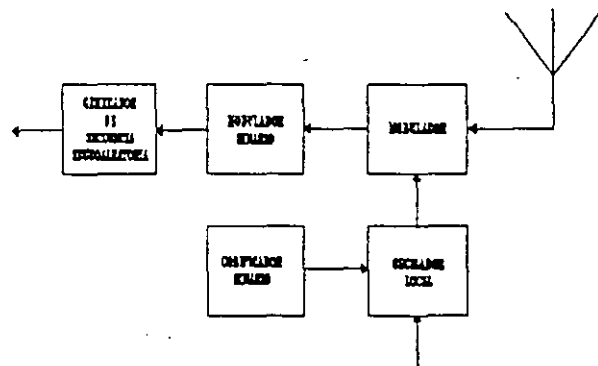
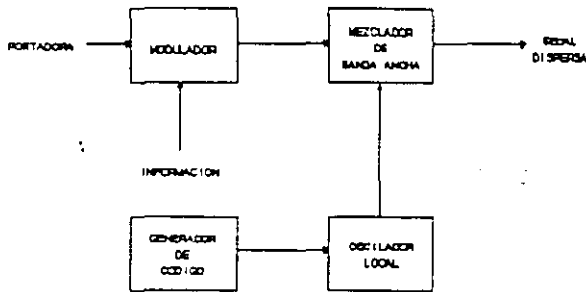


DIAGRAMA FUNCIONAL DEL  
TRANSMISOR DE SECUENCIA  
DIRECTA.

Las señales que no han sido correlacionadas con el código de ampliación, son ampliadas por la señal de referencia local a su ancho de banda, o más, y un filtro pasobanda suprime sus efectos exceptuando la señal deseada.

## ESPECTRO AMPLIADO POR SALTO DE FRECUENCIA

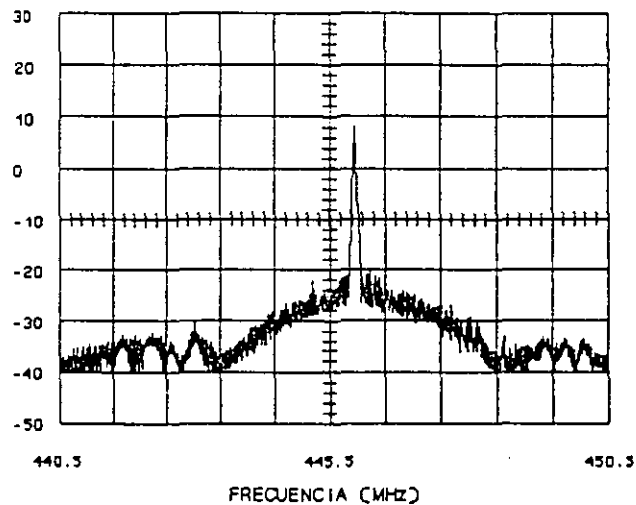


TRANSMISOR.

La técnica de Espectro Ampliado por Salto de Frecuencia es similar a las técnicas de modulación por Secuencia Directa. La diferencia principal radica en el modo de transmisión generado y en el modo en cual la interferencia es rechazada. La siguiente figura muestra un sistema generalizado de espectro ampliado con la técnica Salto de Frecuencia.

De manera análoga al método de Secuencia Directa, la técnica de Salto de Frecuencia emplea un código pseudoaleatorio, tanto en el transmisor como en el receptor, ambos capaces de producir códigos idénticos con la apropiada sincronización.

Como en la técnica anterior, no hay restricción en la elección de la modulación de la información. En el método de Salto de Frecuencia el código secuencial pseudoaleatorio es empleado para conmutar la frecuencia portadora, en lugar de, modular directamente la misma, es decir, se hace variar de manera pseudoaleatoria la frecuencia portadora en incrementos discretos

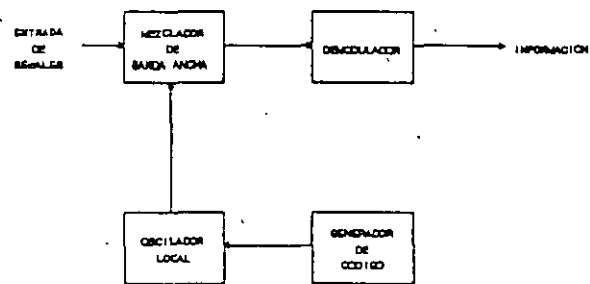


ESPECTRO DE UNA SEÑAL  
MODULADA CON LA TÉCNICA DE  
SALTO DE FRECUENCIA ( F.H. ).

dentro de una gama de frecuencias. Visto desde un punto de vista generalizado, se puede considerar al sistema FH como un sistema de modulación por desplazamiento de frecuencia (MDF) en el cual se utiliza un gran número de frecuencias seleccionadas por código para transmitir la información transportada por un conjunto de frecuencias de banda estrecha en un sistema de manipulación por desplazamiento de frecuencia.

En el transmisor FH, el generador de códigos controla el sintetizador de frecuencia u oscilador local que hace variar las frecuencias de una manera pseudoaleatoria. El espectro de salida transmitido de la señal FH es bastante diferente a la señal de espectro ampliado DS, pues el espectro instantáneo de la señal FH se asemeja idealmente a una señal de banda estrecha o de una sola frecuencia. La salida instantánea del generador de saltos de frecuencia puede estar compuesta de bandas laterales y frecuencias no esenciales creadas por un transmisor no ideal. En lo que respecta a la densidad de potencia del espectro medio a largo plazo está ampliada y es aproximadamente igual a la densidad de potencia en la anhuera de banda del sistema de Secuencia Directa.

El receptor FH mezcla la señal de entrada con una señal del oscilador local controlado por un generador de códigos de funcionamiento síncrono. Esto produce una señal deseada de salida constante en la banda de paso FI. La interferencia, cuya banda es estrecha con relación a la anchura de banda FH y que no está sincronizada con el oscilador local de salto de frecuencia, sólo aparece ocasionalmente en la banda de paso de FI. La banda de paso de FI, por tanto, rechaza la potencia de señal no deseada de la misma forma que que en el sistema DS. En el caso de las señales interferentes no deseadas de banda ancha, la banda de paso de FI que efectivamente se deslaza por saltos sólo intercepta una cantidad de interferencia proporcional a la anchura de banda de FI, es la misma para el sistema DS.

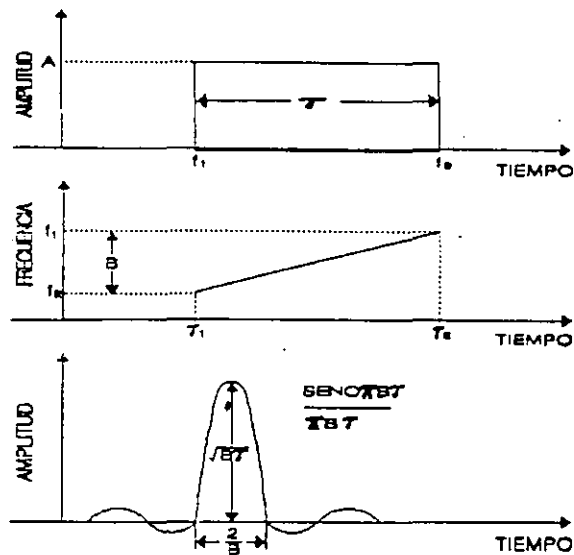


RECEPTOR



**MODULACION  
POR  
IMPULSOS DE FRECUENCIAS**

Esta técnica lineal de modulación de la frecuencia fué desarrollada hace algunos años, para mejorar la operación de los sistemas de radar y radiodeterminación por medio de la respuesta de un pulso corto pero con la capacidad de detección de un pulso largo. Un pulso largo transmitido es adecuadamente modulado y el receptor está diseñado para accionar en la modulación para comprimir el pulso en uno mucho más corto. La forma de onda transmitida consta de un pulso rectangular de amplitud constante "A" y duración "τ" como se muestra en la figura. La frecuencia del pulso transmitido es linealmente incrementada de una frecuencia  $f_1$  a otra  $f_2$  durante el pulso. La frecuencia de señal modulada pasa a través de un filtro en el receptor a una velocidad de propagación proporcional a la frecuencia. Para este caso, el filtro alista las frecuencias altas en el borde de salida del pulso con relación a relación a las del borde anterior. El resultado es que la energía contenida en el pulso largo original es comprimida en un pulso corto de aproximadamente  $1/B$  donde  $B = f_2 - f_1$ . El pulso



ESPECTRO DISPERSO LINEAL FM, O COMPRESION DE PULSO.

- (a) PULSO TRANSMITIDO DE AMPLITUD A Y DURACION  $T$
- (b) VARIACION LINEAL DE LA FRECUENCIA SOBRE UN ANCHO DE BANDA B DEL PULSO TRANSMITIDO.
- (c) SALIDA DEL FILTRO RECEPTOR.

resultante tiene una forma proporcional a  $\frac{\text{sen } \pi Bt}{\pi Bt}$ , y la potencia instantánea pico del pulso comprimido es aumentado por el factor B veces sobre el pulso largo transmitido. Por lo tanto, a la multiplicación  $B \cdot \tau$  se le identifica como un proceso de ganancia. La

***CAPITULO II***  
***CARACTERISTICAS***  
***DEL***  
***SISTEMA***  
***ESPECTRO AMPLIADO***  
***[SPREAD SPECTRUM]***

## FRECUENCIA DE OPERACION

De igual manera como ha sucedido con otros sistemas de radiocomunicación, que hacen uso de las frecuencias radioeléctricas, para la explotación de éste sistema se requiere de una banda de frecuencias asignada, es decir, se requiere hacer uso de una parte del espectro radioeléctrico, el cuál debe estar definido por dos límites específicos para poder realizar una emisión previamente autorizada. Este segmento de ancho de banda de operación está a su vez subdividido en canales o bandas de frecuencias, que para este caso son bandas amplias y que practicamente caracterizan y dan nombre al sistema.

Todo equipo que esté diseñado para operar dentro del ancho de banda de frecuencias asignadas con la tecnología E.A. tiene una o varias frecuencias de operación, estas frecuencias prácticamente se les identifica como frecuencias de trabajo en las cuales se realiza la emisión o recepción de una señal.

Una frecuencia radioeléctrica es cualquier frecuencia en la cual la radiación electromagnética es útil para las telecomunicaciones.

Una banda de frecuencias asignadas se define como un rango de frecuencias en el interior de la cuál se autoriza la emisión de una estación determinada.

## POTENCIA

En radiocomunicaciones la propagación de las ondas electromagnéticas, desde un punto transmisor hasta otro punto receptor está influenciada por la naturaleza eléctrica de la tierra, la frecuencia de operación, la distancia y la altitud de las antenas y de las condiciones existentes en la troposfera y en la ionosfera. De acuerdo a esto las ondas se dividen en ondas directas, ondas reflejadas, ondas superficiales, ondas difractadas, ondas dispersas en la troposfera y ondas dispersas en la ionosfera.

Sin embargo, el espacio libre es un medio en el cual no se presentan obstáculos ni fenómenos tales como: reflexión, refracción, dispersión, etc..

En un sistema de radio-comunicaciones la antena es un elemento fundamental. Una antena es la región de transición entre una onda guiada y el espacio libre, y viceversa. Una antena se acopla al receptor o al transmisor por medio de una línea de alimentación que puede ser un cable coaxial o una guía de ondas. La antena transmisora sirve para radiar energía electromagnética. Las ondas así producidas viajan en el medio de propagación y excitan las corrientes internas de la antena receptora. Sólo una parte de la energía que se transmite llega a la antena receptora, el resto es radiada hacia el espacio circundante. El propósito fundamental de una antena transmisora es la de radiar la energía hacia el espacio con una máxima eficiencia con una cantidad mínima de distorsión. El propósito de una antena receptora es la de captar la mayor parte de la energía

## ANCHO DE BANDA

El ancho de banda se determina por un solo valor y es independiente de la posición de la banda en el espectro de frecuencias. Prácticamente es un rango de frecuencia ocupada por una señal que transporta información que difiera de su valor máximo más allá de lo especificado.

Para hacer uso eficaz del espectro radioeléctrico se establece para cada clase de emisión, las normas que controlan el espectro emitido por una estación transmisora, así como los métodos de medida necesarios para comprobar las características espectrales de la emisión.

Por otra parte para determinar un espectro emitido la anchura óptima debe tenerse en cuenta el conjunto del canal de transmisión así como todas sus condiciones técnicas de funcionamiento, incluidos los demás canales y servicios radioeléctricos que comparten la banda, y, en especial, los fenómenos de propagación.

Las propiedades espectrales de una determinada emisión, o clase de emisión, se especifican con los conceptos que a continuación se citan:

**Anchura de banda necesaria.**- Para una clase de emisión dada, es aquella con frecuencias estrictamente suficientes para asegurar la transmisión de la información a la velocidad y con la calidad requeridas en condiciones especificadas.

**Anchura de banda ocupada.**- Es aquella en la que, por debajo de su frecuencia límite inferior y por encima de su frecuencia límite superior, se emitan potencias medias iguales cada una a un porcentaje especificado,  $b/2$ , de la potencia media total de una emisión dada.

Sin embargo la anchura de banda necesaria debe fijarse en el valor mínimo posible, en función de la técnica de modulación, siempre que se incluya las componentes del espectro necesarias para que el receptor asegure la recepción, con la calidad exigida en determinadas condiciones técnicas, (las fórmulas que pueden usarse para determinar la anchura de banda figuran en el apéndice 6 del reglamento de comunicaciones)

La anchura de banda ocupada a  $x$  dBson susceptibles de mediciones de la anchura de banda realmente ocupada por una determinada emisión con el fin de cerciorarse, de que dicha emisión no ocupa una anchura banda excesiva para el servicio que ha de proporcionarse y, por consiguiente garantizar que no creará interferencia más allá de los límites estipulados para esta clase de emisión.

Por último conviene considerar que, en varios casos, la utilización de sistemas con anchuras de banda necesarias muy superiores a la anchura de banda base, aumenta potencialmente el número de usuarios simultáneos que pueden compartir una banda del espectro (por ejemplo, sistemas FM que emplean un elevado índice de modulación, técnicas de expansión de la anchura de banda), ya que puede reducirse suficientemente la susceptibilidad de los receptores a la interferencia para compensar con creces la reducción del número de canales disponibles, incrementándose así la eficacia de la utilización del espectro radioeléctrico.

## SENSIBILIDAD

En breves palabras podemos definir la sensibilidad como un término que se emplea para indicar la señal mínima de entrada a la que responderá un sistema electrónico, por ende, podemos afirmar que es la actitud de un receptor para recibir señales débiles y para reproducirlas con una intensidad utilizable y una calidad aceptable, pero que para valorar la calidad de las señales de salida puede ser necesario, en muchos casos, considerar el equipo receptor en su conjunto.

De esto último se desprende la relación íntima que guarda la sensibilidad con los siguientes parámetros.

- Nivel de salida necesario
- Anchura de banda global necesaria para la señal
- Relación señal/ruido necesaria a la salida
- Nivel de ruido interno (intrínseco al receptor)
- Anchura de banda efectiva global de ruido.

Entre otras consideraciones importantes se debe hacer referencia a aumentar la sensibilidad en la medida en que lo permitan las consideraciones de carácter económico y técnico para de esta manera economizar la potencia transmitida. Y por otra parte se deben hacer extensivas las consideraciones de una buena sensibilidad a las condiciones necesarias para asegurar una buena protección contra las señales interferentes.

Como las características medidas varían notablemente de uno a otro receptor, es necesario se efectúen mediciones (en la medida de lo posible), en varios receptores del mismo tipo y se indiquen valores estadísticos (valor medio, desviación típica).

**TAZA DE BITS ERRADOS B.E.R.  
(BIT ERROR RATE)**

Por de finición se señala a la taza de bits errados como la fracción de una secuencia de bits de mensajes que se reciben con error en promedio por cada millón de bits transmitidos, prácticamente se le conoce como un porcentaje de datos transmitidos incorrectamente sobre el total de datos, expresados como una fracción del número total de bits transmitidos. sus siglas en inglés son BER.

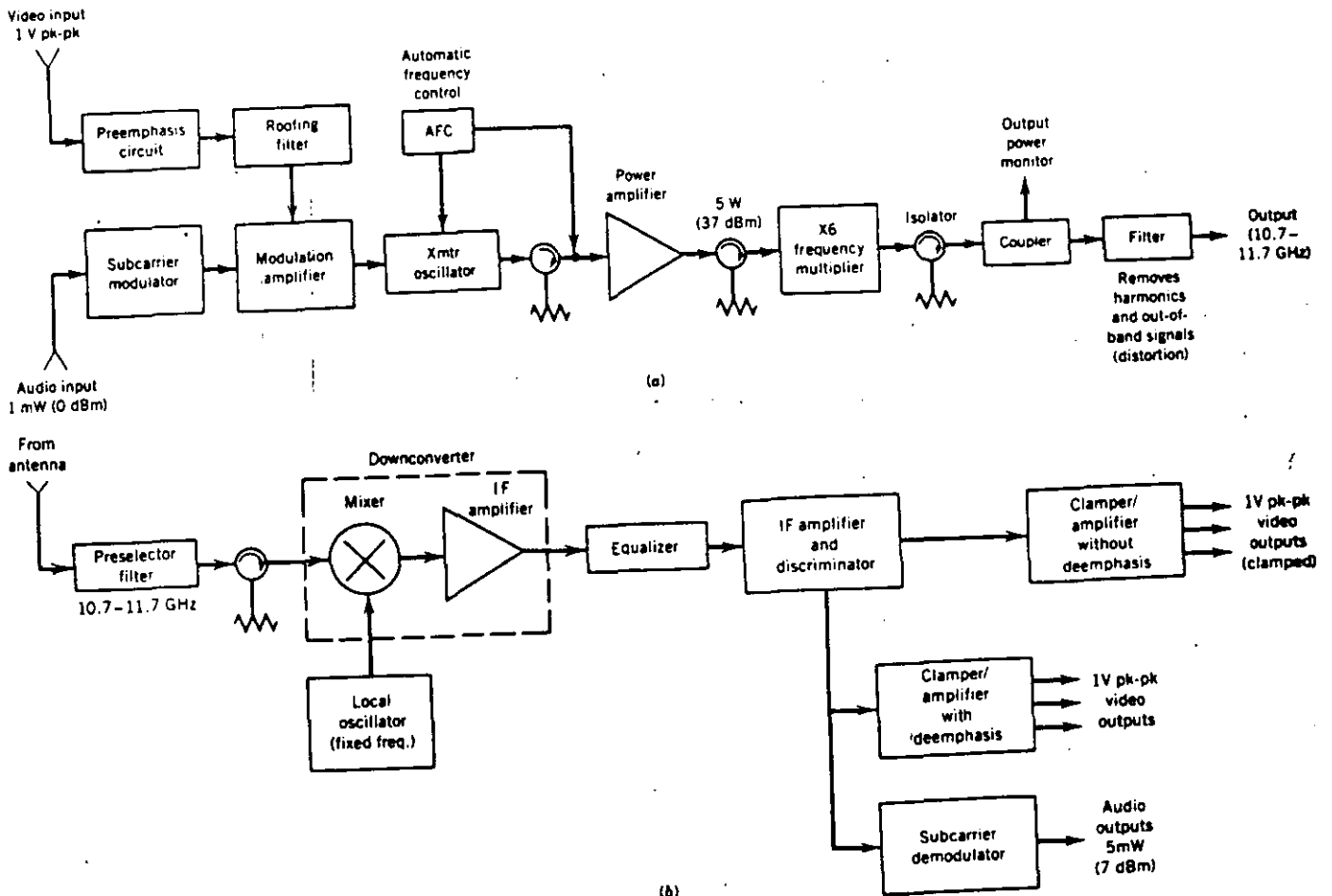
Tanto la sensibilidad como la taza de bits errados están relacionados por razones que ya se explicaron en la definición de sensibilidad y, de estas razones se desprende la medición conocida como "Medición de la Sensibilidad en función del BER" para este caso se obtiene un valor de sensibilidad que aunque ya está establecido este puede variar de acuerdo al número de bits erróneos que se produzcan en un enlace.



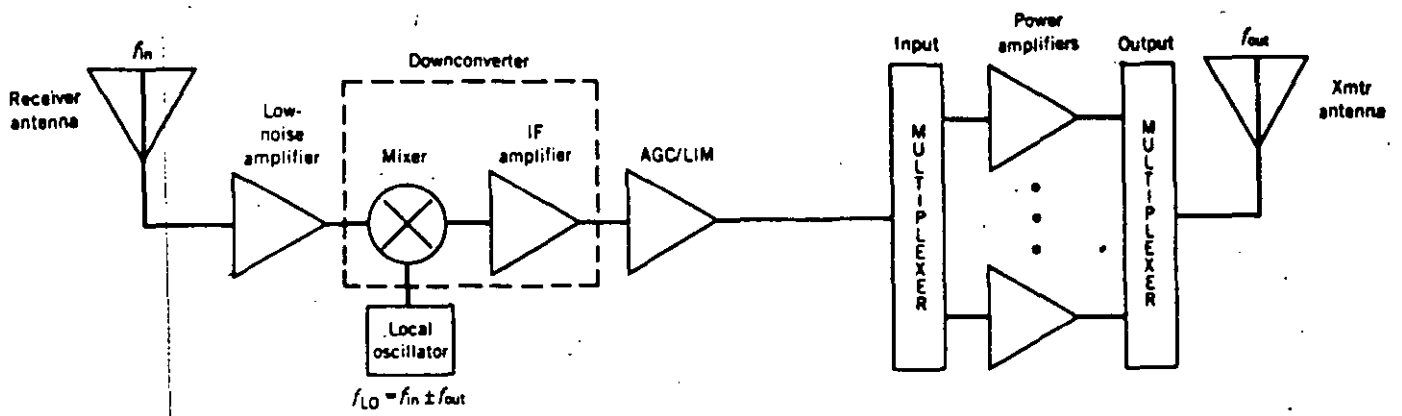
# EQUIPOS DE MICROONDAS EN COMUNICACIONES

## SISTEMAS TERRESTRES

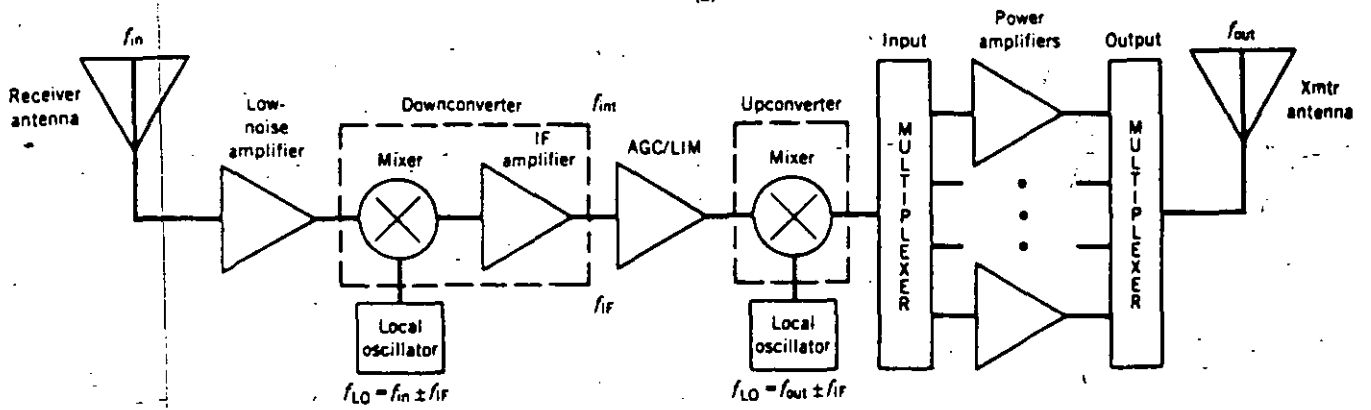
Los sistemas de comunicaciones terrestres son un equipo único bastante grande. El típico repetidor utilizado para comunicaciones intercontinentales se muestran en la figura siguiente el oscilador opera en 2GHz típicos, la señal se amplifica en clase C por medio de un transistor bipolar, multiplicada en un varactor (reactancia variable) multiplicando y filtrando la señal antes de enviarla para transmisión por antena. En la recepción un filtro, un aislador (línea de transmisión unidireccional) y un convertidor de bajada consistente en un mezclador y un amplificador de frecuencia intermedia se utiliza para amplificar y correr la frecuencia de bajada a la frecuencia mejor para filtrar y demodular. Un Oscilador de microondas de estado sólido (diodo Gunn) se utiliza para dar la señal para la frecuencia de corrimiento.



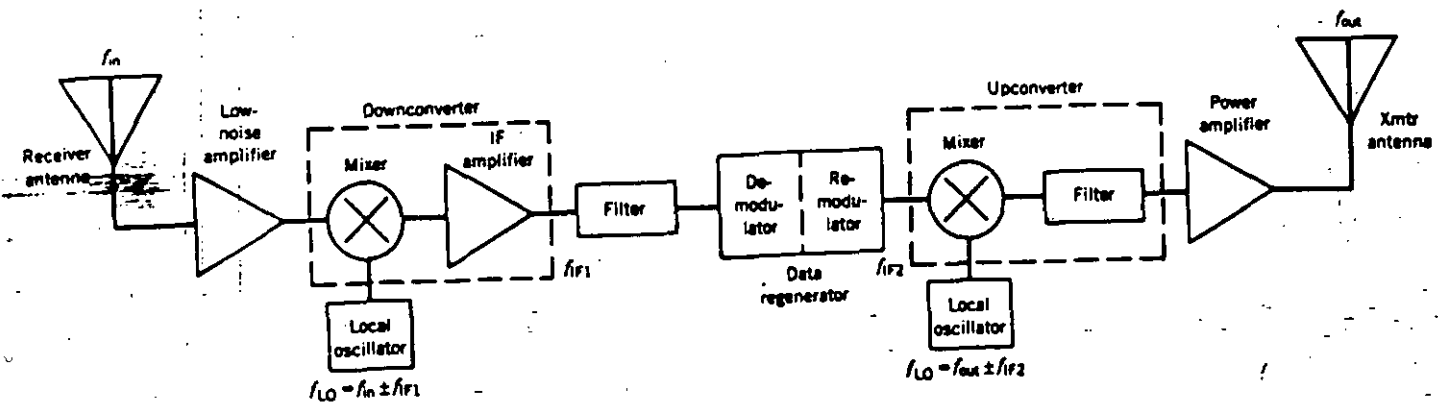
# SISTEMAS SATELITALES



(a)



(b)



(c)

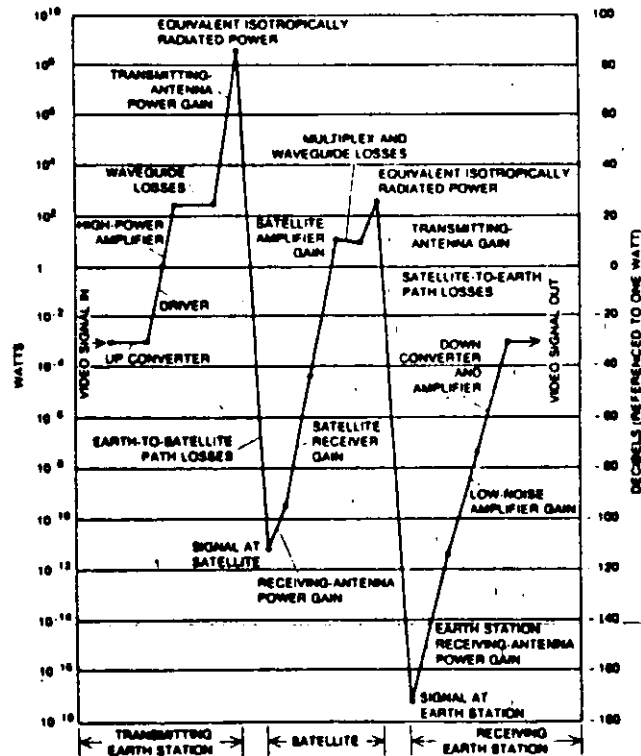
## ECUACION DE ENLACE

Al analizar las características de las comunicaciones terrestres y satelitales se requiere determinar los niveles de la relación S/N en el receptor para estimar calidad de la transmisión. La técnica para esta estimación es la ecuación de enlace.

$$C/N_0 = PIRE_{tx} + G/T_{rx} - L - K$$

$$C/N = C/N_0 B_w$$

La figura siguiente muestra la relación de ganancias y pérdidas para una señal en un enlace espacio tierra.



### ***PIRE (Potencia Isotrópica Radiada Equivalente)***

La potencia radiada por unidad de ángulo sólido de una antena de alimentador isotrópico desde una fuente de alimentación con potencia  $P_t$  esta dada por:  $P_t/4\pi$  (Watts / steradianes)

En una dirección cuando el valor de la ganancia de transmisión ya no es unitaria, la potencia por ángulo sólido es  $G P_t/4\pi$

El producto  $P_t G$  se llama Potencia isotrópica radiada equivalente y se expresa en Watts

### ***Ganancia de antena***

$$G = 4\pi A_e / \lambda^2 = 4 A \pi \eta / \lambda^2$$

Donde  $A$  es el área efectiva y  $\eta$  es la eficiencia entre 0.55 y 0.65

### ***Ancho de haz de potencia media***

Cuando la potencia de una antena baja -3dB debido a un movimiento angular, dicho ángulo medido en ambos lados del haz se le denomina ancho de haz de potencia media

$$\text{Ancho de Haz de potencia media (HPBW)} = 65 \lambda / d$$

siendo  $d$  el diámetro de la antena en metros.

### ***Pérdidas en alimentador y guía de onda***

Las pérdidas de potencia en el alimentador y la guía de onda desde la potencia de salida del amplificador en la etapa final e introduce al mismo tiempo ruido dentro del receptor.

Generalmente se consideran que deben de andar abajo de 2dB.

### ***Pérdidas por espacio libre***

se definen como las pérdidas debidas a la trayectoria de la onda con respecto a la distancia y quedan dadas por

$$L_{fs} = (4 \pi R / \lambda)^2$$

## **ESTACIÓN TERRENA**

La relación G/T se denomina figura de mérito y se mide de acuerdo a la ganancia de la antena con respecto al ruido térmico

El ruido se despeja de la ecuación de potencia de ruido siguiente

$$P_n = kTB_n$$

donde k es la constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K)

y  $B_n$  = ancho de banda.

Factor de ruido en recepción

$F_n$  = Ruido desde el receptor práctico/ruido en el receptor ideal

$$F_n = N_o / kT_i B_n G_r$$

$N_o$  = ruido en el receptor práctico

$G_r$  = ganancia en el receptor

$T_i$  = Temperatura equivalente

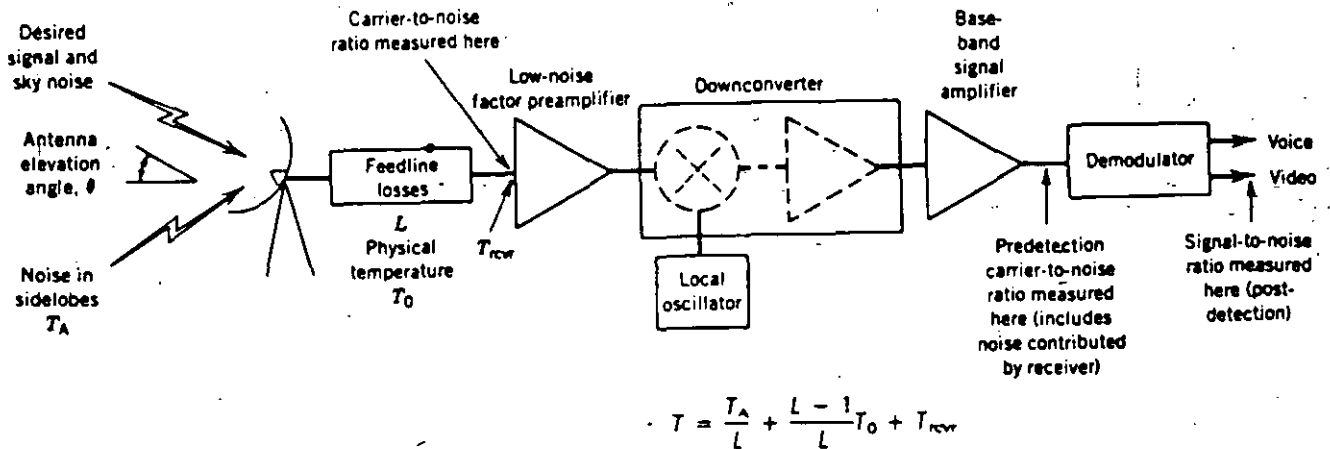
Temperatura de ruido

$T = T_a/L + T_o(L-1/L) + T_{recep}$  en grados Kelvin

$T = T_a/L + T_o(L-1/L) + T_{recep}$  en grados Kelvin

## Relación Señal a Ruido S/N

Se mide como la relación de calidad de una señal. y se mide a la salida del amplificador en banda base



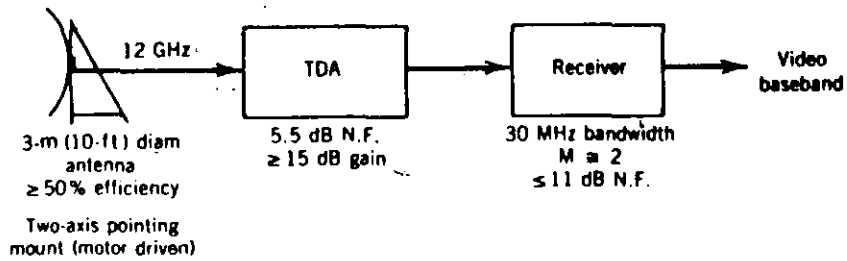
$$S/N = \text{PIRE del transmisor} \times \text{Ganancia de receptor} / Lfs \times Bn$$

## S/N .vs. C/N .vs. Eb/No

La relación señal a ruido S/N se refiere a la relación de potencia de una señal con respecto a una señal de ruido medida después del demodulador en el receptor. La relación portadora a ruido C/No se refiere a la medida en la terminal de la antena antes de entrar al receptor. Cuando la ecuación se escribe en términos Eb/No nos estamos refiriendo a una relación de tasa de bit a error en un canal digital y al poner No estamos considerando la densidad del ruido por Hertz . Esta terminología es conveniente ya que en la mayoría de libros se consideran de esta manera

Cálculo de Enlace subida - bajada

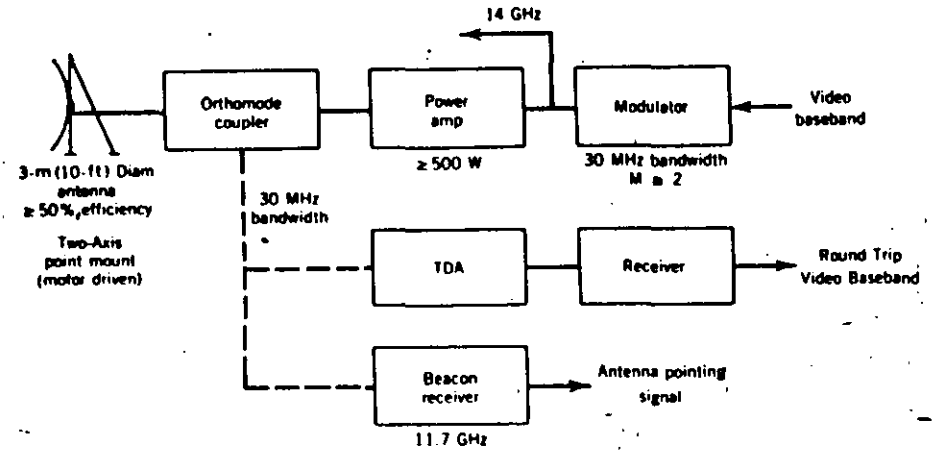
### Typical U.S. User Video Receive Ground Terminal



Sample Downlink Calculation for Lewis Ground Station  
(Downlink frequency, 12.1 GHz)

Characteristic	Spacecraft Receiver Noise Temperature (K)	
	1315	2315
<b>Spacecraft:</b>		
Output tube power (200 W), dBW	23.01	23.01
Feed loss, dB	-0.00	-0.00
Antenna gain (0.70 m by 0.70 m (2.3 ft by 2.3 ft); 2.52° by 2.521° + HPBW), dB	36.28	36.28
Effective Isotropic Radiated Power (EIRP), dBW	59.29	59.29
Antenna pointing error (0.38°), dB	-0.22	-0.22
Margin, dB	-3.00	-3.00
Propagation loss (23 074 statute miles; latitude, 41.4°; relative longitude, 35.1°), dB	-205.81	-205.81
Atmospheric loss (0.100% outage; CCIR Rainfall Region 2), dB	-1.52	-1.52
Polarization loss, dB	-0.25	-0.25
<b>Terminal:</b>		
Feed loss, dB	-1.00	-1.00
Antenna gain (4.88 m (16.0 ft); 0.30° HPBW), dB	53.12	53.12
Antenna pointing error (0.05°), dB	-0.18	-0.18
Received carrier power, dBW	-99.58	-99.58
Noise power density (T = 800 K), dBW/Hz	-199.57	-199.57
Bandwidth, dB (Hz) (27.0 MHz)	74.31	74.31
Terminal receiver noise power, dBW	-125.26	-125.26
Uplink noise contribution (C/N, 31:02; 28.6 dB), dB	0.95	1.80
Terminal net noise power, dBW	124.14	123.45
Terminal carrier-power/receiver-noise ratio, dB	24.56	23.87
FM improvement (M = 2.00), dB	21.58	21.58
Noise weighting factor (CCIR), dB	10.20	10.20
Preemphasis improvement, dB	2.40	2.40
Signal/noise ratio, dB	58.91	58.05

### Typical U.S. User Video Transmit Ground Terminal



Sample Uplink Calculation for Lewis Ground Station  
(Uplink frequency, 14.2 GHz)

Characteristic	Spacecraft Receiver Noise Temperature (K)	
	1315	2315
<b>Terminal:</b>		
Transmitter power (1250.0 W), dBW	30.97	30.97
Feed loss, dB	-2.00	-2.00
Antenna gain 4.88 m (16.0 ft), 0.31° half-power beam width (HPBW), dB	54.53	54.53
Effective Isotropic Radiated Power (EIRP), dBW	83.50	83.50
Antenna pointing error (0.05°), dB	-0.26	-0.26
Margin, dB	-3.00	-3.00
Propagation loss (23 074 statute miles; latitude, 41.4°; relative longitude, 35.1°), dB	-207.22	-207.22
Atmospheric loss (0.100% outage; CCIR Rainfall Region 2), dB	-2.23	-2.23
Polarization loss, dB	-0.25	-0.25
<b>Spacecraft:</b>		
Feed loss, dB	-0.00	-0.00
Antenna gain (0.70 m by 0.70 m (2.3 ft by 2.3 ft); 2.15° by 2.15° HPBW), dB	37.68	37.68
Antenna pointing error (0.38°), dB	-0.31	-0.31
Received carrier power, dBW	-92.03	-92.03
Noise power density, dBW/Hz	-197.41	-194.96
Bandwidth, dB (Hz) (27.0 MHz)	-123.10	-120.04
Carrier-power/receiver-noise ratio, dB	31.02	28.56

## **COMPONENTES DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES**

De la ecuación de enlace podemos deducir la dependencia directa entre los niveles de potencia del transmisor, la ganancia de las antenas, la figura de ruido del amplificador Aunque no sea una solución única para el diseño de un sistema de comunicaciones .

El diseño depende del costo y contenido de varios componentes. Muchos de los cuales se irán discutiendo durante el curso incluyendo guías de ondas, filtros, amplificadores de bajo ruido, antenas y amplificadores de potencia.





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

**CURSOS ABIERTOS  
IV CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES  
MODULO IV: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**

**CIRCUITOS EN MICROONDAS**

**ARTURO VELAZQUEZ VENTURA  
JOSE LUIS MEDINA MONROY**

Palacio de Minería Calle de Tacuba 5 Primer piso Deleg. Cuauhtémoc 06000 México, D.F. APDO. Postal M-2285  
Teléfonos: 512-8955 512-5121 521-7335 521-1987 Fax 510-0573 521-4020 AL 26

**IV CURSO INTERNACIONAL EN TELECOMUNICACIONES**

**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**UNAM**

**MODULO IV**

**TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**

---

**CIRCUITOS EN MICROONDAS**

---

**José Luis Medina Monroy**

**Arturo Velázquez Ventura**

**Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada B.C**

**C I C E S E**

**Junio 1995**

# TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

## Primera parte: Circuitos de Microondas

### CONTENIDO

#### I. INTRODUCCION

#### II. ELEMENTOS PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES

##### II.1 ESTABILIDAD

##### II.2 GANANCIA

##### II.3 FACTOR DE RUIDO

#### III. DISEÑO DE AMPLIFICADORES

##### III.1 METODOLOGIA DE DISEÑO

##### III.2 DISEÑO PARA BAJO RUIDO

##### III.3 DISEÑO PARA GANANCIA ELEVADA

##### III.4 DISEÑO PARA POTENCIA

#### IV. REDES DE ACOPLAMIENTO

##### IV.1 CIRCUITOS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

##### IV.2 CIRCUITOS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS

#### V. EJEMPLOS DE ANALISIS Y OPTIMIZACION

## Segunda parte: Circuitos de Microondas

#### I. INTRODUCCION

#### II. COMPONENTES PASIVOS DE MICROONDAS

##### II.1 AISLADORES, CIRCULADORES, MEZCLADORES

##### II.2 ACOPLADORES, FILTROS, DIVISORES

#### III. COMPONENTES ACTIVOS DE MICROONDAS

##### III.1 AMPLIFICADORES

##### III.2 OSCILADORES

#### IV. RECEPTORES DE MICROONDAS

#### V. TRANSMISORES DE MICROONDAS

#### VI. EJEMPLOS Y APLICACIONES

## CONTENIDO

### • I. INTRODUCCION

#### II. ELEMENTOS PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES

II.1 ESTABILIDAD

II.2 GANANCIA

II.3 FACTOR DE RUIDO

#### III. DISEÑO DE AMPLIFICADORES

III.1 METODOLOGIA DE DISEÑO

III.2 DISEÑO PARA BAJO RUIDO

III.3 DISEÑO PARA GANANCIA ELEVADA

III.4 DISEÑO PARA POTENCIA

#### IV. REDES DE ACOPLAMIENTO

IV.1 CIRCUITOS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

IV.2 CIRCUITOS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS

#### V. EJEMPLOS DE ANALISIS Y OPTIMIZACION

# COMPARACION FET-HEMT

## (características de operación)

Comparación de características operacionales en HEMTs, p-HEMTs y MESFETs de 0.25 micrones:

	Freq. (GHz)	Noise figure $F_{min}$ (dB)	Gain $G_a$ (dB)	$F_{\infty}$ (dB)*	$F_{max}$ extrapolated	Output power density	Max. eff.
0.25- $\mu$ m HEMTs	8	0.4	15.2	0.41			
	12	0.6	12.5	0.63			
	18	0.8	10.0	0.87			
	30	1.5	10.0	1.64			
	40	1.8	7.5	2.11			
	62	2.5	4.4	3.47	170 GHz	0.41 W/mm	14%
0.25- $\mu$ m MESFETs	8	0.8	15.0	0.82			
	18	1.4	10.0	1.53			
	30	2.0	7.8	2.31			
	40	2.6	6.9	3.07			
	60	3.4	3.8	4.82	180 GHz	0.24 W/mm	10%
0.25- $\mu$ m pseudomorphic HEMT	62	2.4	4.4	3.34	230 GHz	0.43 W/mm	28%
$F_{\infty} = F + \frac{F+1}{G} + \frac{F+1}{G^2} + \dots = \frac{FG-1}{G-1}$							

# CARACTERISTICAS DE HEMTs (dispositivos comerciales)

Mfr.	Part #	Chip Package	Gate Length ( $\mu\text{m}$ )	Freq. (GHz)	NF (dB)	Ga (dB)
Sony	25K676-1	C, P	0.5	12	1.0M	11T
	25K677-1	C, P	0.5	12	1.0M	11T
	25K877-1	P	0.5	12	1.3M	10.5T*
	25K878-1	P	0.5	12	1.3M	10.5T*
Fujitsu	FHR02	C, P	0.25	18	1.0T	9T
	FHX04	C, P	0.25	12	0.75T	10.5T
	FHX05	C, P	0.25	12	0.9T	10.5T
	FHX06	C, P	0.25	12	1.2T	12T†
Toshiba	S8900	C, P	0.25	12	0.8T	12T
	S8901	C, P	0.3	12	1.0T	11T
		18	1.0T	10T		
		18	1.3T	9T		
	S8902	C, P	0.3	12	1.2T	11T
S8903	C	0.25	18	1.2T	9.5T	
	18	1.5T	9T			
NEC	NE201	C	30	2.0T	8T‡	
	NE202	C, P	0.3	12	1.0T	12T
	NE203	C, P	0.3	12	1.25T	10T
	NE320	C, P	0.3	12	1.2T	10T*
Mitsubishi	MGF4302	C	12	1.5T	10.5T	
	MGF4302	C, P	12	1.4T	10.5T	
	MGF4303	C, P	12	1.3T	10.5T	
	MGF4304	C, P	12	1.2T	10.5T	

**Notes:**

1. For Sony HEMTs, Rank 1 (lowest NF) data is given. Other ranks are available.
  2. M = Maximum, T = Typical
  3. Performance of chip devices is shown. Packaged HEMTs may have higher NF, lower Ga.
- \*Low Cost  
 †High Gain  
 ‡Advance Product Information

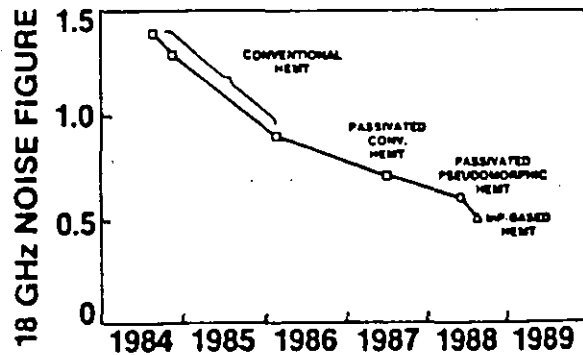


Figure 3. 18 GHz Noise Figure of GE 0.25 $\mu\text{m}$  HEMTs vs. Time.

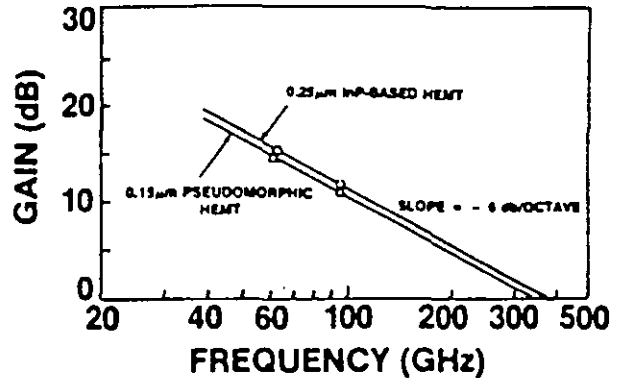
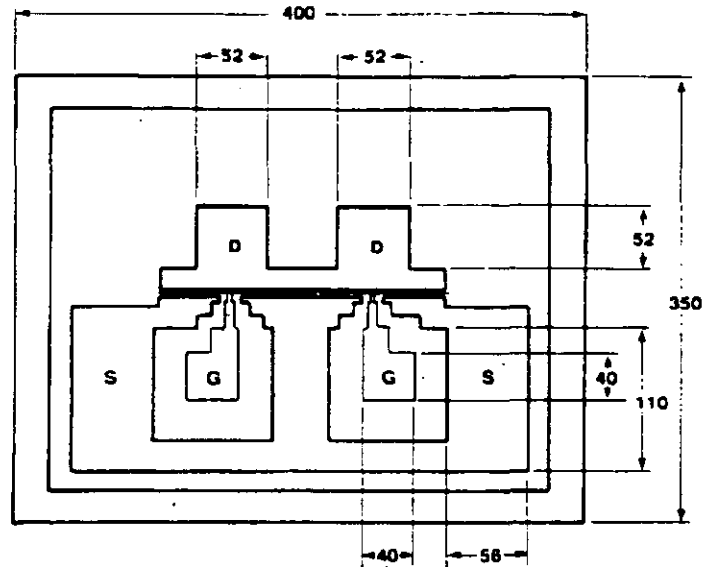


Figure 4. Some GE HEMTs exhibit high gain at 60 and 94 GHz, with extrapolated  $f_{\text{max}}$  of 350-380 GHz.

Transistor "Chip" típico

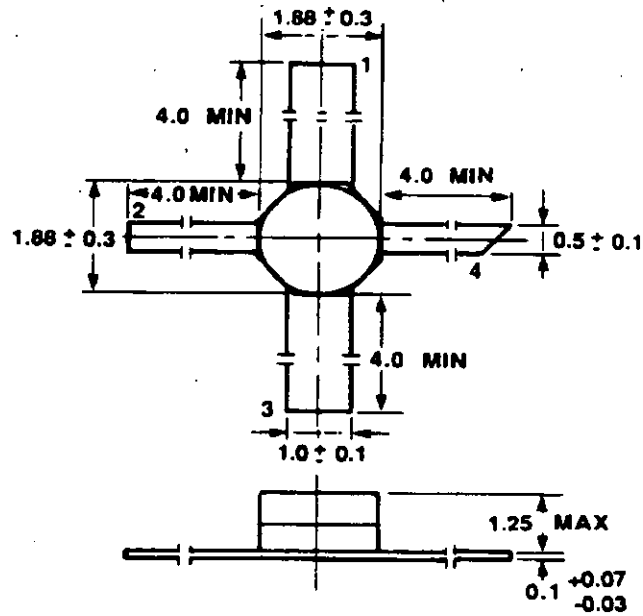
(Dimensiones en  $\mu\text{m}$ )



Espesor:  $140 \pm 10 \mu\text{m}$

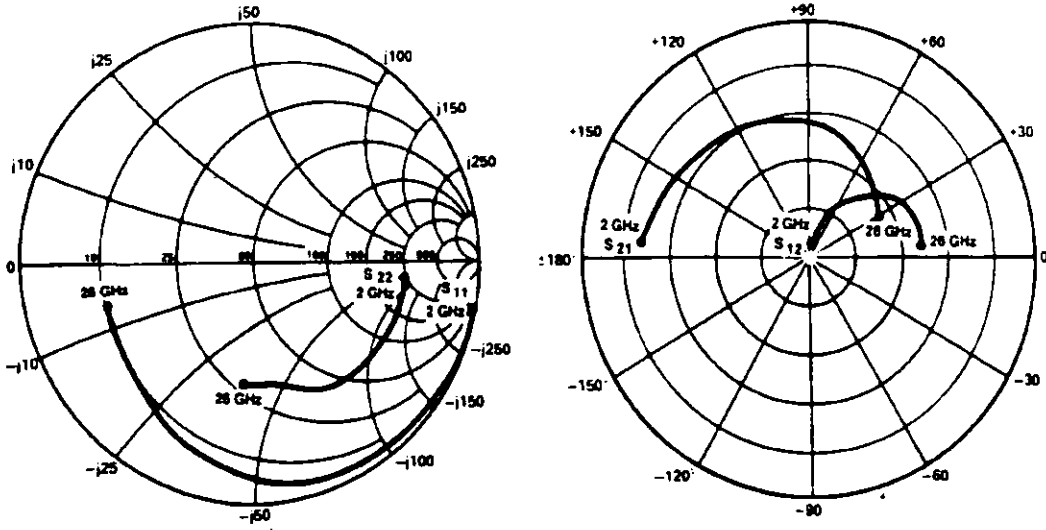
Transistor encapsulado típico

(Dimensiones en mm.)

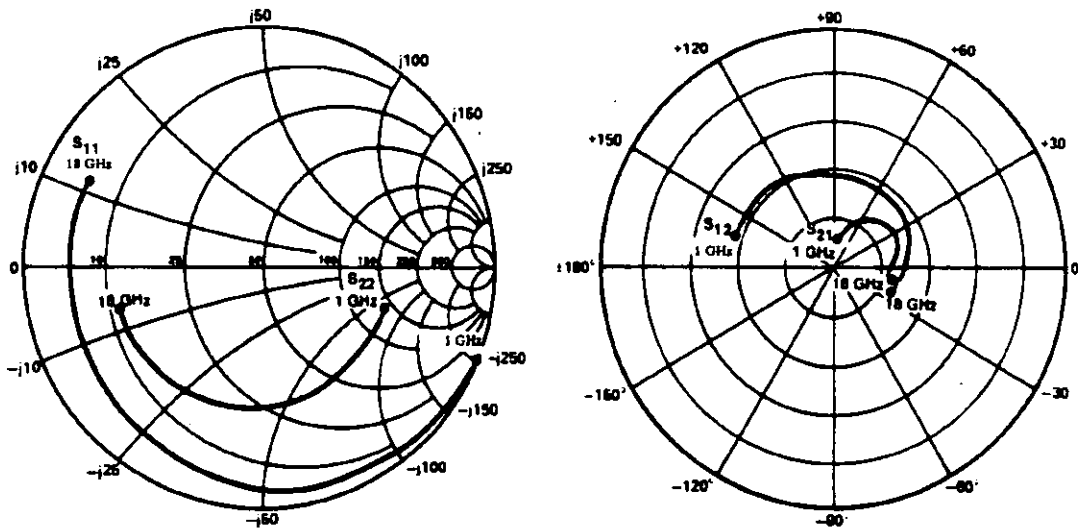


1. Fuente
2. Drenaje
3. Fuente
4. Compuerta

### Parámetros "S" típicos de un "Chip"



### Parámetros "S" de un transistor encapsulado





## Parámetros de Dispersión "S" de un HEMT

Frec (GHz)	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0.5	1.0	-7.1	2.18	172.6	0.006	83.7	.592	-6.0
1.0	0.998	-14.0	2.169	165.5	0.011	79.0	.591	-11.8
2.0	0.989	-27.8	2.139	151.3	0.021	68.8	.588	-23.5
3.0	0.979	-41.2	2.105	137.6	0.031	59.1	.584	-34.9
4.0	0.964	-54.8	2.066	123.7	0.039	49.0	.578	-46.4
5.0	0.945	-68.3	2.011	110.1	0.045	39.7	.570	-57.8
6.0	0.926	-81.4	1.939	96.6	0.050	30.7	.565	-69.3
7.0	0.909	-93.6	1.854	83.8	0.052	22.5	.562	-80.6
8.0	0.896	-104.6	1.777	71.7	0.053	15.7	.564	-90.9
9.0	0.885	-114.9	1.708	60.3	0.053	9.8	.567	-100.6
10.0	0.874	-125.1	1.651	49.0	0.053	4.9	.573	-109.9
11.0	0.861	-135.0	1.595	38.0	0.052	0.7	.576	-118.8
12.0	0.848	-144.6	1.541	27.2	0.051	-3.1	.580	-127.9
13.0	0.839	-153.5	1.486	16.9	0.049	-5.6	.585	-136.4
14.0	0.832	-162.0	1.446	6.6	0.048	-6.6	.592	-145.0
15.0	0.826	-170.1	1.415	-3.4	0.048	-7.3	.602	-152.6
16.0	0.817	-178.4	1.392	-13.5	0.049	-8.0	.609	-160.2
17.0	0.805	173.4	1.371	-23.7	0.051	-9.5	.619	-167.4
18.0	0.793	165.3	1.363	-33.9	0.054	-11.9	.625	-174.3

## Parámetros de Ruido de un HEMT

Frec (GHz)	F <sub>min</sub> (dB)	Γ <sub>o</sub> Mag.	Γ <sub>o</sub> Ang.	r <sub>n</sub>	G <sub>a</sub> (dB)
2.0	0.35	0.76	29	0.77	18
4.0	0.40	0.76	57	0.60	15
6.0	0.50	0.70	82	0.41	13
8.0	0.70	0.61	110	0.28	12
10.0	0.90	0.55	141	0.14	11
12.0	1.1	0.50	168	0.10	10
14.0	1.2	0.46	-161	0.09	9.0
16.0	1.35	0.44	-137	0.07	8.5
18.0	1.5	0.43	-113	0.05	8.0

### CONDICIONES:

-Temperatura = 25 C

-V<sub>ds</sub> = 2.0 V

-I<sub>ds</sub> = 10 mA



## CONTENIDO

### I. INTRODUCCION

### • **II. ELEMENTOS PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES**

**II.1 ESTABILIDAD**

**II.2 GANANCIA**

**II.3 FACTOR DE RUIDO**

### III. DISEÑO DE AMPLIFICADORES

III.1 METODOLOGIA DE DISEÑO

III.2 DISEÑO PARA BAJO RUIDO

III.3 DISEÑO PARA GANANCIA ELEVADA

III.4 DISEÑO PARA POTENCIA

### IV. REDES DE ACOPLAMIENTO

IV.1 CIRCUITOS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

IV.2 CIRCUITOS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS

### V. EJEMPLOS DE ANALISIS Y OPTIMIZACION

## EFECTOS DE LAS IMPEDANCIAS DE FUENTE Y DE CARGA

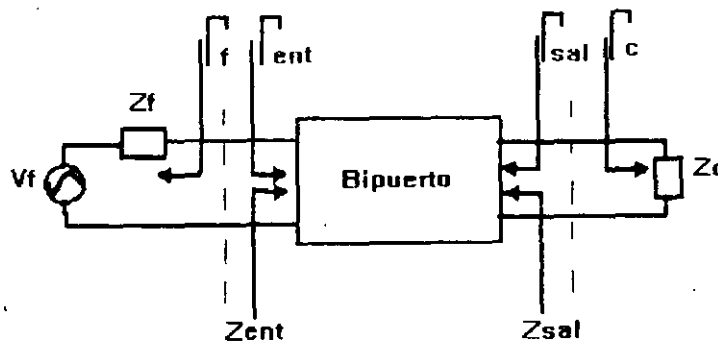
EN RESUMEN, AL CONSIDERAR LA EXISTENCIA DE LAS IMPEDANCIAS DE FUENTE  $Z_f$  Y DE CARGA  $Z_c$ , LOS VALORES DE LOS PARAMETROS "S" ORIGINALES SE MODIFICAN QUEDANDO COMO:

$$S'_{11} = S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c}$$

$$S'_{21} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_c}$$

$$S'_{12} = \frac{S_{12}}{1 - S_{11}\Gamma_f}$$

$$S'_{22} = S_{22} - \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f}$$



EL COEFICIENTE DE REFLEXION A LA ENTRADA DEL BIPUERTO SE REPRESENTA POR  $\Gamma_{ent} = S'_{11}$  Y EL COEFICIENTE DE REFLEXION A LA SALIDA ES  $\Gamma_{sal} = S'_{22}$

PUEDE OBSERVARSE QUE SI  $\Gamma_f = 0$  Y SI  $\Gamma_c = 0$ , ENTONCES :

$$S'_{21} = S_{21}, \quad S'_{11} = S_{11}, \quad S'_{12} = S_{12} \quad \text{Y FINALMENTE} \quad S'_{22} = S_{22}$$

# CONSIDERACIONES DE ESTABILIDAD

ESTABILIDAD: RESISTENCIA DE UN AMPLIFICADOR A OSCILAR.

OSCILACION: LOS PUERTOS DE ENTRADA O SALIDA PRESENTAN CARACTERISTICA DE RESISTENCIA NEGATIVA.

CON RESPECTO A LA ESTABILIDAD, SE DICE QUE UN AMPLIFICADOR PUEDE SER INCONDICIONALMENTE ESTABLE O CONDICIONALMENTE ESTABLE

A) INCONDICIONALMENTE ESTABLE:

NO EXISTEN COEFICIENTES DE REFLEXION DE FUENTE O DE CARGA QUE OCASIONEN OSCILACIONES EN EL BIPUERTO.

B) CONDICIONALMENTE ESTABLE:

EXISTEN ALGUNOS COEFICIENTES DE REFLEXION DE FUENTE O DE CARGA QUE OCASIONAN OSCILACIONES EN EL BIPUERTO.

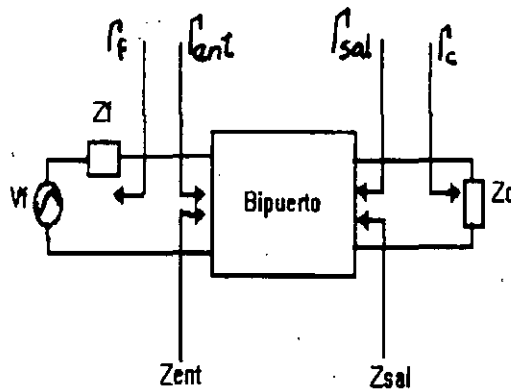
# CONDICIONES DE ESTABILIDAD

EN UNA RED DE DOS PUERTOS SE PRODUCEN OSCILACIONES CUANDO EL PUERTO DE ENTRADA O EL DE SALIDA PRESENTAN RESISTENCIA NEGATIVA.

ESTO OCURRE CUANDO  $|r_{ent}| > 1$  O  $|r_{sal}| > 1$

Y EN UN DISPOSITIVO UNILATERAL ESTO SUCEDE CUANDO

$|S_{11}| > 1$  O  $|S_{22}| > 1$



ESTABILIDAD DE UN BIPUERTO

LA RED DE DOS PUERTOS DE LA FIGURA SERA

INCONDICIONALMENTE ESTABLE A UNA CIERTA FRECUENCIA, SI LAS PARTES REALES DE  $Z_{in}$  Y DE  $Z_{out}$  SON MAYORES QUE CERO PARA CUALQUIER COMBINACION DE IMPEDANCIAS DE FUENTE Y DE CARGA.

POTENCIALMENTE INESTABLE SI EXISTE ALGUNA COMBINACION DE TERMINACIONES DE FUENTE O DE CARGA QUE PUEDAN PRODUCIR IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA CON PARTE REAL NEGATIVA

## CONDICIONES DE ESTABILIDAD

EN TERMINOS DE LOS COEFICIENTES DE REFLEXION, LAS CONDICIONES PARA QUE EXISTA ESTABILIDAD INCONDICIONAL DE UN BIPUERTO A UNA FRECUENCIA DADA SON:

$$|\Gamma_f| < 1$$

$$|\Gamma_c| < 1$$

$$|\Gamma_{ent}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c} \right| < 1$$

$$|\Gamma_{sal}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f} \right| < 1$$

TODOS LOS COEFICIENTES ESTAN NORMALIZADOS A LA MISMA IMPEDANCIA CARACTERISTICA  $Z_0$ .

## CONSIDERACIONES DE ESTABILIDAD (ANALISIS GRAFICO)

Cuando el bipuerto es potencialmente inestable se pueden encontrar regiones en la Carta de Smith donde posibles valores de coeficientes de reflexion de fuente o de carga producen que  $|\Gamma_{ent}| = 1$  y  $|\Gamma_{sal}| = 1$

Dichas regiones se determinan resolviendo para  $\Gamma_f$  y  $\Gamma_c$  las ecuaciones de estabilidad incondicional en su límite ( $= 1$ ).

Las soluciones para los coeficientes de reflexión caen en círculos (llamados círculos de estabilidad) cuyas ecuaciones se dan por:

$$\left| \Gamma_c - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$\left| \Gamma_f - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

donde:  $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$



## CONSIDERACIONES DE ESTABILIDAD (ANALISIS GRAFICO)

Los radios y centros de los círculos donde  $|\Gamma_{ent}| = 1$  y  $|\Gamma_{sal}| = 1$ ,  
en los planos  $\Gamma_c$  y  $\Gamma_f$ , respectivamente se dan por:

VALORES DE  $\Gamma_c$  PARA LOS CUALES  $|\Gamma_{ent}| = 1$  (LLAMADO CIRCULO  
DE ESTABILIDAD DE LA SALIDA)

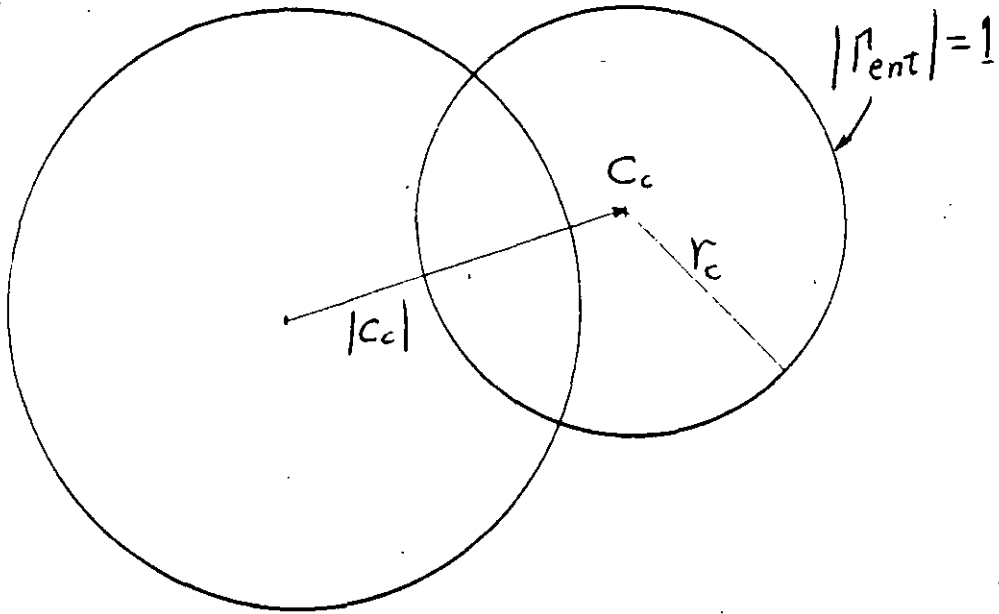
$$r_c = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad \text{RADIO}$$

$$C_c = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad \text{CENTRO}$$

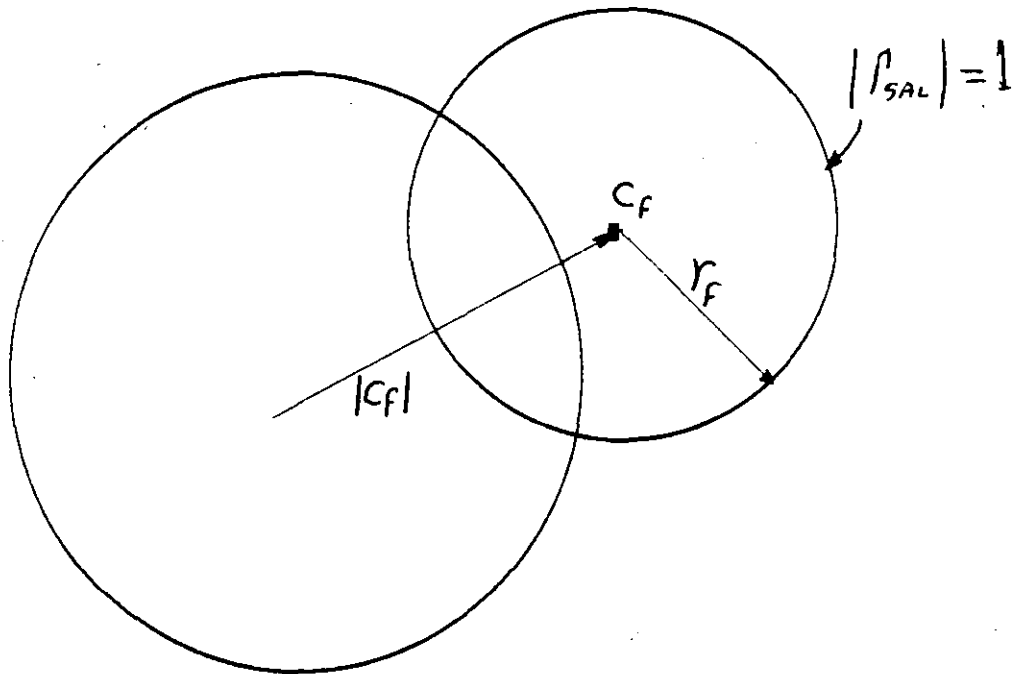
VALORES DE  $\Gamma_f$  PARA LOS CUALES  $|\Gamma_{sal}| = 1$  (LLAMADO CIRCULO  
DE ESTABILIDAD DE LA ENTRADA)

$$r_f = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad \text{RADIO}$$

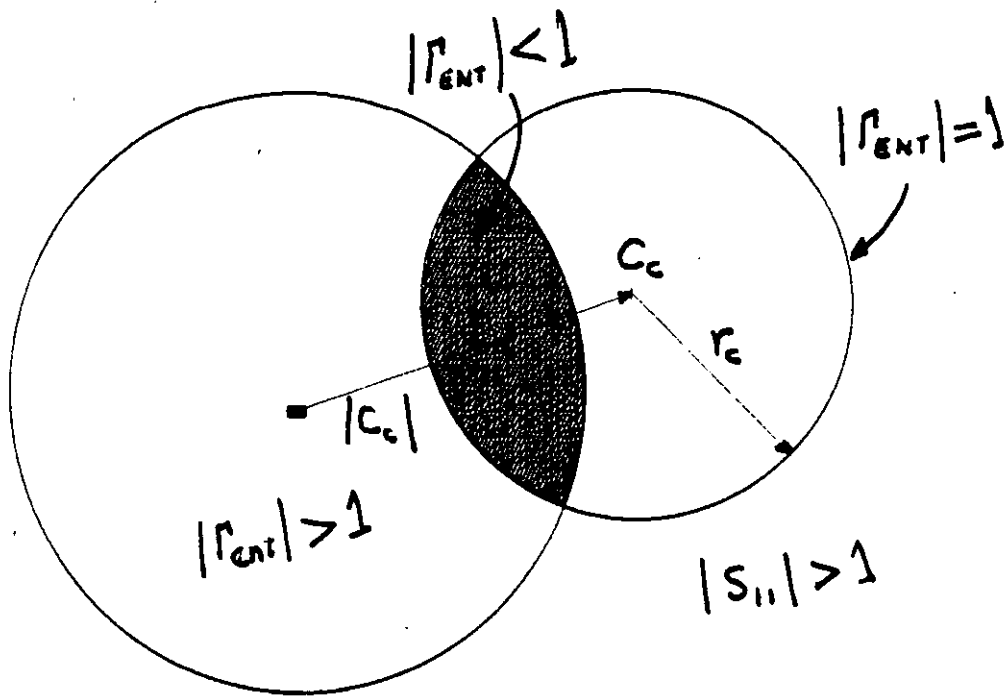
$$C_f = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad \text{CENTRO}$$



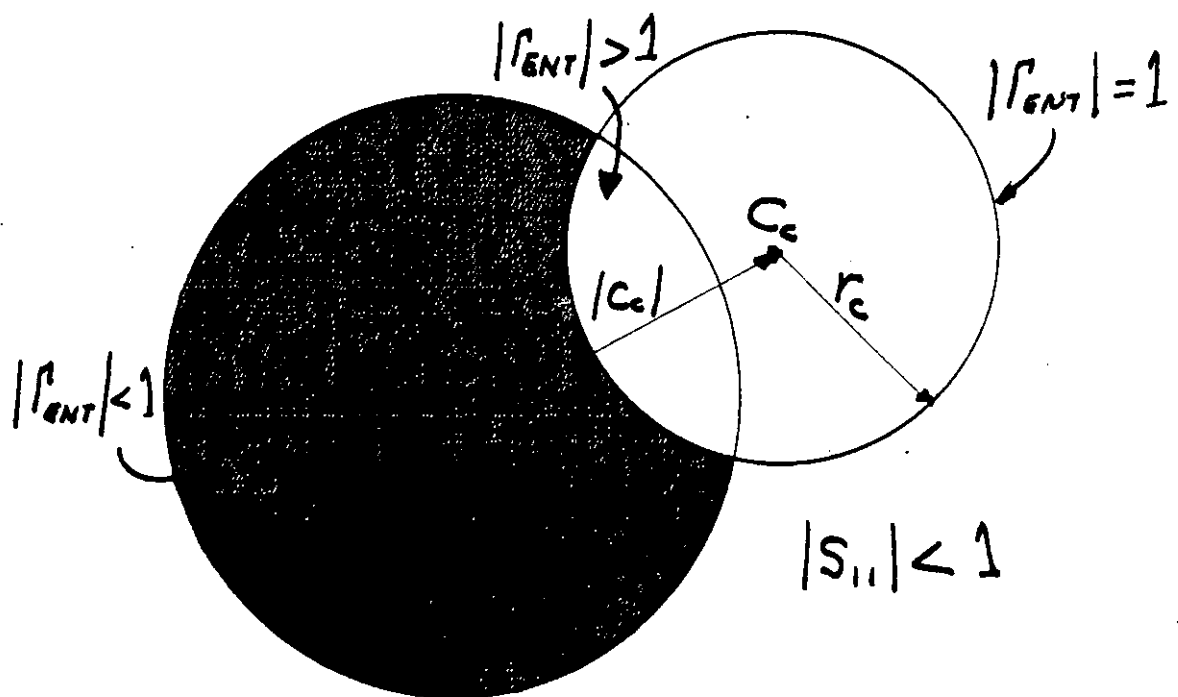
**CONSTRUCCION DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA ENTRADA**



**CONSTRUCCION DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA SALIDA**

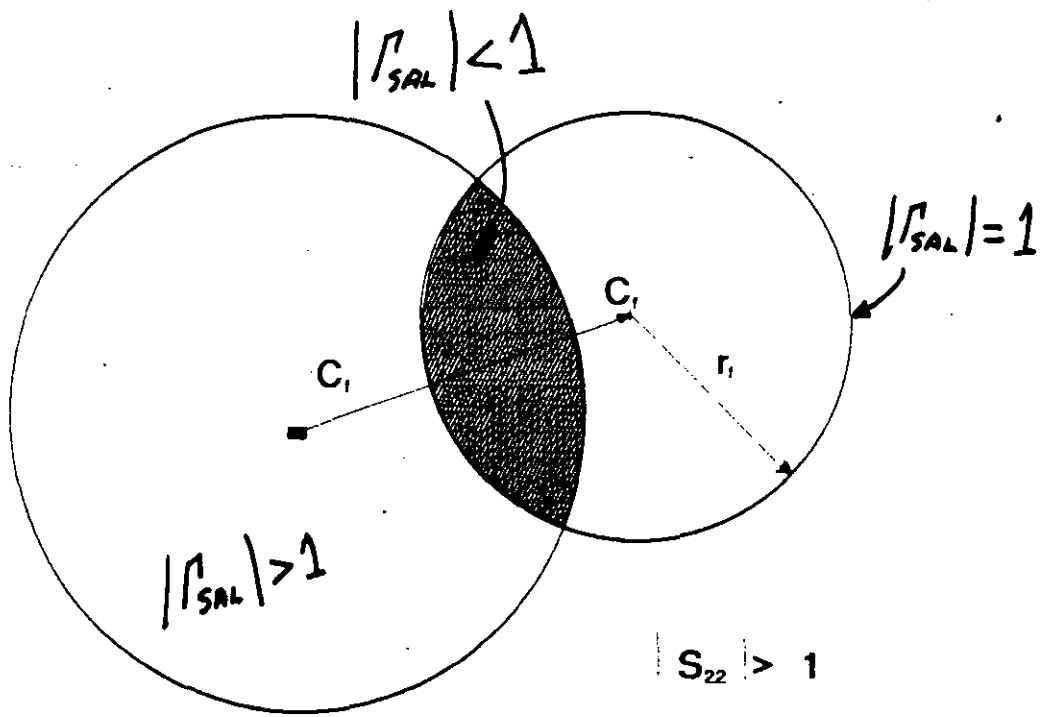


REGION ESTABLE ADENTRO DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD

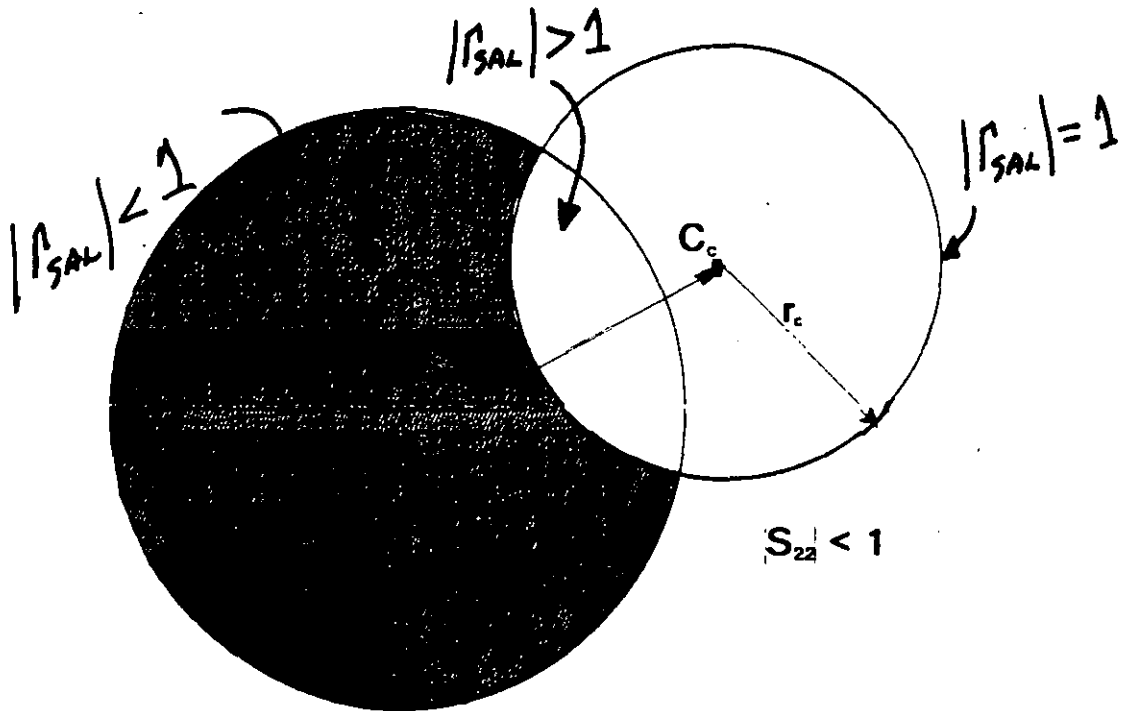


REGION ESTABLE AFUERA DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD

PLANO  $\Gamma_c$ .



REGION ESTABLE ADENTRO DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD



REGION ESTABLE AFUERA DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD

PLANO  $\Gamma_1$

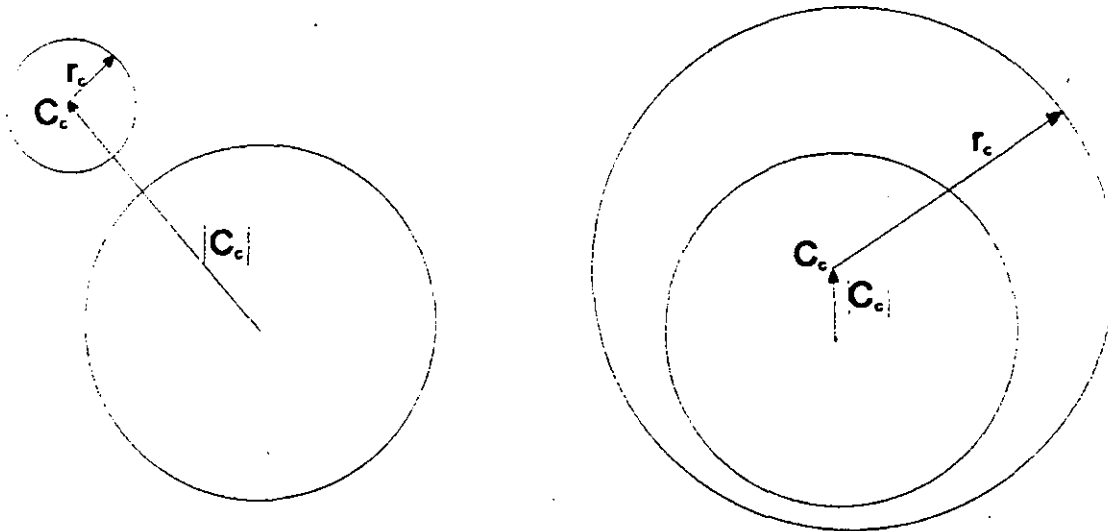
# CONSIDERACIONES DE ESTABILIDAD

## ESTABILIDAD INCONDICIONAL:

NO EXISTEN COEFICIENTES DE REFLEXION DE FUENTE O DE CARGA QUE OCASIONEN OSCILACIONES EN EL BIPUERTO.

PARA VALORES DE  $|S_{11}| < 1$  O  $|S_{22}| < 1$ , SE REQUIERE QUE LOS CIRCULOS DE ESTABILIDAD QUEDEN COMPLETAMENTE AFUERA DE LA CARTA DE SMITH, O QUE LA ENCIERREN POR COMPLETO. ESTO SE ILUSTRACION PARA  $S_{11}$ :

$$||C_c| - r_c| > 1 \quad \text{PARA} \quad |S_{11}| < 1$$



## CONSIDERACIONES DE ESTABILIDAD

**ESTABILIDAD INCONDICIONAL:** LAS CONDICIONES NECESARIAS Y SUFICIENTES PARA QUE UN BIPUERTO SEA INCONDICIONALMENTE ESTABLE SE PUEDEN EXPRESAR POR VARIOS CONJUNTOS DE ECUACIONES:

**GRUPO 1):**

---

---

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}|$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}|$$

**GRUPO 2):**

---

---

$$K > 1$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0$$

**GRUPO 3):**

---

---

$$K > 1 \quad \text{y} \quad |\Delta| < 1$$

---

---

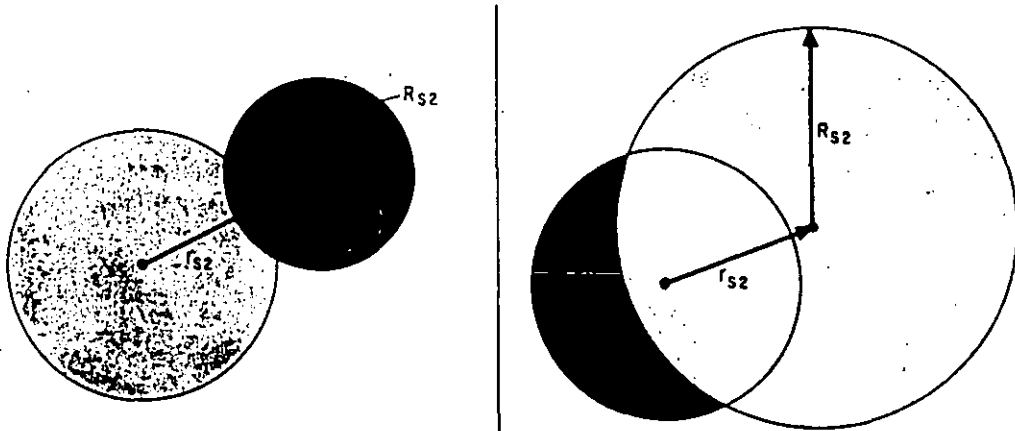
EN CONCLUSION, CUANDO  $|S_{11}| < 1$  Y  $|S_{22}| < 1$ , EL BIPUERTO ES INCONDICIONALMENTE ESTABLE SI  $K > 1$  Y  $|\Delta| < 1$

$$\text{donde } |\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$$

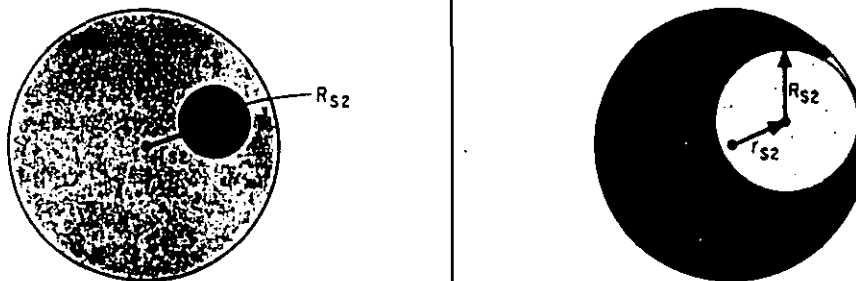
## CIRCULOS DE ESTABILIDAD

EN LA FIGURA SE ILUSTRAN VARIOS EJEMPLOS DE ESTABILIDAD QUE SE PUEDEN ENCONTRAR EN EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS. LOS CIRCULOS DE ESTABILIDAD ESTAN SOBREPUESTOS EN EL PLANO DEL PUERTO DE SALIDA. LAS IMPEDANCIAS DE CARGA QUE SE ESCOGEN DE LAS AREAS GRISAS NO PRODUCIRAN OSCILACIONES. LAS AREAS OSCURAS REPRESENTAN CARGAS INESTABLES.

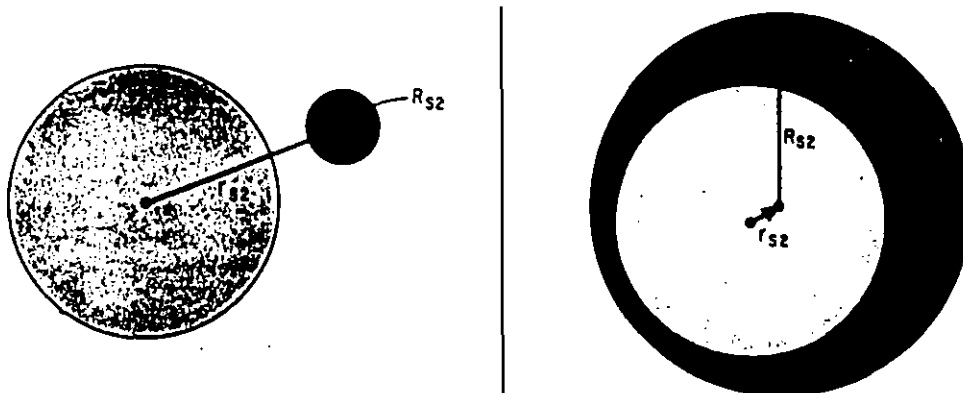
potencialmente estable  $K < 1$



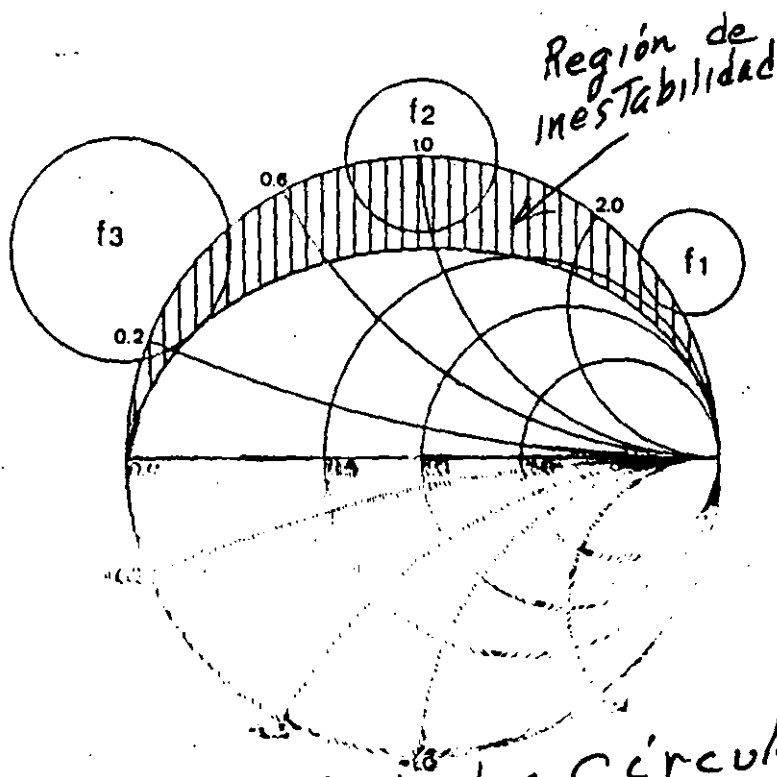
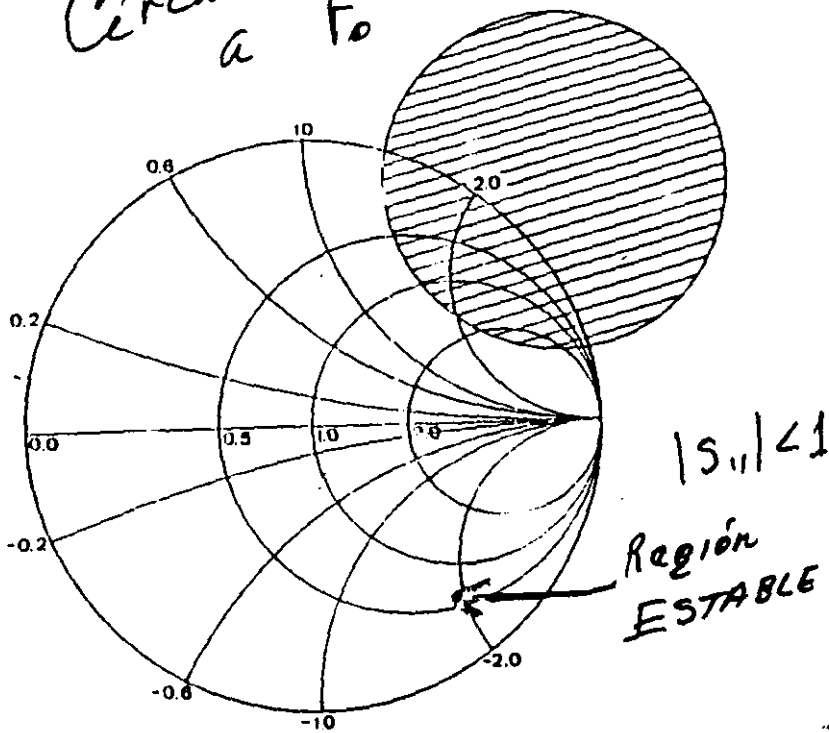
potencialmente estable  $K < 1$



incondicionalmente estable  $K > 1$



# Círculo de Estabilidad a $f_0$



Localización de Los Círculos  
de Estabilidad para  
Diferentes frecuencias.



EJEMPLO: SE ESTUDIARA LA ESTABILIDAD DE UN TRANSISTOR DE MICROONDAS.

Parámetros S de un MESFET a 4.0 GHz

$$[S] = \begin{bmatrix} 0.97 \angle -24 & 0.04 \angle 77 \\ 3.02 \angle 159 & 0.71 \angle -14 \end{bmatrix}$$

a)  $|S_{11}| < 1$     y     $|S_{22}| < 1$

existe la posibilidad de estabilidad incondicional.

b) *Calcular*     $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

$$\Delta = (0.97 \angle -24)(.71 \angle -14) - (.04 \angle 77)(3.02 \angle 159)$$

$$\Delta = 0.6909 \angle -27.96^\circ$$

de donde     $|\Delta| < 1$

(condición de estabilidad)

c) También calcular:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12}S_{21}|}$$

$$K = 1 - (.97)^2 - (.71)^2 + (.6909)^2$$

$$K = 0.1339$$

aquí se tiene  $K < 1$

(condición de inestabilidad potencial)

Generalmente se tiene mucha flexibilidad en el diseño de las redes de acoplamiento de entrada y salida. Sin embargo, en el caso de un dispositivo potencialmente inestable, se debe tener cuidado en la selección de las impedancias de fuente y de carga. Para ello, se trazan los círculos de estabilidad de entrada y salida.

d) Círculo de estabilidad de la entrada.

$$Radio_f = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$Radio_f = \left| \frac{(04)(3.02)}{(0.97)^2 - (0.6909)^2} \right| = \frac{(04)(3.02)}{.4636}$$

$$Radio_f = 0.2606$$

$$Centro_f = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{(0.97 \angle -24 - (0.6909 \angle -27.96)(0.71 \angle 14))^*}{.4636}$$

$$Centro_f = \frac{(0.4944 \angle -33.96)^*}{.4636} = 1.0664 \angle 33.9651^\circ$$

e) Se construye el círculo de estabilidad primero localizando el centro con respecto al origen de la Carta de Smith, en este caso

$$C_f = 1.07 \angle 34^\circ$$

y se dibuja el círculo con el radio especificado de  $R_f = 0.2606$  alrededor de este punto.

En la figura se muestra el círculo de estabilidad graficado en el plano de la entrada.

f) Verificación: Se puede verificar calculando el coeficiente de reflexión de salida  $\Gamma_{SAL}$  que resulta de escoger cualquier impedancia en el círculo de estabilidad. Por ejemplo, si se escoge  $Z_f = 75 + j200$  correspondiendo a

$$\Gamma_f = \frac{(75 + j200) - 50}{(75 + j200) + 50} = 0.855 \angle 24.88^\circ$$

$$\Gamma_f = 0.855 \angle 24.88$$

Con este valor de  $\Gamma_f$  se obtendrá:

$$\Gamma_{SAL} = S_{22}^1 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f}$$

$$S_{22}^1 = .71 \angle -14^\circ + \frac{(.04 \angle 77^\circ)(3.02 \angle 159^\circ)(.855 \angle 24.88^\circ)}{1 - (.97 \angle -24^\circ)(.855 \angle 24.88^\circ)}$$

$$S_{22}^1 = 1.001 \angle -50.402^\circ$$

Esto confirma que el círculo de estabilidad es correcto.

g) Región estable: Como la magnitud del coeficiente de reflexión  $S_{22}$  es menor que 1, el punto correspondiente a :

$$\Gamma_f = 0 \quad (Z = 50\Omega)$$

es una impedancia de entrada estable y por lo tanto, la región inestable está ADENTRO del círculo de estabilidad.

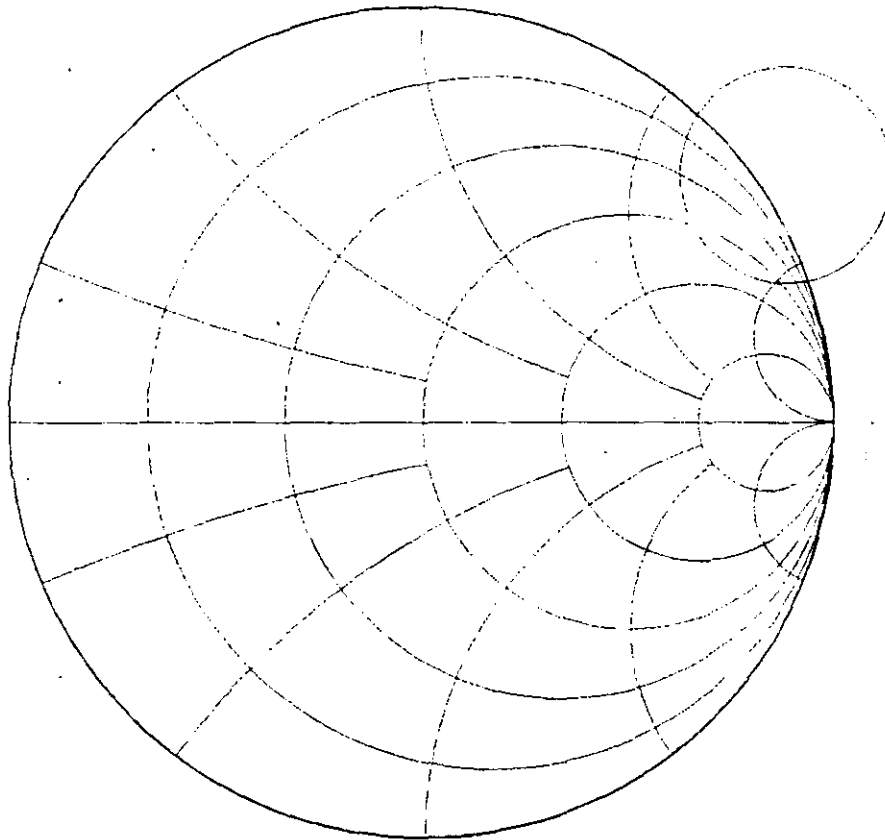
**\* Por ésto, la impedancia que se presente a la compuerta del MESFET debe excluir todos los valores dentro del círculo de estabilidad para mantener**

$$|\Gamma_{SAL}| < 1: Z_{SAL} =$$

**Positiva Real.**

CASO DE ESTUDIO

MICAD - meqMe:08 0A 36 47 1:35



Frequency [GHz]

# GANANCIA DE POTENCIA

EXISTEN VARIAS DEFINICIONES DE GANANCIA DE POTENCIA QUE SE UTILIZAN EN LA CARACTERIZACION DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS.

De acuerdo con la figura mostrada, las tres principales definiciones de interes son las siguientes:

## A) GANANCIA DE TRANSDUCTOR

$$G_t = \frac{P_c}{P_{df}} = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia disponible de la fuente}}$$

## B) GANANCIA DE OPERACION

$$G_p = \frac{P_c}{P_e} = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia entregada a la red}}$$

## C) GANANCIA DISPONIBLE

$$G_d = \frac{P_{dr}}{P_{df}} = \frac{\text{Potencia disponible de la red}}{\text{Potencia disponible de la fuente}}$$

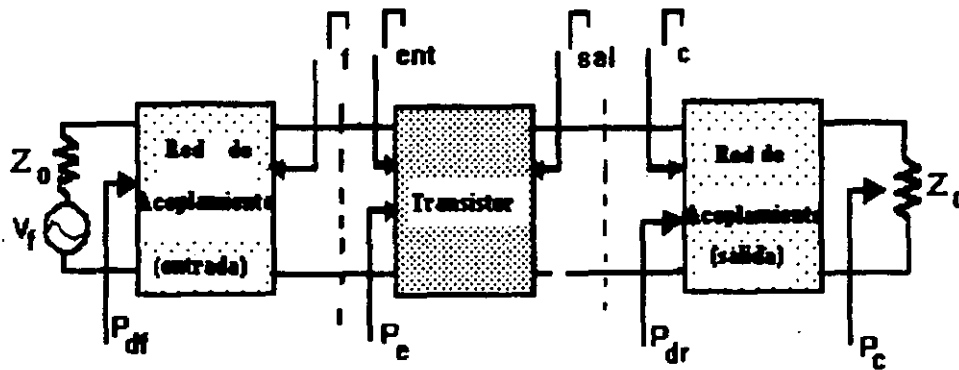
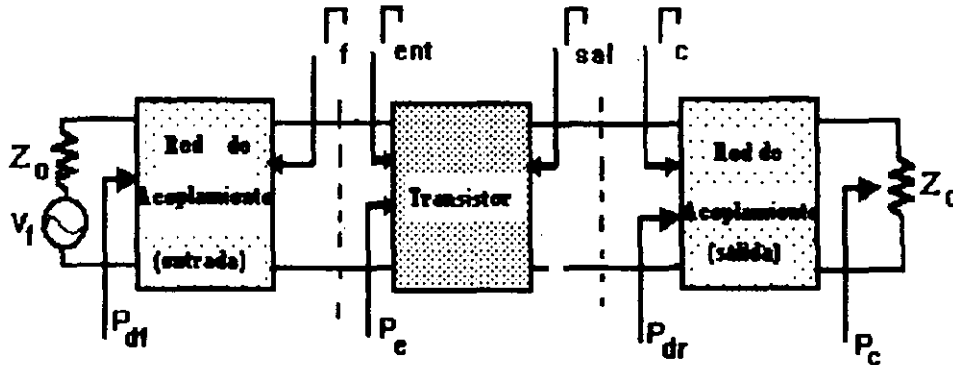


Diagrama a bloques de un amplificador de microondas.

## GANANCIA DE POTENCIA DE TRANSDUCTOR

ESTA DEFINICION DE GANANCIA ES LA QUE PROPORCIONA MAYOR INFORMACION DE UN BIPUERTO. SE TOMAN EN CUENTA LAS PERDIDAS POR DESACOPLAMIENTO EN LOS PUERTOS DE ENTRADA Y SALIDA DE LA RED. SE DEFINE COMO:

$$G_t = \frac{P_c}{P_{df}} = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia disponible de la fuente}}$$



UTILIZANDO EL DIAGRAMA DE LA BLOQUES DE LA FIGURA, SE PUEDE OBTENER LA GANANCIA DE TRANSDUCTOR COMO:

$$P_c = |b_2|^2 - |a_2|^2 \quad \text{es la potencia entregada a la carga}$$

y considerando que en la carga se tiene  $a_2 = \Gamma_c \cdot b_2$  entonces:

$$P_c = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_c|^2)$$

Por otro lado, en la fuente se tiene:

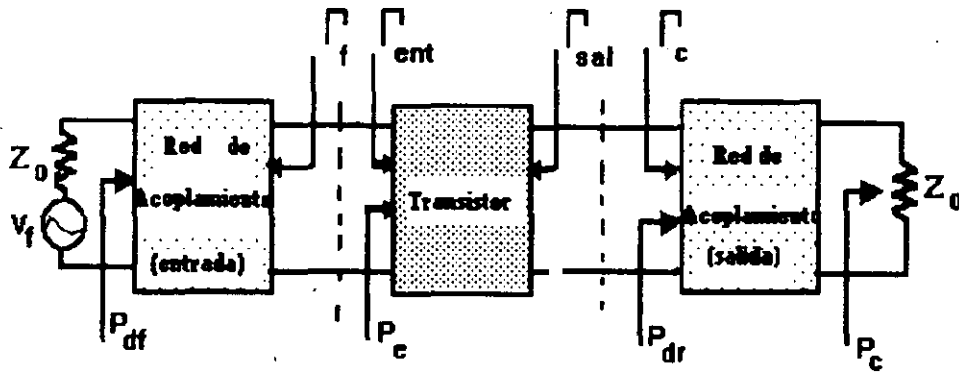
$$a_1 = b_f + \Gamma_f \cdot b_1 \quad \text{y dado que } S'_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{entonces:}$$

$$a_1 = \frac{b_f}{1 - \Gamma_f \cdot S'_{11}} \quad \text{y tambien } b_1 = \frac{b_f S'_{11}}{1 - \Gamma_f \cdot S'_{11}}$$

Por lo tanto, la potencia disponible de la fuente dada por  $P_{df} = |a_1|^2 - |b_1|^2$  se puede escribir como:

$$P_{df} = \frac{|b_f|^2 (1 - |S'_{11}|^2)}{|1 - \Gamma_f \cdot S'_{11}|^2}$$

## GANANCIA DE POTENCIA DE TRANSDUCTOR



Considerando que la potencia disponible de la fuente se determina conectando una carga compleja conjugada, lo cual resulta en máxima transferencia de potencia y usando  $\Gamma_f = (S'_{11})^*$  se tiene:

$$P_{df} = \frac{|b_f|^2}{(1 - |\Gamma_f|^2)}$$

UTILIZANDO ESTOS RESULTADOS, LA GANANCIA DE TRANSDUCTOR QUEDA COMO:

$$G_t = \frac{|b_2|^2}{|b_f|^2} (1 - |\Gamma_c|^2) (1 - |\Gamma_f|^2)$$

Despejando el valor de  $b_2$  en la ecuación  $S'_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_c}$

y utilizando el hecho de que  $a_1 = \frac{b_f}{1 - S'_{11}\Gamma_f}$  se puede escribir  $G_t$  como:

$$G_t = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S'_{11}\Gamma_f|^2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_c|^2}$$

Y DIRECTAMENTE SE TIENE:

$$G_t = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_c|^2) (1 - |\Gamma_f|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_f)(1 - S_{22}\Gamma_c) - S_{12}S_{21}\Gamma_f\Gamma_c|^2}$$

## GANANCIA DE POTENCIA DE TRANSDUCTOR

CUANDO EL PARAMETRO  $S_{12} = 0$  ,SE CONSIDERA AL DISPOSITIVO COMO UNILATERAL Y EN ESTE CASO, SE DEFINE LA GANANCIA DE TRANSDUCTOR UNILATERAL COMO:

$$G_{tu} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_f|^2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_c|^2}$$

LA MAXIMA GANANCIA DE POTENCIA SE OBTIENE CUANDO LOS PUERTOS DE ENTRADA Y SALIDA ESTAN ACOPLADOS EN FORMA CONJUGADA, ESTO ES CUANDO:

$$\Gamma_f = (S_{11})^* \quad \text{y} \quad \Gamma_c = (S_{22})^*$$

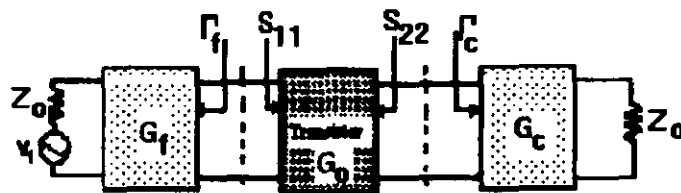
DE LO ANTERIOR SE OBTIENE LA MAXIMA GANANCIA UNILATERAL COMO:

$$G_{tu,max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

SE PUEDE OBSERVAR QUE LA EXPRESION CONSISTE DE TRES TERMINOS:

- A) EL PRIMERO ( $G_f$ ) ES EL DESACOPLAMIENTO EN EL PUERTO DE ENTRADA DEBIDO A  $S_{11}$
- B) EL SEGUNDO ( $G_o$ ) REPRESENTA LA GANANCIA DE INSERCIÓN DEL DISPOSITIVO Y, FINALMENTE
- C) EL TERCERO ( $G_c$ ) ES EL DESACOPLAMIENTO EN EL PUERTO DE SALIDA DEBIDO A  $S_{22}$ .

ESTAS CONTRIBUCIONES SE ILUSTRAN EN LA SIGUIENTE FIGURA:





## CIFRA DE MERITO UNILATERAL

PARA DETERMINAR LA MAGNITUD DEL ERROR EN QUE SE INCURRE AL SUPONER  $S_{12} = 0$ , SE FORMA LA RELACION DE MAGNITUDES DE  $G_T$  Y  $G_{TU}$  COMO:

$$\frac{G_T}{G_{TU}} = \frac{1}{1 - |X|^2}$$

donde:

$$X = \frac{-S_{12}S_{22}\Gamma_L\Gamma_S}{(1 - S_{11}\Gamma_L)(1 - S_{22}\Gamma_S)}$$

SE PUEDE OBSERVAR QUE LA RELACION DE LA GANANCIA DE TRANSDUCTOR A LA GANANCIA UNILATERAL ESTA LIMITADA POR:

$$\frac{1}{(1 - |X|^2)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - |X|^2)}$$

CUANDO  $\Gamma_L = S_{11}$  y  $\Gamma_S = S_{22}$ , entonces  $G_{TU}$  TIENE UN VALOR MAXIMO Y EN ESTE CASO, EL MAXIMO ERROR INTRODUCIDO CUANDO SE UTILIZA  $G_{TU}$  ESTA LIMITADO POR:

$$\frac{1}{(1 - |U|^2)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - |U|^2)}$$

donde:

$$U = \frac{S_{12}S_{22}S_{11}S_{22}}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

"U" SE CONOCE COMO LA CIFRA DE MERITO UNILATERAL. ESTA CIFRA ES FUNCION DE LA FRECUENCIA YA QUE DEPENDE DE LOS VALORES DE LOS PARAMETROS DE DISPERSION. POR EJEMPLO, SI  $U = -15$  dB ( $U = 0.03$ ) SE TIENE QUE:

$$\frac{1}{(1 - 0.03)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - 0.03)}$$

o en decibeles,

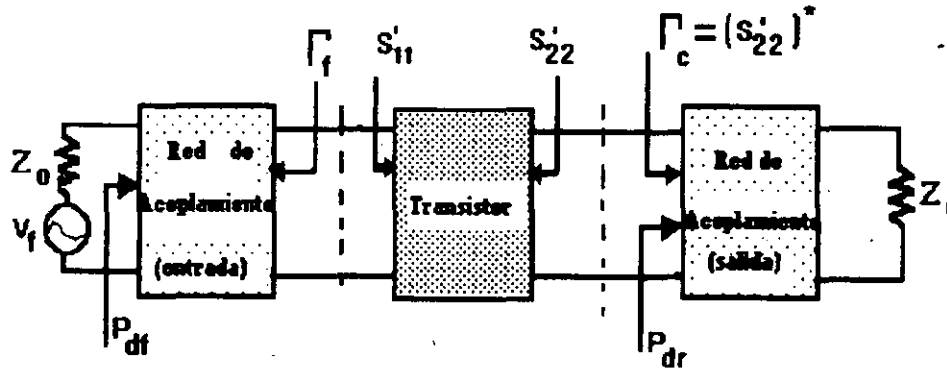
$$-0.26 \text{ dB} < \frac{G_T}{G_{TU}} < 0.26 \text{ dB}$$

El error máximo es de  $\pm 0.26$  dB. En este caso el error es lo suficientemente pequeño como para justificar la suposición de unilateralidad.

## GANANCIA DE POTENCIA DISPONIBLE

LA GANANCIA DE POTENCIA DISPONIBLE SE UTILIZA PARA REPRESENTAR LA GANANCIA CUANDO LA ENTRADA ESTA DESACOPLADA Y LA SALIDA ACOPLADA. SE DEFINE COMO:

$$G_d = \frac{P_{dr}}{P_{df}} = \frac{\text{Potencia disponible de la red}}{\text{Potencia disponible de la fuente}}$$



EN TERMINOS DE LOS PARAMETROS DE DISPERSION SE TIENE:

$$G_d = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_f|^2} \cdot \frac{1}{1 - |S'_{22}|^2}$$

COMO SE PUEDE OBSERVAR, LA GANANCIA DISPONIBLE ES UNA FUNCION DEL ACOPLAMIENTO DE FUENTE Y CORRESPONDE AL CASO ESPECIAL DE LA GANANCIA DE TRANSDUCTOR CUANDO LA SALIDA ESTA ACOPLADA.

$$G_d = G_t (\Gamma_c = S'_{22})$$

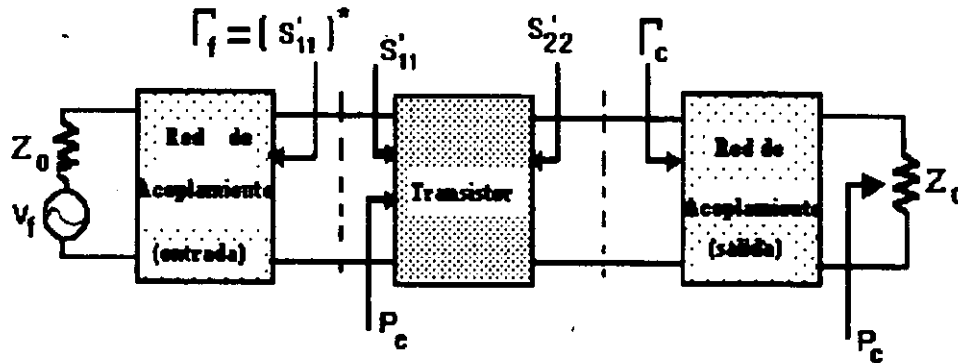
EN EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO SE DISEÑA LA RED DE ACOPLAMIENTO DE LA ENTRADA PARA MINIMO RUIDO Y LA RED DE ACOPLAMIENTO DE SALIDA PARA MAXIMA GANANCIA.

GENERALMENTE, LA IMPEDANCIA DE ENTRADA PARA MINIMO RUIDO NO COINCIDE CON LA QUE PROPORCIONA MAXIMA GANANCIA POR LO QUE SE PRODUCE UN DESACOPLAMIENTO EN LA ENTRADA.

## GANANCIA DE POTENCIA DE OPERACION

LA GANANCIA DE POTENCIA DE OPERACION SE UTILIZA PARA REPRESENTAR LA GANANCIA CUANDO LA ENTRADA ESTA ACOPLADA Y LA SALIDA DESACOPLADA. SE DEFINE COMO:

$$G_p = \frac{P_c}{P_e} = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia entregada a la red}}$$



EN TERMINOS DE LOS PARAMETROS DE DISPERSION SE TIENE:

$$G_p = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{|1 - S'_{11}|^2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_c|^2}$$

COMO SE PUEDE OBSERVAR, LA GANANCIA DISPONIBLE ES UNA FUNCION DEL ACOPLAMIENTO DE FUENTE Y CORRESPONDE AL CASO ESPECIAL DE LA GANANCIA DE TRANSDUCTOR CUANDO LA SALIDA ESTA ACOPLADA.

$$G_p = G_t (\Gamma_f = S'_{11})$$

EN EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA SE DISEÑA LA RED DE ACOPLAMIENTO DE LA SALIDA PARA MAXIMA POTENCIA DE SALIDA O PARA MINIMA DISTORSION ARMONICA A NIVELES ELEVADOS DE EXCITACION Y LA RED DE ACOPLAMIENTO DE ENTRADA SE DISEÑA PARA MAXIMA GANANCIA.

EN GENERAL, LA GANANCIA DE POTENCIA DE OPERACION SE EMPLEA CUANDO SE REQUIERE UN DESACOPLAMIENTO EN EL PUERTO DE SALIDA Y ACOPLAMIENTO EN EL PUERTO DE ENTRADA.

## CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE

LA GANANCIA DE POTENCIA DE OPERACION Y LA GANANCIA DISPONIBLE DESCRIBEN LA GANANCIA COMO FUNCION DE LAS IMPEDANCIAS DE FUENTE Y DE CARGA, DE ACUERDO CON:

$$G_d = f[s, \Gamma_f, \Gamma_c = (S_{22}')^*] \quad G_p = f[s, \Gamma_c, \Gamma_f = (S_{11}')^*]$$

DADO QUE TIENEN UNA FORMA SIMILAR, AMBAS EXPRESIONES SE PUEDEN ESCRIBIR COMO:

$$G_i = |S_{21}|^2 \cdot g_i$$

DONDE  $i = 1$  DESCRIBE EL PLANO DE ENTRADA,  $i = 2$  EL PLANO DE SALIDA. SE PUEDE IGUALAR LA GANANCIA A UNA CONSTANTE HACIENDO:

$$g_i = \frac{G_i}{|S_{21}|^2}$$

SE PUEDE DESARROLLAR  $g_i$  EN SUS COMPONENTES REAL E IMAGINARIA, CANCELAR TERMINOS, FACTORIZAR Y MANIPULAR LA EXPRESION DE MANERA QUE SE OBTENGA UNA ECUACION DE LA FORMA:

$$(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = r^2$$

ESTA ECUACION DESCRIBE UN CIRCULO EN EL PLANO DE SALIDA O EL DE ENTRADA. PARA DIFERENTES VAOLRES DE GANANCIA SE PUEDE DEFINIR UNA FAMILIA DE CIRCULOS LLAMADOS CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE DEFINIDOS POR:

$$\text{Centro} = \left[ \frac{G_i}{1 + D_i G_i} \right] C_i^*$$

$$\text{Radio} = 1 - 2K |S_{12} S_{21}| G_i + |S_{12} S_{21}|^2 G_i^2$$

DONDE:

$$G_i = \frac{10^{(P/10)}}{|S_{21}|^2} \quad ; \quad C_i = S_{ii} - \Delta S_{jj}^* \quad ;$$

$$D_i = |S_{ii}|^2 - |\Delta|^2 \quad \text{Y FINALMENTE} \quad \Delta = S_{12} S_{21} - S_{11} S_{22}$$

AQUI, P ES LA GANANCIA DESEADA EXPRESADA EN dB,  $i = 1, j = 2$  PARA EL PLANO DE IMPEDANCIAS DE ENTRADA;  $i = 2, j = 1$  PARA EL PLANO DE SALIDA.

## CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE

LA GANANCIA DE POTENCIA DE OPERACION Y LA GANANCIA DISPONIBLE DESCRIBEN LA GANANCIA COMO FUNCION DE LAS IMPEDANCIAS DE FUENTE Y DE CARGA, DE ACUERDO CON:

$$G_d = f[s, \Gamma_f, \Gamma_c = (S'_{22})^*]$$

$$G_p = f[s, \Gamma_c, \Gamma_f = (S'_{11})^*]$$

DADO QUE TIENEN UNA FORMA SIMILAR, AMBAS EXPRESIONES SE PUEDEN ESCRIBIR COMO:

$$G_i = |S_{21}|^2 \cdot g_i$$

DONDE  $i = 1$  DESCRIBE EL PLANO DE ENTRADA,  $i = 2$  EL PLANO DE SALIDA. SE PUEDE IGUALAR LA GANANCIA A UNA CONSTANTE HACIENDO:

$$g_i = \frac{G_i}{|S_{21}|^2}$$

SE PUEDE DESARROLLAR  $g_i$  EN SUS COMPONENTES REAL E IMAGINARIA, CANCELAR TERMINOS, FACTORIZAR Y MANIPULAR LA EXPRESION DE MANERA QUE SE OBTENGA UNA ECUACION DE LA FORMA:

$$(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = r^2$$

ESTA ECUACION DESCRIBE UN CIRCULO EN EL PLANO DE SALIDA O EL DE ENTRADA. PARA DIFERENTES VALORES DE GANANCIA SE PUEDE DEFINIR UNA FAMILIA DE CIRCULOS LLAMADOS CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE DEFINIDOS POR:

$$\text{Centro} = \left[ \frac{G_i}{1 + D_i G_i} \right] C_i^*$$

$$\text{Radio} = 1 - 2K |S_{12} S_{21}| G_i + |S_{12} S_{21}|^2 G_i^2$$

DONDE:

$$G_i = \frac{10^{(P/10)}}{|S_{21}|^2} \quad ; \quad C_i = S_{ii} - \Delta S_{jj}^* \quad ;$$

$$D_i = |S_{ii}|^2 - |\Delta|^2 \quad \text{Y FINALMENTE} \quad \Delta = S_{12} S_{21} - S_{11} S_{22}$$

AQUI, P ES LA GANANCIA DESEADA EXPRESADA EN dB,  $i = 1, j = 2$  PARA EL PLANO DE IMPEDANCIAS DE ENTRADA;  $i = 2, j = 1$  PARA EL PLANO DE SALIDA.

## GANANCIA MAXIMA DE POTENCIA

UTILIZANDO LAS EXPRESIONES PARA LAS DIFERENTES DEFINICIONES DE GANANCIA, ES POSIBLE ESTABLECER LOS VALORES MAXIMOS QUE SE PUEDEN ALCANZAR UTILIZANDO LOS COEFICIENTES DE REFLEXION ADECUADOS EN CADA CASO.

POR EJEMPLO, PARA LA GANANCIA DE TRANSDUCTOR SE TIENE VALOR MAXIMO CUANDO SE ACOPLAN SIMULTANEAMENTE EN FORMA CONJUGADA LA ENTRADA Y LA SALIDA CON:

$$\Gamma_r = \Gamma_{mf} \quad \text{y} \quad \Gamma_c = \Gamma_{mc}$$

DE MANERA QUE :

$$G_{t \max} = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_{mf}|^2)(1 - |\Gamma_{mc}|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_{mf})(1 - S_{22}\Gamma_{mc}) - S_{12}S_{21}\Gamma_{mf}\Gamma_{mc}|^2}$$

ESTA EXPRESION DEFINE LA MAXIMA GANANCIA DEL TRANSDUCTOR Y REPRESENTA LA GANANCIA MAS ALTA QUE SE PUEDE LOGRAR DE UN DISPOSITIVO ESTABLE.

SI SE EMPLEAN LAS EXPRESIONES PARA  $\Gamma_{mf}$  Y  $\Gamma_{mc}$  CUANDO  $|S_{12} S_{21}| \neq 0$  SE PUEDE ESCRIBIR:

$$G_{t \max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$$

EL SIGNO APROPIADO PARA EL RADICAL ES EL OPUESTO AL DE  $B_1$ . POR OTRO LADO, CUANDO  $|S_{11}|$  Y  $|S_{22}|$  SON AMBOS MENORES QUE UNO, SE TIENE QUE  $\Gamma_{mf} = (S_{11})^*$  Y  $\Gamma_{mc} = (S_{22})^*$  Y POR LO TANTO SE PUEDE ESCRIBIR:

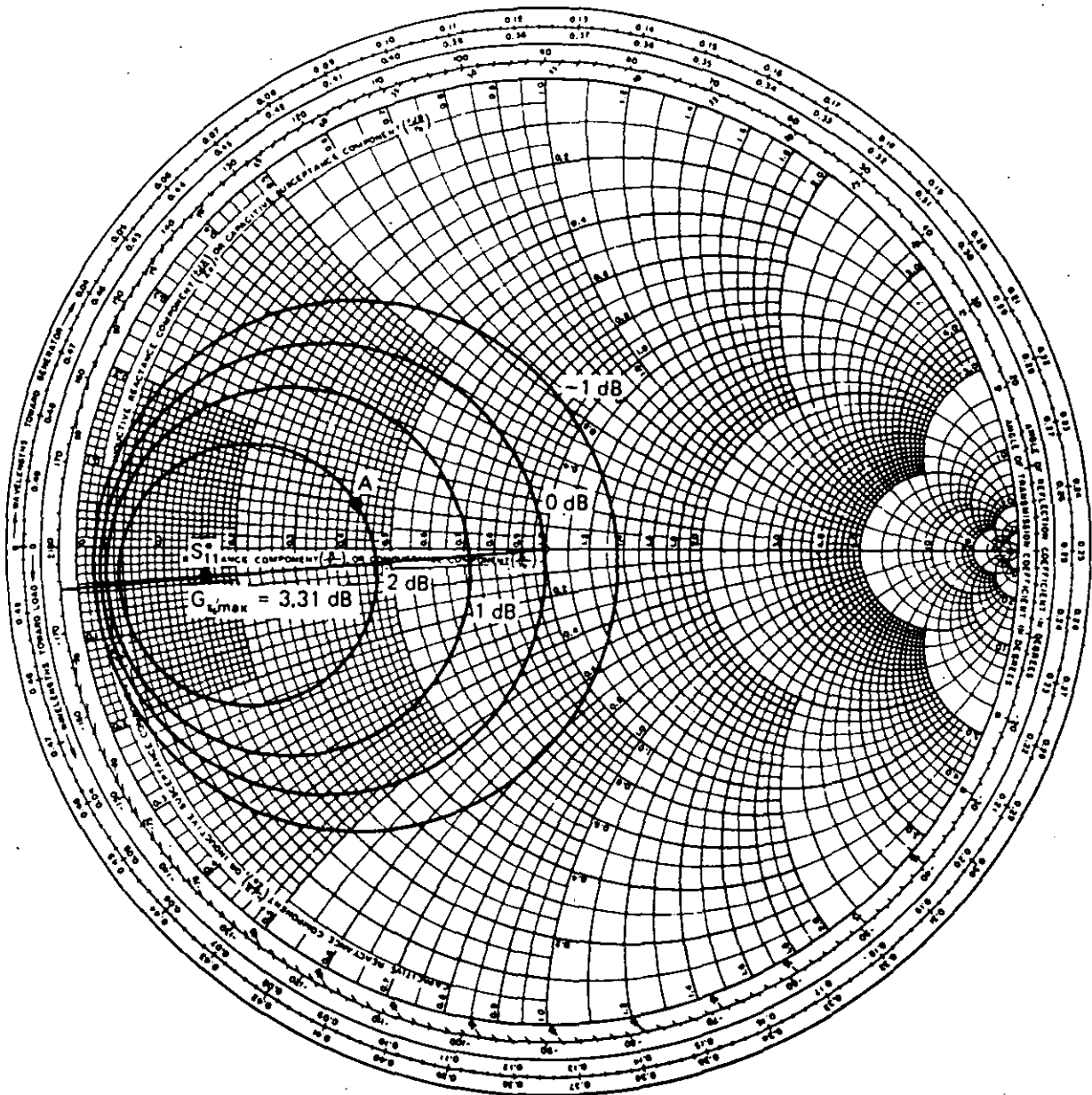
$$G_{t \max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

UTILIZANDO LOS COEFICIENTES DE REFLEXION ADECUADOS, SE PUEDE DEMOSTRAR QUE CUANDO EL DISPOSITIVO ES INCONDICIONALMENTE ESTABLE LAS GANANCIAS MAXIMAS DISPONIBLE, DE OPERACION Y DE TRANSDUCTOR SON IGUALES, ESTO ES:

$$G_{t \max} = G_{d \max} = G_{p \max}$$

## CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE

EN LA FIGURA SE ILUSTRAN UN CONJUNTO DE CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE CORRESPONDIENTES A UN TRANSISTOR DE MICROONDAS. TAMBIEN SE MUESTRAN LOS VALORES CALCULADOS PARA GRAFICAR LOS CIRCULOS.



(a)

$G_s$ (dB):	2	1	0	-1
$G_s$	1.59	1.26	1	0.79
$g_s$	0.743	0.588	0.467	0.369
$d_s$	0.629	0.55	0.476	0.406
$R_s$	0.274	0.384	0.476	0.559

(b)

## CIRCULOS DE ESTABILIDAD Y GANANCIA

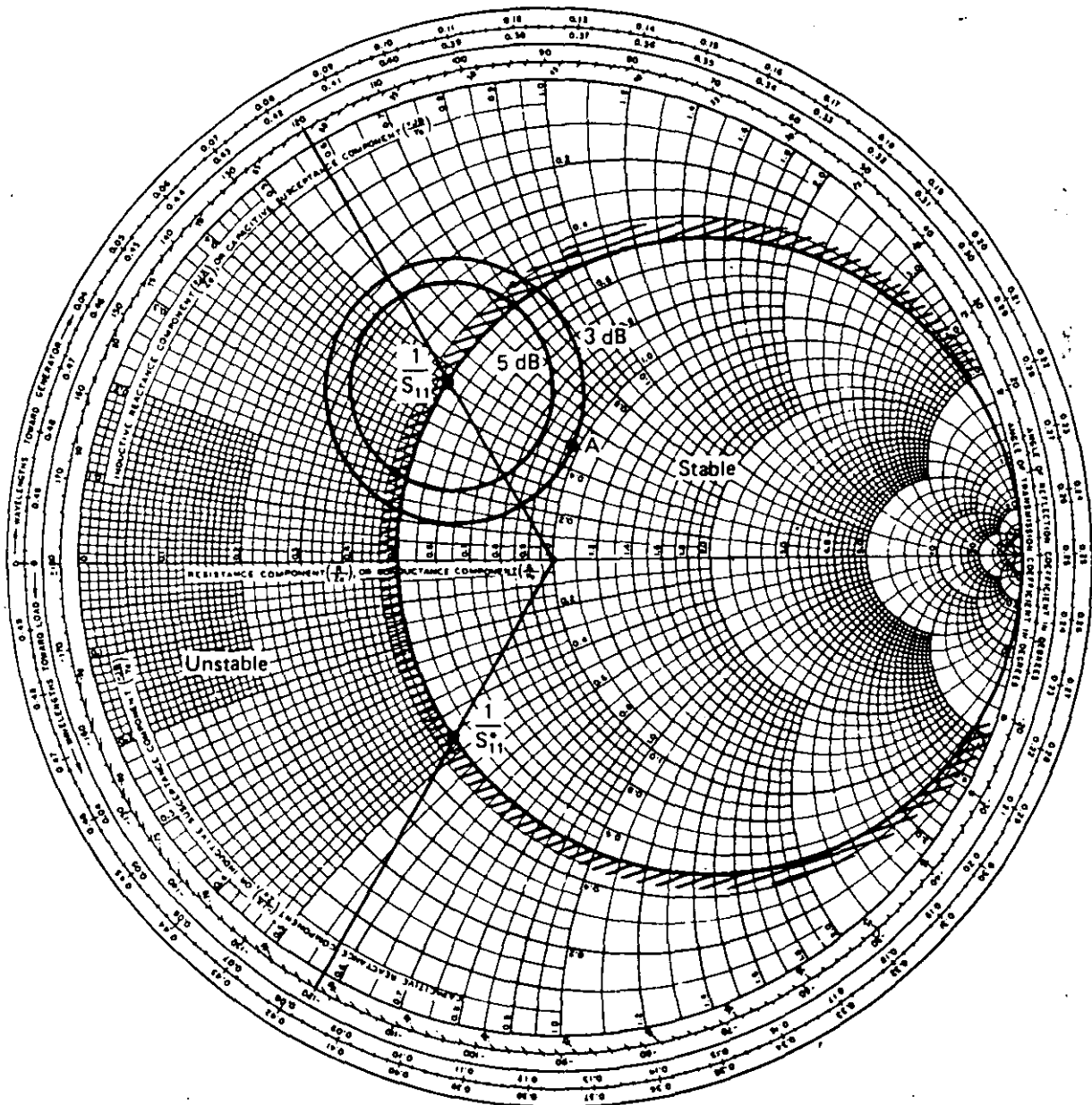
EN LA FIGURA SE ILUSTR LA CONSTRUCCION TIPICA DE CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE SOBRE CIRCULOS DE ESTABILIDAD PARA DETERMINAR EL MEJOR VALOR DE COEFICIENTE DE REFLEXION QUE ASEGURE UN PUNTO DE OPERACION ESTABLE. EL DISPOSITIVO ES UN TRANSISTOR GaAsFET CON LOS PARAMETROS DE DISPERSION MOSTRADOS.

$$S_{11} = 2.27 \angle -120^\circ$$

$$S_{12} = 0$$

$$S_{21} = 4 \angle 50^\circ$$

$$S_{22} = 0.6 \angle -80^\circ$$





## FACTOR DE RUIDO EN UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS

EN UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS SE PUEDE PRESENTAR UN DETERMINADO NIVEL DE POTENCIA EN EL PUERTO DE SALIDA, AUN CUANDO NO SE TENGA UNA POTENCIA EN EL PUERTO DE ENTRADA. ESTA POTENCIA DE SALIDA SE CONOCE COMO POTENCIA DE RUIDO DEL AMPLIFICADOR.

EL FACTOR DE RUIDO SE DEFINE COMO LA RELACION DE LA POTENCIA TOTAL DE RUIDO DISPONIBLE A LA SALIDA DEL AMPLIFICADOR, A LA POTENCIA DE RUIDO DISPONIBLE A LA SALIDA DEBIDO AL RUIDO TERMICO DE  $R_n$ . EL FACTOR DE RUIDO SE PUEDE EXPRESAR COMO:

$$F = \frac{P_{No}}{P_{Ni} G_A}$$

DONDE  $P_{No}$  ES LA POTENCIA DE RUIDO TOTAL DISPONIBLE A LA SALIDA DEL AMPLIFICADOR  $P_{Ni}$  ES LA POTENCIA DE RUIDO TOTAL DISPONIBLE DEBIDO A  $R_n$  EN UN ANCHO DE BANDA  $B$  Y  $G_A$  ES LA GANANCIA DE POTENCIA DISPONIBLE. DADO QUE,  $G_A$  SE PUEDE EXPRESAR COMO:

$$G_A = \frac{P_{So}}{P_{Si}}$$

DONDE  $P_{So}$  ES LA POTENCIA DE LA SEÑAL DISPONIBLE A LA SALIDA Y  $P_{Si}$  ES LA POTENCIA DE LA SEÑAL DISPONIBLE A LA ENTRADA DEL AMPLIFICADOR, ENTONCES LA ECUACION SE PUEDE ESCRIBIR COMO SIGUE:

$$F = \frac{P_{Si} / P_{Ni}}{P_{So} / P_{No}}$$

EN RESUMEN:  $F$  = RELACION ENTRE LA RELACION SEÑAL A RUIDO DE LA ENTRADA CON LA RELACION SEÑAL A RUIDO DE LA SALIDA.

**SE OBTIENE EL MINIMO FACTOR DE RUIDO CUANDO SE ELIGE APROPIADAMENTE EL COEFICIENTE DE REFLEXION DE FUENTE DEL AMPLIFICADOR.**

## FACTOR DE RUIDO EN UN AMPLIFICADOR

EXISTE UN VALOR DE ADMITANCIA QUE ES EL OPTIMO PARA OBTENER UN MINIMO FACTOR DE RUIDO  $F_{\text{MIN}}$  DE UN AMPLIFICADOR. ESTA ADMITANCIA OPTIMA SE REPRESENTA POR  $Y_0$ :

$$Y_0 = G_0 + jB_0$$

TAMBIEN, EXISTE UN VALOR DE RESISTENCIA EQUIVALENTE DE RUIDO LA CUAL REPRESENTA LA DEGRADACION EN LA RESPUESTA DE RUIDO DEL AMPLIFICADOR. ESTA RESISTENCIA SE REPRESENTA POR  $R_n$  Y GENERALMENTE SE NORMALIZA A LA IMPEDANCIA CARACTERISTICA  $Z_0$

$$r_n = \frac{R_n}{Z_0}$$

EN RESUMEN, SON CUATRO LOS PARAMETROS DE RUIDO QUE DEPENDEN DIRECTAMENTE DEL DISPOSITIVO ACTIVO. EN UNA RED LINEAL DE DOS PUERTOS, ESTOS PARAMETROS SE RELACIONAN CON EL FACTOR DE RUIDO POR MEDIO DE LA ADMITANCIA DE FUENTE

$$Y_f = G_f + jB_f$$

LA ECUACION QUE PERMITE OBTENER EL FACTOR DE RUIDO DE UN AMPLIFICADOR DE UNA ETAPA ES LA SIGUIENTE:

$$F = F_{\text{min}} + \frac{r_n}{G_f} [(G_f - G_0)^2 + (B_f - B_0)^2]$$

EN TERMINOS DE LOS COEFICIENTES DE REFLEXION DE FUENTE Y OPTIMO LAS ADMITANCIAS CORRESPONDIENTES SE EXPRESAN COMO:

$$Y_f = \frac{1 - \Gamma_f}{1 + \Gamma_f}$$

y

$$Y_0 = \frac{1 - \Gamma_0}{1 + \Gamma_0}$$

SUBSTITUYENDO ESTOS VALORES, LA ECUACION PARA FACTOR DE RUIDO SE PUEDE ESCRIBIR COMO:

$$F = F_{\text{min}} + \frac{4r_n |\Gamma_f - \Gamma_0|^2}{(1 - |\Gamma_f|^2) |1 - \Gamma_0|^2}$$

## CIRCULOS DE FACTOR DE RUIDO CONSTANTE

UTILIZANDO LOS PARAMETROS DE RUIDO DE UN TRANSISTOR SE PUEDE DISEÑAR PARA UN DETERMINADO VALOR DE FACTOR DE RUIDO. LO QUE SE NECESITA ES CONOCER EL CONJUNTO DE VALORES  $\Gamma_f$  QUE PERMITAN OBTENER EL FACTOR DE RUIDO DESEADO.

A PARTIR DE LA ECUACION:

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_f - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_o|^2)(1 - |\Gamma_f|^2)}$$

SE PUEDE OBTENER EL LUGAR GEOMETRICO DE LOS VALORES DE COEFICIENTE DE REFLEXION DE FUENTE QUE PROPORCIONAN UN MISMO VALOR DE FACTOR DE RUIDO.

PARA UN FACTOR DE RUIDO DADO,  $F_i$  SE DEFINE UN PARAMETRO DE RUIDO  $N_i$  COMO:

$$N_i = \frac{|\Gamma_f - \Gamma_o|^2}{1 - |\Gamma_f|^2} = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} (1 + |\Gamma_o|^2)$$

ESTA ECUACION SE PUEDE ESCRIBIR COMO:

$$(\Gamma_f - \Gamma_o)(\Gamma_f^* - \Gamma_o^*) = N_i - N_i |\Gamma_f|^2$$

O ALTERNATIVAMENTE PARA  $N_i$ :

$$|\Gamma_f|^2 (1 + N_i) + |\Gamma_o|^2 - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_f \Gamma_o^*) = N_i$$

AL MULTIPLICAR AMBOS LADOS POR  $1 + N_i$ , SE OBTIENE:

$$|\Gamma_f|^2 (1 + N_i)^2 + |\Gamma_o|^2 - 2(1 + N_i) \operatorname{Re}(\Gamma_f \Gamma_o^*) = N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_o|^2)$$

Y REACOMODANDO LA ECUACION,

$$\left| \Gamma_f - \frac{\Gamma_o}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_o|^2)}{(1 + N_i)^2}$$

# CIRCULOS DE FACTOR DE RUIDO CONSTANTE

A PARTIR DE LA ECUACION:

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_f - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_o|^2)(1 - |\Gamma_o|^2)}$$

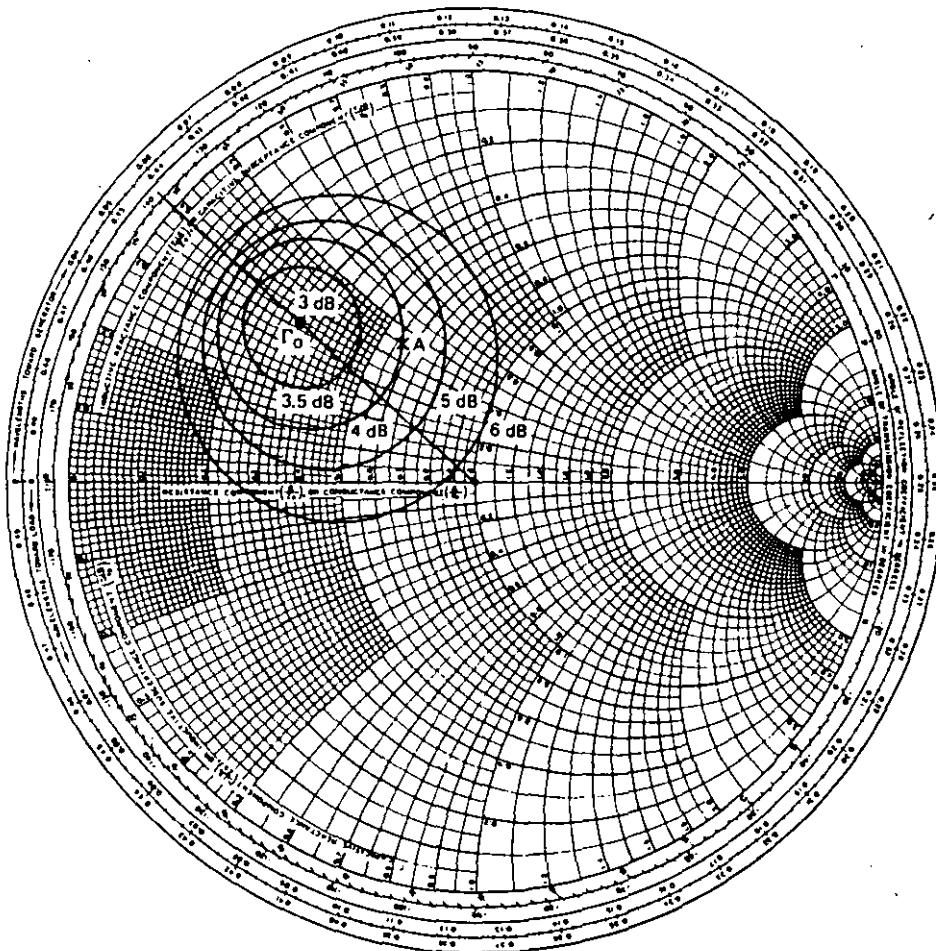
SE PUEDE OBTENER UNA FAMILIA DE CIRCULOS TENIENDO A  $N_i$  COMO PARAMETRO. LOS CIRCULOS ESTAN CENTRADOS EN:

$$C_{F_i} = \frac{\Gamma_o}{1 + N_i}$$

Y CON RADIOS DADOS POR:

$$R_{F_i} = \frac{1}{1 + N_i} \cdot \sqrt{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_o|^2)}$$

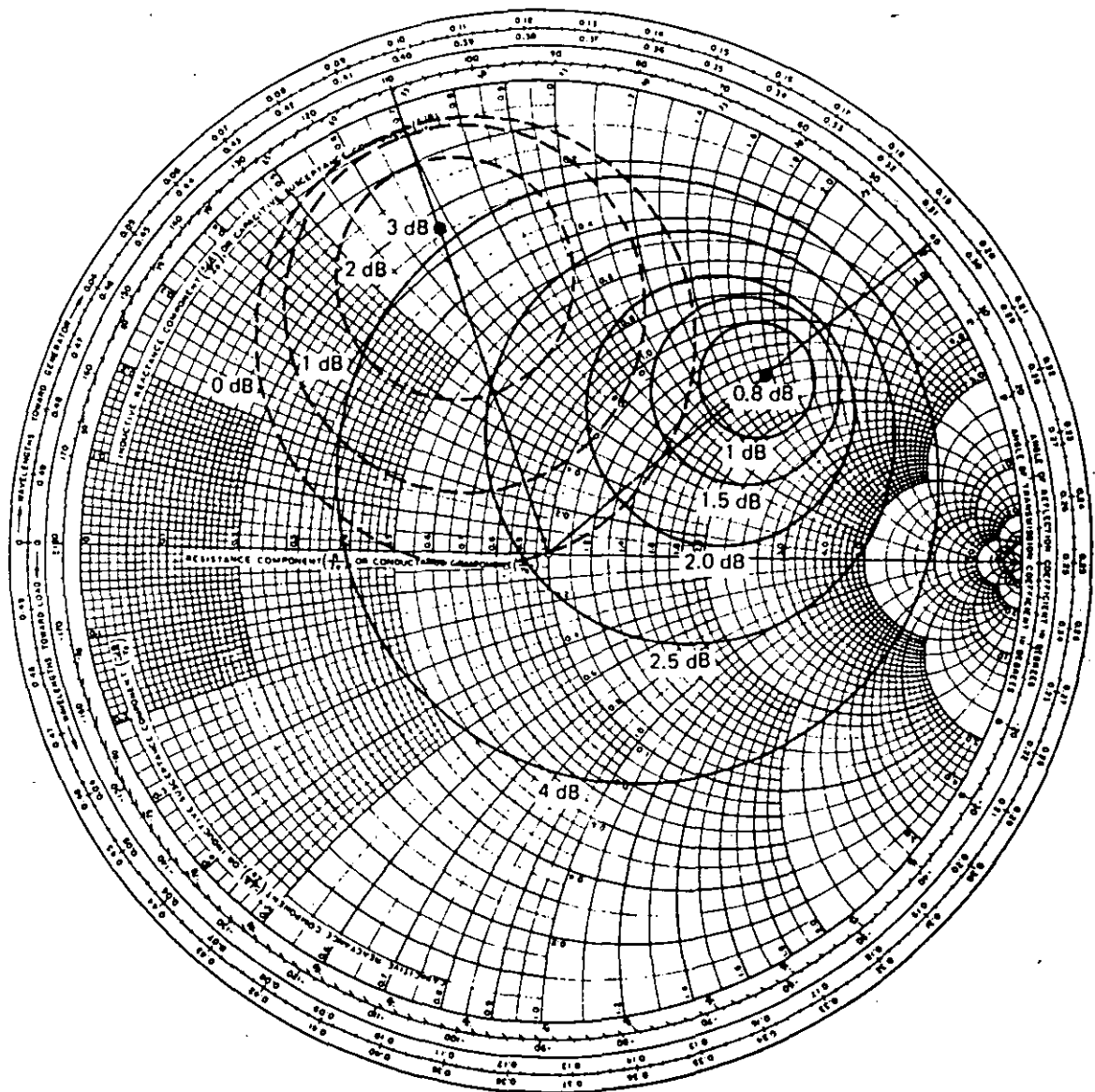
CON ESTAS ECUACIONES SE PUEDE VER QUE CUANDO  $F_i = F_{\min}$ , ENTONCES  $N_i = 0$ ,  $C_{F_{\min}} = \Gamma_o$  Y FINALMENTE  $R_{F_{\min}} = 0$ . ESTO SIGNIFICA QUE EL CENTRO DEL CIRCULO  $F_{\min}$  SE LOCALIZA EN  $\Gamma_o$  CON RADIO CERO. SIMILARMENTE, LOS CENTROS DE OTROS CIRCULOS DE FACTOR DE RUIDO SE LOCALIZAN A LO LARGO DEL VECTOR  $\Gamma_o$ .



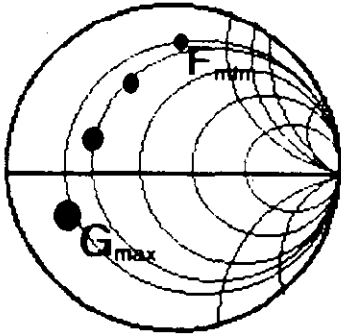
## COMPROMISO DE DISEÑO ENTRE FACTOR DE RUIDO Y GANANCIA

EN LA FIGURA SE ILUSTRA EL COMPROMISO ENTRE FACTOR DE RUIDO Y GANANCIA EN EL DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS. EN GENERAL, NO SE PUEDE OBTENER SIMULTANEAMENTE UN MINIMO FACTOR DE RUIDO Y UNA GANANCIA MAXIMA ASOCIADA.

PARA EL TRANSISTOR DE ESTE EJEMPLO, LA GANANCIA MAXIMA  $G_r$  ES DE 3 dB OBTENIDA CON  $\Gamma_r = 0.7 \angle 110^\circ$ . CON ESTO RESULTA UN FACTOR DE RUIDO  $F_r \approx 4$  dB. POR OTRO LADO, EL FACTOR DE RUIDO MINIMO ES  $F_{min} = 0.8$  dB, OBTENIDO CON  $\Gamma_r = 0.6 \angle 40^\circ$ , resultando en una ganancia  $G_r \approx -1$  dB



## COMPROMISOS DE DISEÑO



Generalmente son cuatro respuestas AC las que se deben considerar en el diseño de amplificadores de microondas:

- 1) Factor de ruido
- 2) Ganancia de potencia
- 3) Potencia de salida
- 4) ROEV de entrada y salida

EL DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR CON BUENA RESPUESTA EN MICROONDAS, SE LOGRA ENCONTRANDO EL PUNTO DE OPERACION QUE PROPORCIONE EL MEJOR COMPROMISO ENTRE LOS PUNTOS 1,2,3 Y 4.

### EJEMPLO DE DISEÑO (HP AN-970)

#### Parámetros para Mínimo Ruido:

$S_{11} = 0.674$	$-152.0^\circ$	$F_{\min} = 2.2$ dB
$S_{12} = 0.075$	$6.2^\circ$	$\Gamma_o = 0.575$ $138^\circ$
$S_{21} = 1.740$	$36.4^\circ$	$R_n = 6.64$ Ohms
$S_{22} = 0.600$	$-92.6^\circ$	

#### Parámetros para Potencia Lineal

$S_{11} = 0.641$	$-171.3^\circ$	$F_{\min} = 2.9$ dB
$S_{12} = 0.057$	$16.3^\circ$	$\Gamma_o = 0.542$ $141^\circ$
$S_{21} = 2.058$	$28.5^\circ$	$R_n = 9.42$ Ohms
$S_{22} = 0.572$	$-95.7^\circ$	

#### Parámetros para Ganancia Máx.

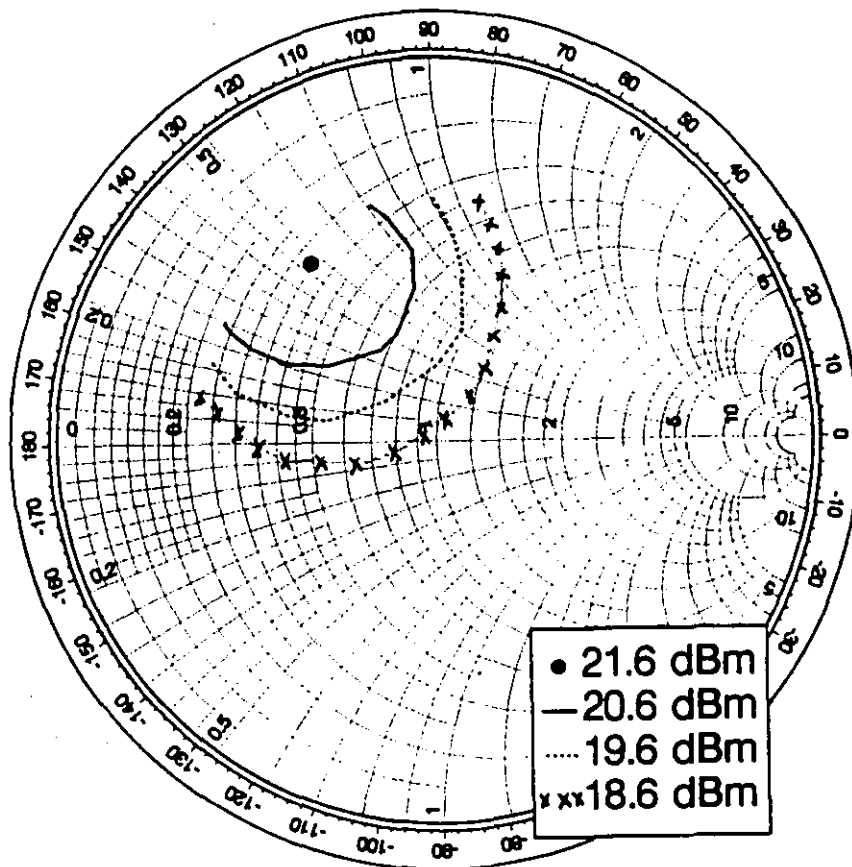
$S_{11} = 0.614$	$-167.0^\circ$	$F = 4.44$ dB
$S_{12} = 0.046$	$65.0^\circ$	
$S_{21} = 1.740$	$32.4^\circ$	
$S_{22} = 0.600$	$-83.0^\circ$	

## CONTORNOS DE NIVEL DE POTENCIA DE SALIDA CONSTANTE

EN LA FIGURA SE ILUSTRAN LOS DATOS OBTENIDOS EN LA CARACTERIZACION DE "LOAD-PULL" PARA UN MESFET. EN LAS MEDICIONES SE UTILIZO UNA SEÑAL A LA FRECUENCIA DE 26 GHz.

EL PUNTO EN EL CENTRO DE LOS CONTORNOS REPRESENTA LA IMPEDANCIA QUE SE DEBE PRESENTAR A LA SALIDA DEL DISPOSITIVO PARA OBTENER UNA POTENCIA MAXIMA ENTREGADA A LA CARGA PARA ESTE NIVEL DE POTENCIA DE ENTRADA.

CADA CONTORNO REPRESENTA EL LUGAR GEOMETRICO DE LOS COEFICIENTES DE REFLEXION QUE RESULTAN EN UN NIVEL DE POTENCIA DE SALIDA CONSTANTE. CABE MENCIONAR, QUE LOS DATOS TOMADOS A OTRA FRECUENCIA O DIFERENTE NIVEL DE POTENCIA DE ENTRADA RESULTARA EN CONTORNOS DIFERENTES DE LOS QUE SE ILUSTRAN.



## CONTENIDO

### I. INTRODUCCION

### II. ELEMENTOS PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES

#### II.1 ESTABILIDAD

#### II.2 GANANCIA

#### II.3 FACTOR DE RUIDO

### • **III. DISEÑO DE AMPLIFICADORES**

#### **III.1 METODOLOGIA DE DISEÑO**

#### **III.2 DISEÑO PARA BAJO RUIDO**

#### **III.3 DISEÑO PARA GANANCIA ELEVADA**

#### **III.4 DISEÑO PARA POTENCIA**

### IV. REDES DE ACOPLAMIENTO

#### IV.1 CIRCUITOS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

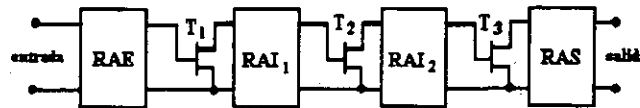
#### IV.2 CIRCUITOS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS

### V. EJEMPLOS DE ANALISIS Y OPTIMIZACION



# METODOLOGIA DE DISEÑO

- Diseño de un amplificador de 3 etapas



RAE : red de acoplamiento de entrada  
RAI<sub>1</sub> : red de acoplamiento intermedia, 1  
RAI<sub>2</sub> : red de acoplamiento intermedia, 2  
RAS : red de acoplamiento de salida .  
T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> y T<sub>3</sub> : transistores 1, 2 y 3

## Metodología de diseño

- Establecer los objetivos de diseño
- Seleccionar los dispositivos activos
- Caracterizar los dispositivos activos
- Analizar los dispositivos activos
- Diseñar el amplificador
- Diseñar componentes pasivos
- Transformar a microcinta
- Simular el comportamiento del amplificador
- Optimizar la respuesta del amplificador

## Objetivos de diseño (especs.)

- Intervalo de frecuencia de operación 11.7-12.2 GHz
- Ganancia 20 dB
- Factor de ruido 1.6 dB
- ROE de entrada y salida 1.5:1/1.5:1
- Potencia de salida ( $P_1$  dB) 12 dBm
- Voltaje y corriente de alimentación 12V @50 mA
- Variación en la ganancia +/- 0.5 dB
- Retardo de grupo, pendiente de la ganancia, etc...

## Selección de transistores

- Estructura: MESFET, HEMT, P-HEMT, etc
- Aplicación: bajo ruido, ganancia, potencia
- Configuración: empaquetado, chip
- Intervalo de frecuencias
- Intervalo de temperatura
- Disponibilidad: comercial, experimental...
- Modelos de circuito equivalente disponibles

## Caracterización de dispositivos

Para diseñar el amplificador se requieren los parámetros de dispersión del dispositivo por utilizar.

- Estos parámetros se pueden medir en dispositivos empaquetados, en forma de chip o en oblea.
- La caracterización de cada dispositivo se debe efectuar en o cerca del punto de operación de c.d. que sea el óptimo para un comportamiento dado.
- Así, para el dispositivo de la primera etapa se deben determinar los parámetros de dispersión y de ruido en el punto para el cual la corriente sea la adecuada para obtener mínimo ruido del dispositivo

## Caracterización de transistores

- Curvas I-V: banco de caracterización estática o CD)
- Parámetros de dispersión ("S"): sistema analizador de redes HP-8510C
- Parámetros de ruido ( $F_{\min}$ ,  $\Gamma_{\text{opt}}$ ,  $R_n$ ): sistema de medición de ruido HP-8970A
- Punto de compresión: medidor de potencia HP-438A

## Análisis de transistores

- Estabilidad
  - $k$ , círculos de estabilidad
- Ganancia
  - $G_{\max}$ ,  $G_{\text{op}}$ ,  $G_{\text{dis}}$
- Factor de ruido
  - $F_{\min}$ ,  $Z_{\text{opt}}$
- Potencia
  - contornos de potencia constante,  $P_{\text{1dB}}$

## Redes de acoplamiento

Las redes de acoplamiento de un amplificador

- determinan el ancho de banda
- minimizan la figura de ruido en toda la banda
- controlan la ganancia en el ancho de banda
- determinan los acoplamientos de entrada y salida.

# Diseño del amplificador

- Método gráfico
  - Carta de Smith
- Método de síntesis de redes
  - función de transferencia, aproximación racional
- Método de optimización
  - paquetes de programación
    - TOUCHSTONE, MMICAD
    - MDS, SUPERCOMPACT

## Etapas de diseño (i)

- Una vez que se han caracterizado los dispositivos, se diseña el amplificador empleando técnicas de diseño asistidas por computadora (CAD) con una secuencia de diseño similar a la que sigue:
  - 1) Se desarrolla una topología aproximada para la red de acoplamiento de la primera etapa, basada en el conocimiento de los parámetros de ruido y el máximo nivel de desacoplamiento permisible, manteniendo las especificaciones de ruido del amplificador.
  - 2) Se optimiza la red de acoplamiento de entrada utilizando CAD,
  - 3) Se modela la salida de la primera etapa

## Etapas de diseño (ii)

- 4) se desarrolla la etapa de acoplamiento intermedia (entre la primera y segunda etapa) para minimizar la medida de ruido  $M$ ,
- 5) las siguientes redes de acoplamiento inter-etapas se optimizan para maximizar la ganancia y mantenerla plana en el ancho de banda,
- 6) la red de acoplamiento de la etapa de salida se maximiza para ganancia y planez de la ganancia, así como para bajo ROEV; y
- 7) se optimiza el amplificador completo utilizando CAD.

## ETAPAS FINALES DE DISEÑO

- Diseño de bloqueadores de CD y RF
- Transformación a microcinta
- Análisis del amplificador
  - Simuladores comerciales o propios
- Optimización del amplificador
- Verificación de resultados
  - nueva simulación
  - fabricación
- Nueva optimización o nuevo diseño si se requiere

## Método gráfico de diseño

Se utiliza la Carta de Smith para seleccionar los coeficientes de reflexión, de acuerdo con los siguientes criterios:

- Diseño para factor de ruido mínimo
  - Acoplamiento para  $F_{min}$  en la entrada
  - Acoplamiento conjugado a  $Z_o$  en la salida
  - Se utilizan círculos de ganancia disponible
- Diseño para ganancia máxima
  - Dispositivo incondicionalmente estable ( $K > 1$ )
  - Acoplamiento conjugado simultáneo ( $G_t = G_{max}$ )

### Diseño para factor de ruido mínimo

- Se trazan en la Carta de Smith los círculos de factor de ruido constante y se localiza el punto de  $\Gamma_{opt}$ .
- Se trazan los círculos de estabilidad de entrada y salida
- Con el valor del coeficiente de fuente escogido, se calculan la ganancia y el coeficiente de reflexión de la salida.
- Los coeficientes de reflexión para el diseño son:

$$\Gamma_f = \Gamma_{opt}$$

$$\Gamma_c = (S_{22}')^* = \Gamma_{sal}^*$$

$$F = f(F_{min}, R_n, \Gamma_{opt} \text{ y } \Gamma_f)$$

$$G_t = f([S], \Gamma_f \text{ y } \Gamma_c)$$

## Diseño para ganancia máxima

- El diseño es posible si el dispositivo es incondicionalmente estable ( $K > 1$  y  $|\Delta| < 1$ )
- La máxima ganancia de transductor, bajo condiciones de acoplamiento conjugado simultáneo se obtiene con los coeficientes de reflexión de fuente y de carga siguientes:

$$\Gamma_f = \Gamma_{mf}$$

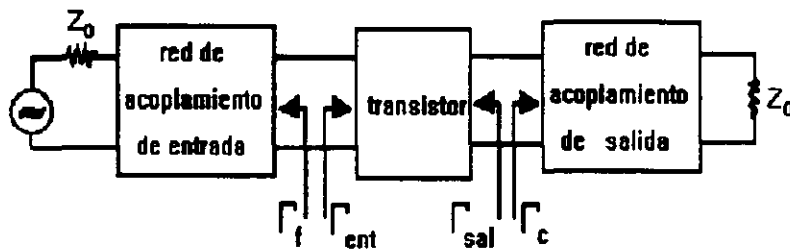
$$\Gamma_c = \Gamma_{mc}$$

y la ganancia de transductor es:

$$G_t = G_{t\text{máx}}$$

- La condición que deben cumplir los coeficientes de reflexión de entrada y salida es que sean iguales a los respectivos conjugados de fuente y carga, simultáneamente

Existe acoplamiento conjugado simultáneo cuando los coeficientes de reflexión de entrada y salida son iguales respectivamente a los conjugados de fuente y carga



Existe acoplamiento conjugado simultáneo si  $\Gamma_{ent} = \Gamma_f^*$  y  $\Gamma_{sal} = \Gamma_c^*$



## Diseño para ganancia específica

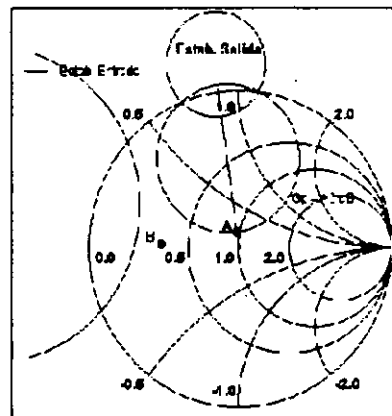
Se dibujan en la Carta de Smith los círculos de ganancia y de ahí se escogen los coeficientes de reflexión de fuente o de carga

- Círculos en el plano de la fuente:
  - se escoge  $\Gamma$  de fuente
  - se calcula  $\Gamma$  de carga =  $(S_{22})^* = \Gamma_{sal}^*$
  - Se calcula  $G_t = f(|S_{21}|, \Gamma_{in}, \Gamma_{out})$
- Círculos en el plano de la carga:
  - se escoge  $\Gamma$  de carga
  - se calcula  $\Gamma$  de fuente =  $(S_{11})^* = \Gamma_{ent}^*$
  - Se calcula  $G_t = f(|S_{21}|, \Gamma_{in}, \Gamma_{out})$

SE TRAZAN LOS CIRCULOS DE ESTABILIDAD PARA ASEGURAR QUE EL TRANSISTOR OPERA EN REGION ESTABLE

## Caso potencialmente inestable

- 1 Para un valor dado de  $G_p$ , dibujar círculo de ganancia constante y círculo de estabilidad de la salida. Escoger un valor de  $\Gamma_L$  en la región estable.
  - 2 Calcular  $\Gamma_{in}$  y determinar si es posible un acoplamiento conjugado. Esto es, dibujar el círculo de estabilidad de la entrada y determinar si  $\Gamma_L = \Gamma_{in}^*$  queda en la región estable.
  - 3 Si  $\Gamma_L = \Gamma_{in}^*$  no queda en región estable, o queda muy cerca al círculo de estabilidad, se debe escoger arbitrariamente  $\Gamma_L$  o escoger otro valor de  $G_p$ .
- Se debe tener cuidado en la selección arbitraria de  $\Gamma_L$  porque éste afecta la potencia de salida y el ROEV.
  - Los valores de  $\Gamma_{in}$  y  $\Gamma_L$  no deben estar demasiado cerca a sus respectivos círculos de estabilidad, porque pueden presentarse oscilaciones cuando se sintonizan la entrada o la salida.



## Compromisos de diseño

- La figura de ruido del amplificador se determina casi completamente por la red de acoplamiento de entrada y la figura de ruido del primer transistor.
- En general, los requerimientos para mínimo ruido, mínimo ROEV de entrada y máxima ganancia a la entrada del amplificador, no son compatibles y se debe hacer un compromiso entre esos parámetros que definen el comportamiento del amplificador

## Compromiso ruido-ganancia

- Se presenta en diseños en que no es posible obtener la máxima ganancia de transductor ni el mínimo factor de ruido al mismo tiempo.
- En estos casos se trazan sobre la Carta de Smith los círculos de estabilidad, de ganancia disponible y de operación, así como los círculos de factor de ruido constante.
- Al hacer la selección de un coeficiente de reflexión (de ruido por ejemplo), se calcula el otro coeficiente y se determinan los valores de factor de ruido y ganancia.

Selección de  $\Gamma_f$  :

$$\Gamma_c = (S_{22}')^* = \Gamma_{sal}^*$$
$$F = f(F_{min}, R_n, \Gamma_{opt} \text{ y } \Gamma_f)$$
$$G = f([S], \Gamma_f \text{ y } \Gamma_c)$$

## CONTENIDO

### I. INTRODUCCION

### II. ELEMENTOS PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES

#### II.1 ESTABILIDAD

#### II.2 GANANCIA

#### II.3 FACTOR DE RUIDO

### III. DISEÑO DE AMPLIFICADORES

#### III.1 METODOLOGIA DE DISEÑO

#### III.2 DISEÑO PARA BAJO RUIDO

#### III.3 DISEÑO PARA GANANCIA ELEVADA

#### III.4 DISEÑO PARA POTENCIA

### • **IV. REDES DE ACOPLAMIENTO**

#### **IV.1 CIRCUITOS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS**

#### **IV.2 CIRCUITOS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS**

### V. EJEMPLOS DE ANALISIS Y OPTIMIZACION

# ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS CON LA CARTA DE SMITH

PARA QUE UN AMPLIFICADOR ENTREGUE MAXIMA POTENCIA A UNA CARGA, O QUE TENGA UNA RESPUESTA DETERMINADA DEBE TENER EN SUS PUERTOS DE ENTRADA Y SALIDA LAS CARGAS TERMINALES ADECUADAS.

POR EJEMPLO, PARA QUE EL AMPLIFICADOR DE LA FIGURA ENTREGUE MAXIMA POTENCIA A LA CARGA DE  $50 \Omega$ , DEBE TENER LAS CARGAS TERMINALES  $Z_f$  Y  $Z_c$

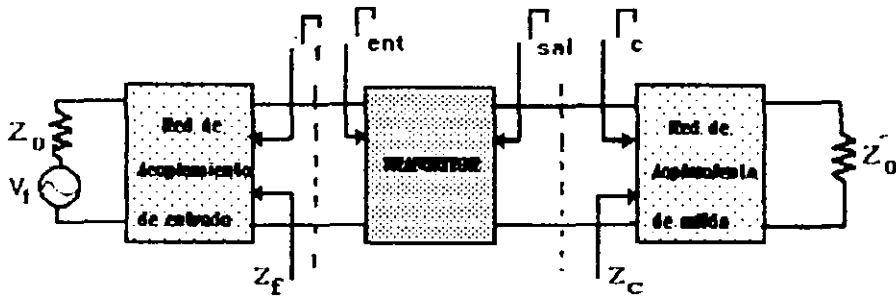
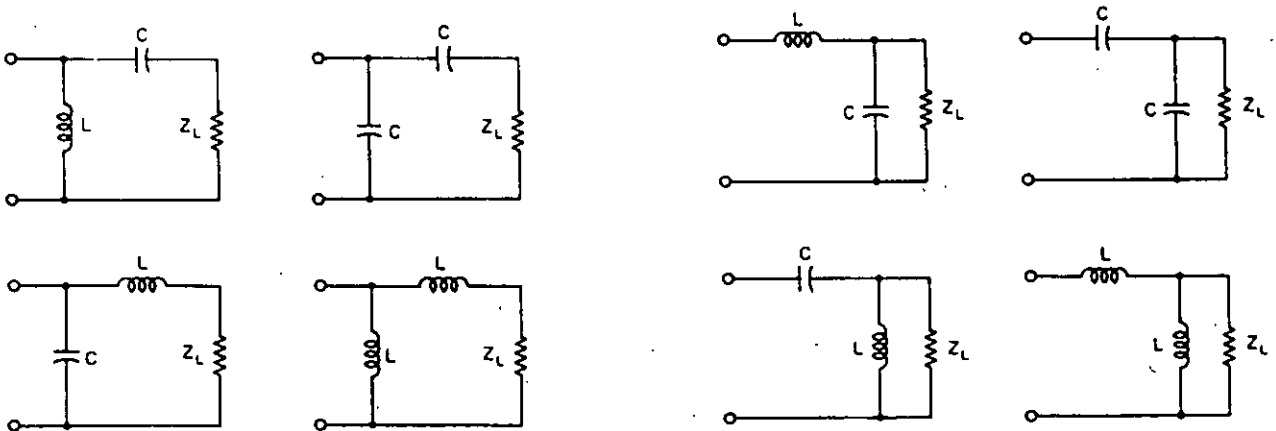


Diagrama a bloques de un amplificador de microondas.

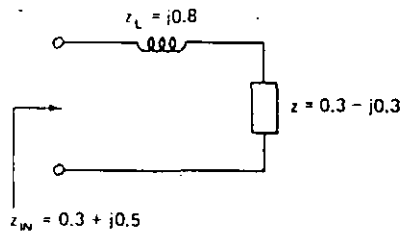
EXISTEN DIFERENTES TIPOS DE REDES DE ACOPLAMIENTO QUE SE PUEDEN UTILIZAR. LAS OCHO CONFIGURACIONES MOSTRADAS SON DE LAS MAS SIMPLES Y PRACTICAS QUE SE PUEDEN DISEÑAR.



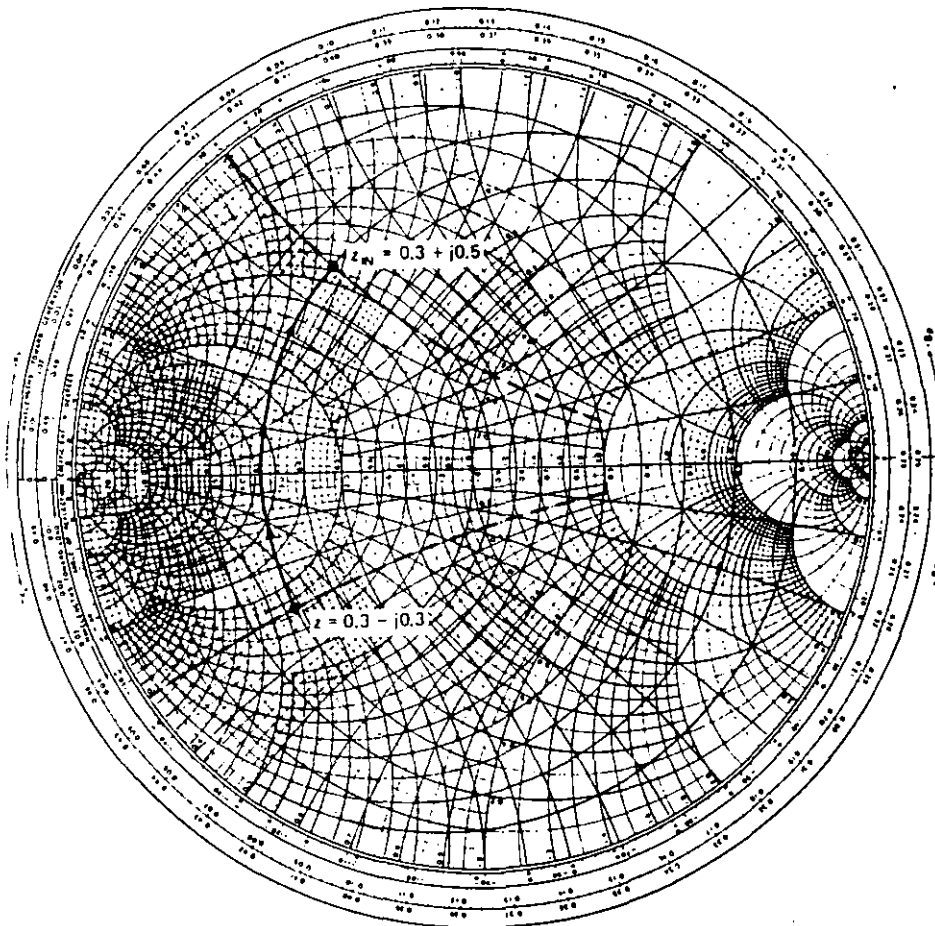
# ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS CON LA CARTA DE SMITH

EN LA FIGURA SE ILUSTRAS EL EFECTO DE AGREGAR UNA INDUCTANCIA EN SERIE CON  $z_L = j 0.8 \Omega$  A UNA IMPEDANCIA  $z = 0.3 - j 0.3$

SE OBSERVA QUE EL MOVIMIENTO ES EN SENTIDO HORARIO A LO LARGO DE UN CIRCULO DE RESISTENCIA CONSTANTE, DESDE UN VALOR DE REACTANCIA IGUAL A  $-0.3$  HASTA UNA REACTANCIA DE  $0.5$



(a)

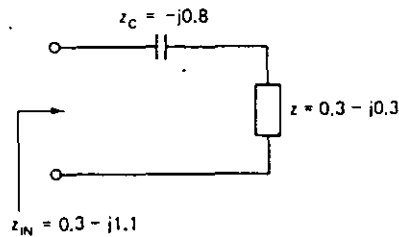


(b)

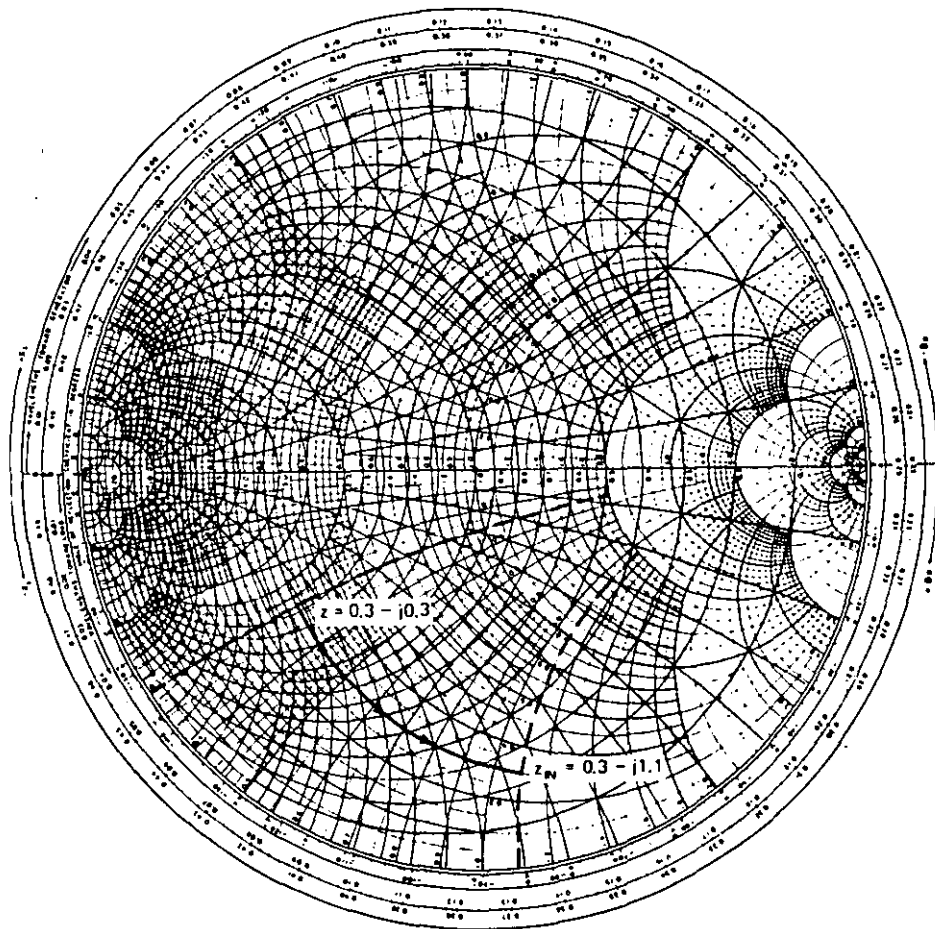
## ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS CON LA CARTA DE SMITH

EN LA FIGURA SE ILUSTRAS EL EFECTO DE AGREGAR UN CAPACITOR EN SERIE CON  $z_c = -j 0.8 \Omega$  A UNA IMPEDANCIA  $z = 0.3 - j 0.3$

SE OBSERVA QUE EL MOVIMIENTO ES EN SENTIDO ANTI-HORARIO A LO LARGO DE UN CIRCULO DE RESISTENCIA CONSTANTE, DESDE UN VALOR DE REACTANCIA IGUAL A  $-0.3$  HASTA UNA REACTANCIA DE  $-1.1$



(a)

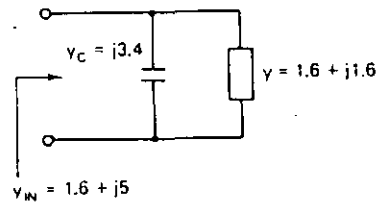


(b)

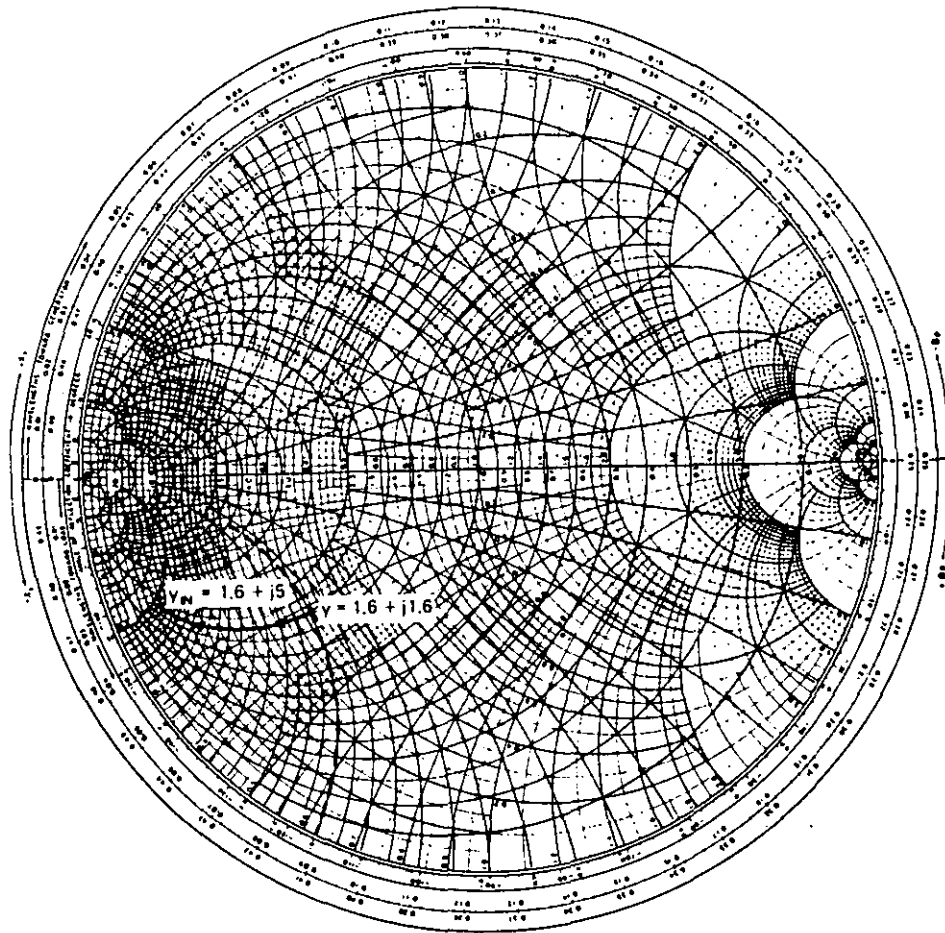
# ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS CON LA CARTA DE SMITH

EN LA FIGURA SE ILUSTRA EL EFECTO DE AGREGAR UN CAPACITOR EN PARALELO CON  
 $y_c = j 3.4 \Omega$  A UNA ADMITANCIA  $y = 1.6 + j 1.6$

SE OBSERVA QUE EL MOVIMIENTO ES EN SENTIDO HORARIO A LO LARGO DE UN CIRCULO DE  
CONDUCTANCIA CONSTANTE, DESDE UN VALOR DE SUSCEPTANCIA IGUAL A 1.6 HASTA UNA  
SUSCEPTANCIA DE 5



(a)

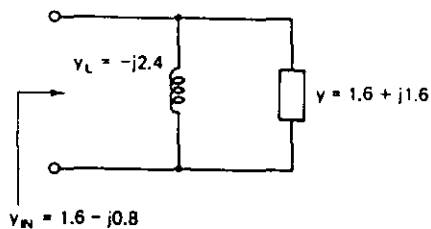


(b)

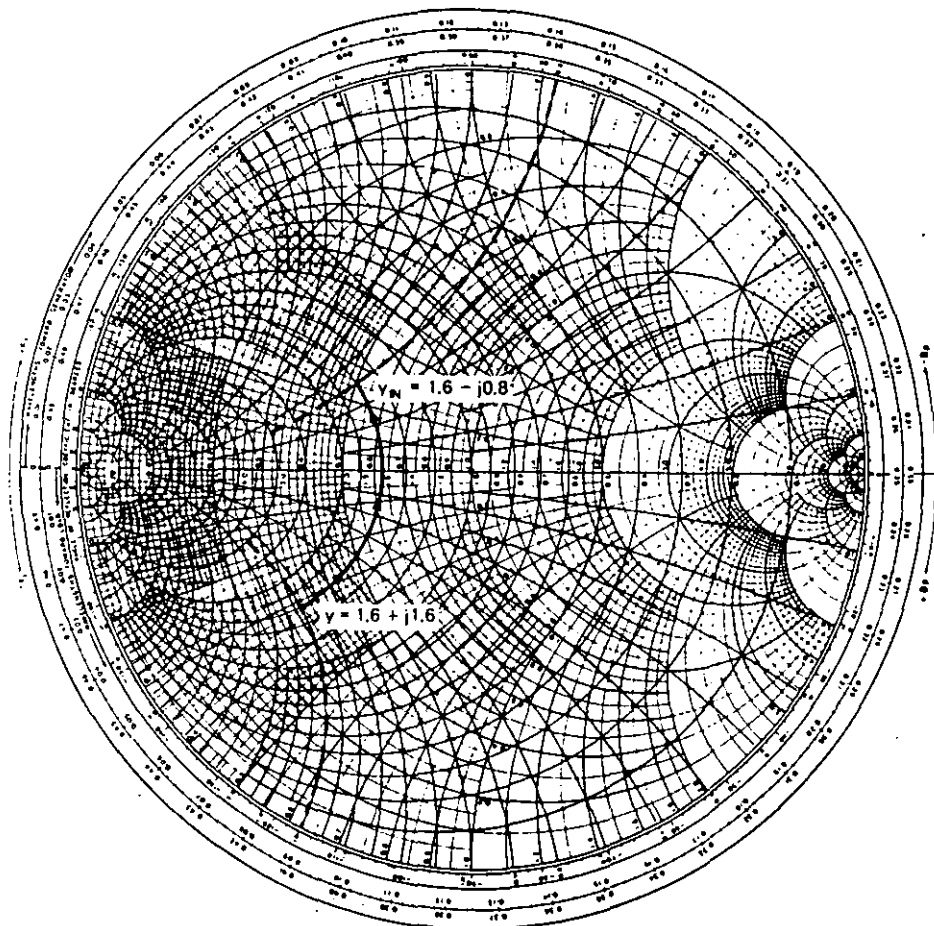
# ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS CON LA CARTA DE SMITH

EN LA FIGURA SE ILUSTRA EL EFECTO DE AGREGAR UN INDUCTOR EN PARALELO CON  
 $Y_L = -j 2.4 \Omega$  A UNA ADMITANCIA  $y = 1.6 + j 1.6$

SE OBSERVA QUE EL MOVIMIENTO ES EN SENTIDO ANTI-HORARIO A LO LARGO DE UN CIRCULO  
DE CONDUCTANCIA CONSTANTE, DESDE UN VALOR DE SUSCEPTANCIA IGUAL A 1.6 HASTA UNA  
SUSCEPTANCIA DE  $-0.8$



(a)



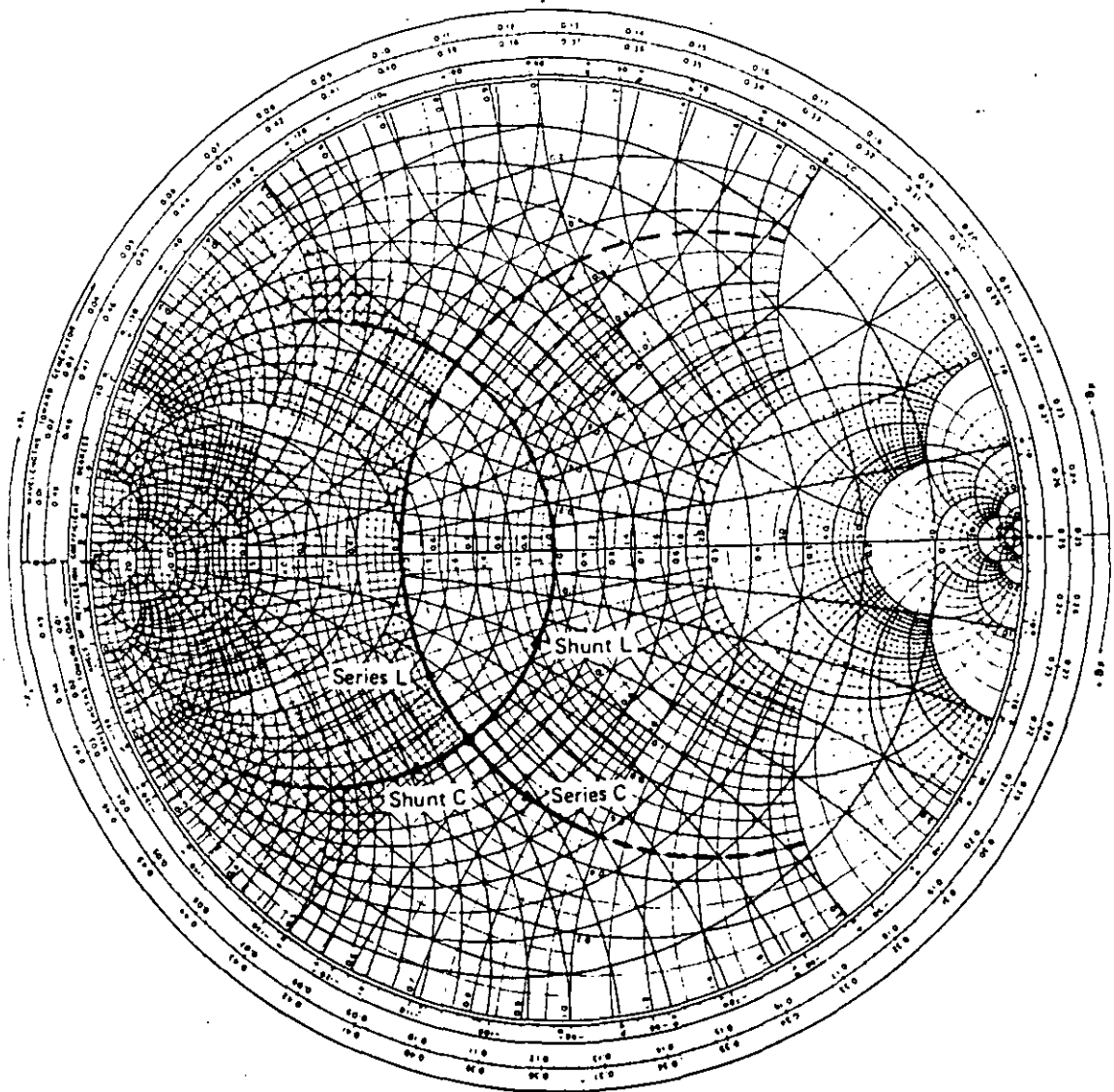
(b)



# ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS CON LA CARTA DE SMITH

EN CONCLUSION:

AGREGAR UNA REACTANCIA EN SERIE PRODUCE UN MOVIMIENTO A LO LARGO DE UN CIRCULO DE RESISTENCIA CONSTANTE Y AGREGAR UNA SUSCEPTANCIA EN PARALELO PRODUCE UN MOVIMIENTO A LO LARGO DE UN CIRCULO DE CONDUCTANCIA CONSTANTE.

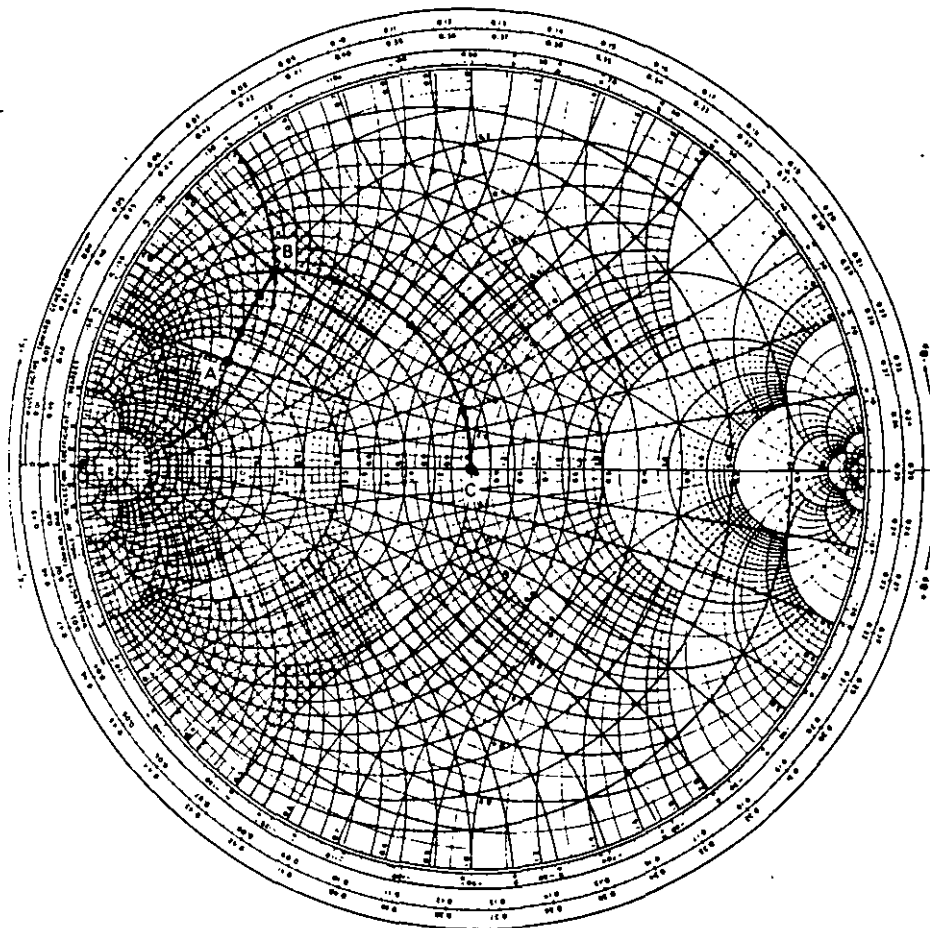
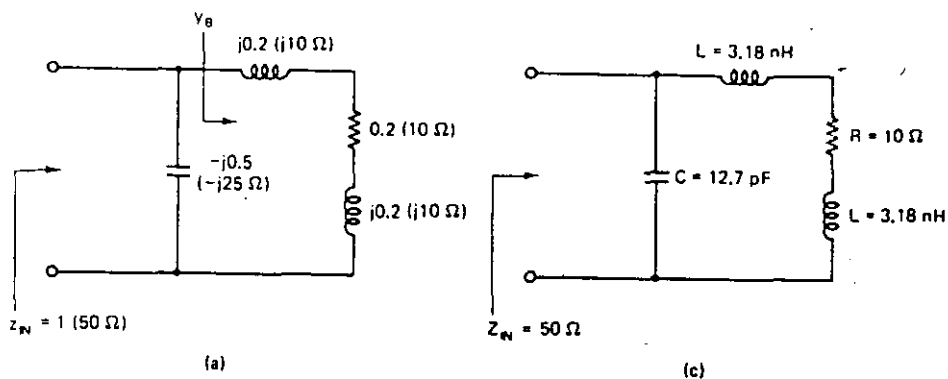


# ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS CON LA CARTA DE SMITH

EL DISEÑO DE UNA RED DE ACOPLAMIENTO EN LA CARTA DE SMITH, CONSISTE EN MOVERSE A LO LARGO DE UN CIRCULO DE RESISTENCIA O DE CONDUCTANCIA CONSTANTE DESDE UN VALOR DE IMPEDANCIA O ADMITANCIA A ÓTRO. CADA MOVIMIENTO REALIZADO DA EL VALOR DE UN ELEMENTO APROPIADO.

EN LA FIGURA SE ILUSTR EL DISEÑO DE UNA RED DE ACOPLAMIENTO L SERIE-C PARALELO

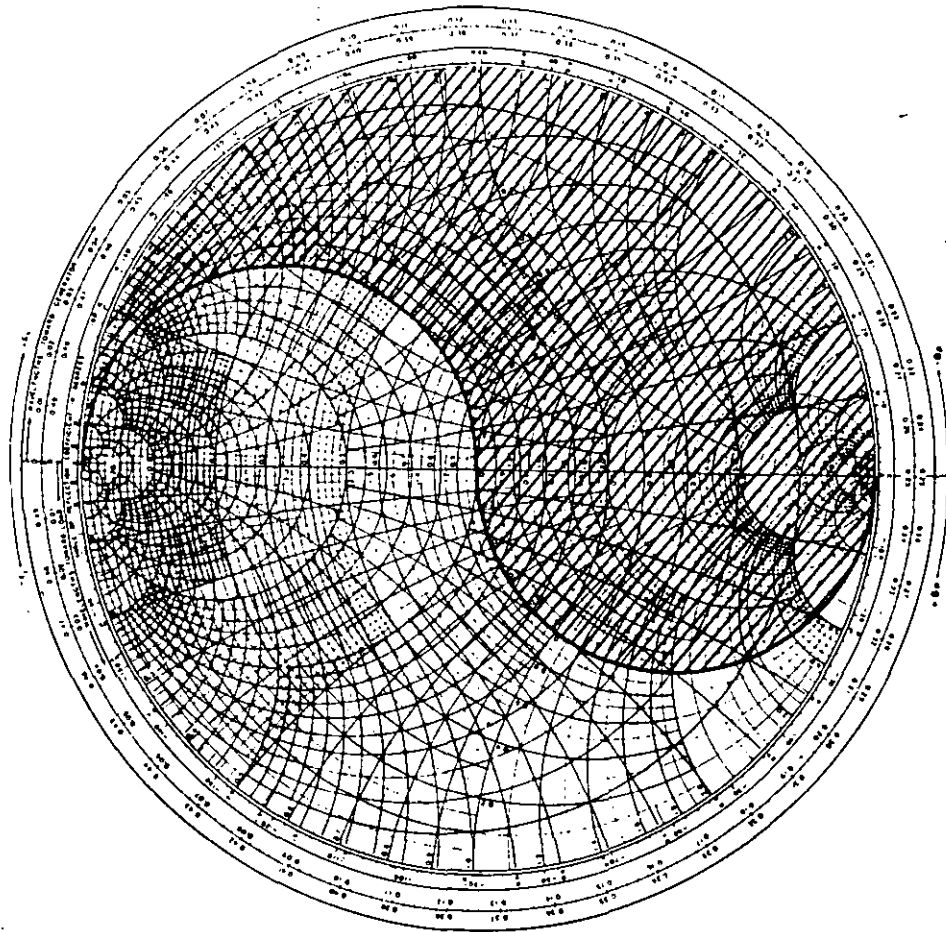
LA IMPEDANCIA DE CARGA ES  $Z_C = 10 + j 10 \Omega$ , LA CUAL SE DEBE ACOPLAR A UNA LINEA DE  $50 \Omega$ .



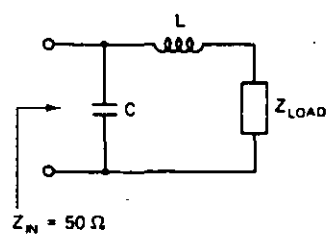
(b)

# ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS CON LA CARTA DE SMITH

ALGUNAS VECES UNA RED DE ACOPLAMIENTO ESPECIFICA NO SE PUEDE UTILIZAR PARA EFECTUAR EL ACOPLAMIENTO. POR EJEMPLO, CUALQUIER IMPEDANCIA DE CARGA QUE QUEDE EN LA REGION MARCADA EN LA CARTA DE SMITH NO SE PUEDE ACOPLAR A  $50 \Omega$  CON LA RED MOSTRADA EN LA FIGURA, PORQUE AGREGAR UNA INDUCTANCIA EN SERIE PRODUCE UN MOVIMIENTO EN SENTIDO HORARIO ALEJANDOSE DE CUALQUIER CIRCULO DE CONDUCTANCIA CONSTANTE QUE PASARA POR EL ORIGEN.



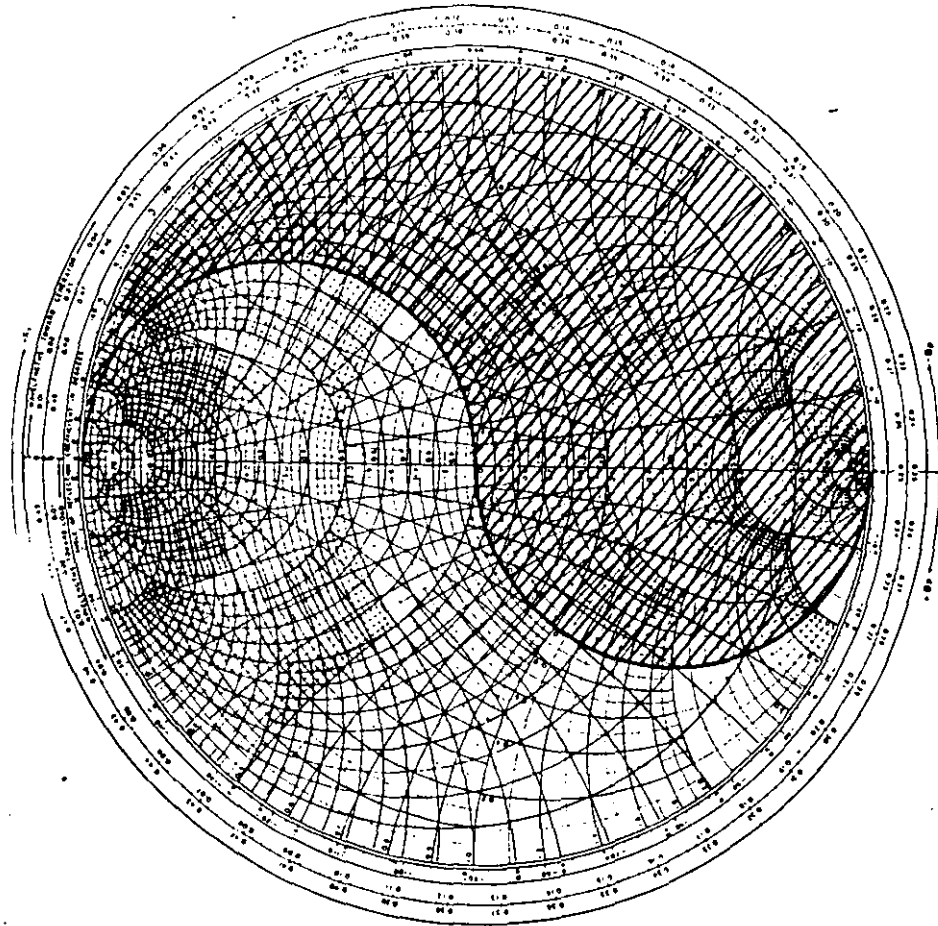
(a)



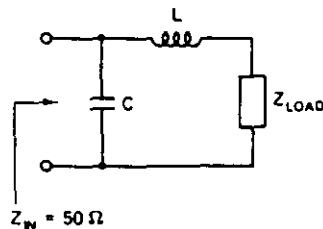
(b)

# ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS CON LA CARTA DE SMITH

ALGUNAS VECES UNA RED DE ACOPLAMIENTO ESPECIFICA NO SE PUEDE UTILIZAR PARA EFECTUAR EL ACOPLAMIENTO. POR EJEMPLO, CUALQUIER IMPEDANCIA DE CARGA QUE QUEDE EN LA REGION MARCADA EN LA CARTA DE SMITH NO SE PUEDE ACOPLAR A  $50 \Omega$  CON LA RED MOSTRADA EN LA FIGURA, PORQUE AGREGAR UNA INDUCTANCIA EN SERIE PRODUCE UN MOVIMIENTO EN SENTIDO HORARIO ALEJANDOSE DE CUALQUIER CIRCULO DE CONDUCTANCIA CONSTANTE QUE PASARA POR EL ORIGEN.



(a)



(b)

## CONTENIDO

### I. INTRODUCCION

### II. ELEMENTOS PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES

#### II.1 ESTABILIDAD

#### II.2 GANANCIA

#### II.3 FACTOR DE RUIDO

### III. DISEÑO DE AMPLIFICADORES

#### III.1 METODOLOGIA DE DISEÑO

#### III.2 DISEÑO PARA BAJO RUIDO

#### III.3 DISEÑO PARA GANANCIA ELEVADA

#### III.4 DISEÑO PARA POTENCIA

### IV. REDES DE ACOPLAMIENTO

#### IV.1 CIRCUITOS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

#### IV.2 CIRCUITOS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS

• <b><u>V. EJEMPLOS DE ANALISIS Y OPTIMIZACION</u></b>
--



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

**CURSOS ABIERTOS  
IV CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES  
MODULO IV: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**

**FUNDAMENTOS DE RADIOPROPAGACION**

**ING. EDUARDO ALVAREZ GUZMAN**

Palacio de Minería Calle de Tacuba 5 Primer piso Deleg. Cuauhtémoc 06000 México, D.F. APDO. Postal M-2285  
Teléfonos: 512-8955 512-5121 521-7335 521-1987 Fax 510-0573 521-4020 AL 26

# Fundamentos de radiopropagación

Ing. Eduardo Álvarez Guzmán

Junio de 1995

## 1 Introducción

Un enlace de microondas es algo relativamente sencillo conceptualmente. Contará con un transmisor y un receptor en cada lado (si se trata de un enlace punto a punto) con estaciones repetidoras intermedias cuando las condiciones físicas del terreno no permiten un enlace directo. El principal problema de éstos enlaces se basa en las condiciones climáticas que debe soportar y restricciones por el tipo de modulación, y el ancho de banda requerido para nuestra aplicación. El fin del presente documento sirve como recordatorio de los principios básicos que se involucran en este tipo de enlaces.

## 2 Ecuación de campo eléctrico de una onda electromagnética.

Debemos recordar la ecuación de campo eléctrico de una onda electromagnética, ya que nos servirá de base para explicar fenómenos más adelante.

La ecuación de onda electromagnética puede obtenerse a partir de las ecuaciones de Maxwell:

(en su forma integral)

$$\begin{aligned}\oint \epsilon_0 E \cdot da &= \int \rho dV \\ \oint B \cdot da &= 0 \\ \oint E \cdot ds &= - \int \frac{\partial B}{\partial t} \cdot da \\ \oint \frac{B}{\mu_0} \cdot ds &= \int \left( J + \frac{\partial \epsilon_0 E}{\partial t} \right) \cdot da\end{aligned}$$

(en su forma vectorial)

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \epsilon_0 E &= \rho_v \\ \nabla \cdot B &= 0 \\ \nabla \times E &= - \frac{\partial B}{\partial t} \\ \nabla \times \frac{B}{\mu_0} &= J + \frac{\partial(\epsilon_0 E)}{\partial t}\end{aligned}$$

Otras formas en que se pueden encontrar representadas las ecuaciones es con las siguientes sustituciones:  $D = \epsilon E$ ,  $H = \frac{B}{\mu}$ .

De ellas se pueden inferir las ecuaciones de onda para campo eléctrico y magnético mediante manipulación matemática que son:

$$\begin{aligned}\nabla^2 E &= \mu \epsilon \frac{\partial E}{\partial t^2} \\ \nabla^2 H &= \mu \epsilon \frac{\partial H}{\partial t^2}\end{aligned}$$



Sin embargo estas expresiones nos resultan poco familiares, por lo cual debemos convertirlas a una expresión más cercana a nuestra experiencia. Para obtenerla, consideramos una onda electromagnética que se propaga linealmente en el espacio vacío, es decir que la componente en la dirección  $z$  es cero, y sólo existen  $\frac{\partial E}{\partial x}$  y  $\frac{\partial E}{\partial y}$ , de modo que la ecuación definida originalmente por una ecuación vectorial, queda definida con un campo eléctrico moviéndose en la dirección  $z$ . Si consideramos una onda monocromática, debemos eliminar una componente ya sea en  $x$  o en  $y$ , por convención consideramos que existe campo eléctrico sólo en  $x$ . Así finalmente utilizamos la expresión:

$$\hat{E}_x(z) = \hat{C}_1 e^{-j\beta_0 z} + \hat{C}_2 e^{j\beta_0 z}$$

solucionando:

$$\beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

$$C_1 = \text{Condición inicial positiva}$$

$$C_2 = \text{Condición inicial negativa}$$

Así pues consideramos como condición inicial a la magnitud de campo eléctrico alimentado a la antena. Es decir:

$$\hat{E}_{m+} = E_{m+} e^{j\phi^+}$$

$$\hat{E}_{m-} = E_{m-} e^{j\phi^-}$$

De este modo tendremos una ecuación de campo eléctrico definida por la siguiente expresión:

$$\hat{E}_x(z) = \hat{E}_{m+} e^{-j\beta_0 z} + \hat{E}_{m-} e^{j\beta_0 z}$$

sustituyendo los valores correspondientes:

$$\hat{E}_x(z) = E_{m+} e^{j\phi^+} e^{-j\beta_0 z} + E_{m-} e^{j\phi^-} e^{j\beta_0 z}$$

simplificando los exponenciales:

$$\hat{E}_x(z) = E_{m+} e^{-j\beta_0 z + j\phi^+} + E_{m-} e^{j\beta_0 z + j\phi^-}$$

El factor  $\beta$  corresponde a la constante de propagación del medio, y  $\beta_0$  a la constante de propagación en el espacio libre, definidas como:

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon} = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$$

$$\beta_0 = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0} = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

Los factores  $\mu$  y  $\epsilon$  son la permitividad y la permeabilidad del espacio; los valores con subíndice cero, se refieren al espacio vacío. Es importante recordar que la velocidad de la luz puede definirse a través de estas dos constantes como:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

Finalmente, debemos tomar en cuenta que las ondas electromagnéticas se propagarán en medios diferentes del vacío. Si consideramos el medio de propagación como homogéneo diferente al espacio vacío, la ecuación de onda torna más compleja, y la variable  $\beta = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0}$ , cambia debido a la presencia de cargas en el medio a la expresión:

$$\gamma = \sqrt{\omega^2 \mu \left( \epsilon - \frac{j\sigma}{\omega} \right)}$$

esto podemos expresarlo también como:

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

donde  $\alpha$  se conoce como constante de atenuación y es igual a:

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

con unidades de nepier/metro; y  $\beta$  se conoce como factor de fase, es igual a:

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

con las mismas unidades.

### 3 Comportamiento de la onda electromagnética.

A partir de la última ecuación podemos ver que toda onda electromagnética sufre alteraciones de acuerdo al medio por el cual atravieza. La luz (ejemplo de onda electromagnética) viaja aproximadamente a 300.000 kilómetros por segundo<sup>1</sup> en el espacio libre, pero cuando cambia de medio (por ejemplo de aire a agua) se altera su velocidad. Otros de los fenómenos que provoca el cambio de medio son los de difracción, refracción o reflexión. La constante de atenuación nos indica el comportamiento que se espera de la onda electromagnética, de acuerdo al medio por el cual deberá atravesar.

### 4 Cambio de medios.

Hasta ahora, hemos visto matemáticamente cómo se puede comportar una onda electromagnética en un medio homogéneo. Pero, ¿qué sucede cuando el medio ya no es homogéneo y presenta distintas características en diferentes regiones? Los cambios de medio representan obstáculos para las ondas electromagnéticas; en algunos casos provocarán disminución en la velocidad de propagación de la onda, en otros reflejarán totalmente la onda electromagnética que incide sobre ellos. Una forma sencilla de anticipar el comportamiento de la onda electromagnética es a través del índice de refracción. Este índice se refiere a una razón de velocidades; la velocidad de la luz en el vacío entre la velocidad de la luz en el medio; esto es:

$$n = \frac{c}{v}$$

Los materiales de los que nos ocupamos son aquellos que no producen dispersión, y que presentan un índice de refracción mayor que uno. A continuación tenemos algunos ejemplos de materiales y sus índices.

---

<sup>1</sup> $c = 2.99792456211 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$

Substancia	$n$
Aire (1 atmósfera)	1.0003
Benceno	1.50
Vidrio esmerilado	1.52
Diamante	2.42
Cuarzo fundido	1.46
Agua	1.333

Debemos recordar que el índice de refracción puede variar según la frecuencia de la onda electromagnética incidente.

El índice de refracción cambia en la atmósfera de acuerdo a la altura, temperatura y presión. Para obtener el índice de refracción en la atmósfera, podemos servirnos de la siguiente expresión:

$$n = 1 + 78.5 \left( \frac{P}{T} + 48000 \frac{P_v}{T} \right) \cdot 10^{-6}$$

donde  $P$  es la presión del aire en función de la altura,  $P_v$  es la presión parcial del vapor de agua en el ambiente, y  $T$  es la temperatura del ambiente en Kelvin.

Cuando el material es un conductor (para la frecuencia de la onda incidente), el resultado es que la señal se ve reflejada casi totalmente. Existe un pequeño porcentaje de la onda, que penetra en el material. La profundidad de penetración de la onda, se puede conocer a través del factor  $\alpha$ . La profundidad de penetración es inversamente proporcional a  $\alpha$ .

## 5 Ambiente circundante.

El ambiente circundante para una señal de microondas puede ser el espacio (espacio libre o vacío) o la atmósfera, dependiendo de la posición del transmisor. Hemos mencionado que la atmósfera presenta diferentes índices de refracción de acuerdo a la altura, pero la refracción no es el único factor que nos interesa. Están también los ruidos provocados por fuentes lejanas. Puede ser ruido electromagnético producido por máquinas, ciudades, o por estrellas. El espacio genera un ruido correspondiente a los 3 Kelvin (su temperatura) que de acuerdo a la abundancia o ausencia de estrellas, puede convertirse en un problema. Un factor más es el estado de las capas ionosféricas y los cinturones de Van Allen que rodean la tierra. Las capas ionosféricas en frecuencias

de onda "corta" nos permiten alcanzar regiones lejanas con una potencia de transmisión relativamente baja. Cuando trabajamos con frecuencias de onda corta, las capas atmosféricas son un aliado. Pero cuando tratamos con frecuencias superiores, pueden provocar un índice de pérdidas muy grande, además de una mayor figura de ruido. La rotación de Faraday es un cambio de polarización durante ascenso o descenso de las ondas electromagnéticas por la atmósfera. El campo magnético terrestre funciona alterando la polarización de las ondas que lo atraviezan. El ángulo máximo de giro por el cambio de polarización queda expresado como:

$$Y = \frac{2.37 \cdot 10^{17}}{F^2}$$

si en un enlace elevado no se considera este efecto, se pueden presentar pérdidas con magnitud:

$$L_F = 20 \log(\cos Y) \quad [\text{dB}]$$

## 6 Radio Propagación en frecuencias superiores a 1 Gigahertz y menores a 100 Gigahertz.

La transmisión de señales con frecuencias del rango de los gigahertz se presenta en transmisiones en línea de vista o enlaces satelitales. Por fenómenos de dispersión la potencia de transmisión es diferente a la potencia de recepción, lo cual nos conduce a pérdidas en el espacio libre. Lo primero que debemos hacer es definir las pérdidas entre una antena transmisora y una receptora, separadas por una distancia  $d$  y suponiendo el medio en el cual se transmite la señal como vacío. Y suponemos que en cada extremo del enlace se tiene una antena isotrópica. Partiendo de esto, podemos afirmar que el transmisor radia de forma uniforme en todas direcciones, la potencia total radiada en watts por el transmisor la definimos como  $P_T$ . La potencia promedio por unidad de rea que pasa por sección de superficie de una esfera será:

$$P_{av} = \frac{P_T}{4\pi d^2}$$

Aquí  $d$  es la distancia en metros desde el radiador isótropo, hasta la superficie de la esfera. Como sabemos una antena isotrópica (y prácticamente cualquier antena) funciona como antena de transmisión o de recepción, y cuando funciona como receptor, la potencia que absorba en relación con la densidad de potencia de la radiofrecuencia del campo, queda determinada por la apertura efectiva. La apertura efectiva de una antena está definida como el área del frente de onda incidente que tiene una potencia de flujo igual a la potencia disipada por la carga de la antena. Para un isótropo el área efectiva es  $\lambda^2/4\pi$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda del campo incidente. Así que para una antena isotrópica la densidad de potencia de  $P_{av}$  entregará en su carga será:

$$P_R = P_T \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

Donde  $r$  es el radio de la esfera o la distancia entre transmisor y receptor.

Las pérdidas de transmisión (también llamadas pérdidas en el espacio libre) entre las antenas transmisora y receptora, se define típicamente como (expresada en decibeles):

$$L_s = 10 \log \frac{P_T}{P_R} \text{ [dB]}$$

Al combinar las dos ecuaciones anteriores obtenemos:

$$L_s = 21.98 + 20 \log \left( \frac{r}{\lambda} \right) \text{ [dB]}$$

Si utilizamos las propiedades de los logaritmos, podemos simplificar la ecuación como:

$$L_s = 32.4 + 20 \log d_{km} + 20 \log F_{MHz}$$

Donde  $F$  se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$F_{MHz} = \frac{C \times 10^{-6}}{\lambda}$$

y queda expresada en Megahertz. Con todo esto podemos encontrar las pérdidas por dispersión de una onda electromagnética radiada por una antena isotrópica.

## 7 Efectos atmosféricos en la propagación.

Una vez definida la pérdida por propagación, debemos considerar las condiciones que resenta la atmósfera. Como hemos mencionado los cambios de medio en la propagación de la onda electromagnética, provocan desviación en la trayectoria de las señales. Dadas las características de la atmósfera, el índice de refracción no es constante. Esta característica provoca que las trayectorias de los haces se curven. Los gases atmosféricos (por otra parte) provocarán absorción y dispersión de la onda electromagnética, en función de la frecuencia y la altura respecto al nivel del mar. En frecuencias superiores a los 10 GHz la absorción y dispersión se torna crítica.

Por lo pronto nos concentraremos en los efectos debidos al índice de refracción atmosférico en la propagación de la señal. La refractividad de la atmósfera no solo afectará la curvatura de la trayectoria del haz (expresado por un factor  $K$  o curvatura de haz), sino también permitirá prever información sobre el fenómeno de atenuación.

$K$  es un factor que permite cuantificar la curvatura de un haz electromagnético emitido. Normalmente cuando nos referimos a un enlace en línea de vista, no nos referimos a una comunicación efectiva limitada por el horizonte óptico (que es el caso que se presenta cuando se cuenta con un factor  $K = 1$ ), ya que precisamente el factor  $K$ , curva el haz radiado, de manera que para algunos casos el horizonte puede ser mayor o menor al horizonte óptico. Aplicando la teoría, cuando una señal electromagnética viaja a través de la atmósfera, se encuentra con diferentes medios, lo cual provoca variaciones en la velocidad de propagación de la onda de acuerdo a las variaciones en la constante dieléctrica de la atmósfera. Cuanto tenemos un espacio vacío, la velocidad de la onda electromagnética es máxima, pero en la atmósfera ionizada la constante dieléctrica es ligeramente mayor debido a la presencia de moléculas de gas y agua, lo cual disminuye la velocidad de propagación de la onda.

Los radiometeorólogos han definido una atmósfera estándar, en la cual la presión, temperatura, y humedad disminuyen con la altura. La constante dieléctrica que depende directamente de estas tres variables, muestra el mismo comportamiento.

Ahora, la magia de la curvatura de los haces, se debe principalmente a esto último, como las ondas electromagnéticas se mueven a mayor velocidad en una región con baja constante dieléctrica, el frente de la onda tiende a

viajar mas rápido en la zona alta, mientras en la baja transitará a menor velocidad, lo cual provoca una curvatura hacia abajo de la señal.

En una atmósfera estándar homogénea, transmitiendo en forma horizontal, dado que el índice de refracción cuenta con un cambio gradual y constante verticalmente, la onda electromagnética se dirigirá del aire de menor densidad hacia el de mayor densidad, es decir, siguiendo al curvatura del radio terrestre. Siguiendo una razón de radios entre el radio de curvatura del haz con el radio de curvatura terrestre, el valor de  $K$ , queda definido como:

$$K \approx \frac{r}{r_0}$$

donde  $r$  es el radio de curvatura del haz y  $r_0$  es el radio de la tierra.

Normalmente en el desarrollo general de un proyecto de enlace, se calcula el comportamiento del haz para valores en tres condiciones, el valor que consideramos como ideal  $K = 3/4$ , el valor promedio  $K = 1$ , y el valor para condiciones adversas  $K = 0.5$ . A continuación mostramos una tabla de las características climáticas de estos casos, así como casos intermedios:

Perfecto	Ideal	Promedio	Difícil	Malo
Atmósfera estándar, temperatura constante, sin niebla ni ductos, condiciones diurnas y nocturnas esencialmente iguales	No hay niebla, clima seco sin ductos, clima típico de las montañas.	Niebla ligera, típico de planicies y valles.	Se forman capas y niebla típicas de las zonas costeras.	Niebla, clima de alta humedad, típico de zonas costeras tropicales.
$K = 1.33$	$1 > K > 1.33$	$0.66 > K > 1$	$0.5 > K > 0.66$	$0.4 > K > 0.5$

Los ductos mencionados, se refieren a guías de onda atmosféricas, se presentan en regiones costeras. Son típicas de la zona asiática.

## 8 Curvatura de la tierra

Cuando estamos realizando un enlace satelital normalmente no existen obstáculos significativos para la onda electromagnética. A caso los problemas importantes en el cálculo del enlace dependen de la figura de ruido, el ruido cósmico y temperatura del receptor y la potencia isotrópica radiada efectiva. Los enlaces son punto multipunto. Pero al realizar un enlace punto a punto en línea de vista además de la curvatura del haz y las condiciones climatológicas,



nos topamos con obstáculos físicos, que impedirán el enlace si no los tomamos en cuenta. La curvatura de la tierra es un factor adverso a nuestros diseños. Consideremos una montaña que se encuentra en la trayectoria de nuestro haz, para evitar la montaña debemos revisar que su altura no interfiera con la línea de vista del enlace, pero si tomamos como altura únicamente al valor reportado desde nivel del mar, estaremos cometiendo un error. La curvatura de la tierra representa para los enlaces en línea de vista un agregado de altura para los obstáculos, y un cuerpo que nominalmente cuenta con 10 metros de altura, en realidad puede contar con 11. Es por ello que debemos incluir en nuestros cálculos al factor de curvatura de la tierra. Este se calcula mediante la siguiente expresión:

$$h = \frac{d_1 \cdot d_2}{12.75} [\text{m}]$$

En esta expresión  $d_1$  es la distancia desde una de las antenas de nuestro enlace en línea de vista hasta el obstáculo que nos atañe,  $d_2$  es la distancia desde el obstáculo hasta la otra antena de nuestro enlace. Una vez calculado este dato, debemos agregar el resultado a la altura reportada desde el nivel del mar por el objeto.

Para facilitar el cálculo del enlace, podemos agregar el índice de refracción en la ecuación anterior, con lo cual queda:

$$h = \frac{d_1 \cdot d_2}{17.25K} [\text{m}]$$

El procedimiento es el mismo, simplemente se agregará a la altura reportada desde el nivel del mar el resultado de los cálculos.

## 9 Zonas de Fresnel

Las zonas de Fresnel son un punto importante en los enlaces en línea de vista. Después de eliminar los problemas que nos causa la curvatura del haz (refracción), y la curvatura de la tierra, debemos dirigir nuestra atención hacia el fenómeno de difracción. El fenómeno de difracción, más que un fenómeno electromagnético, se considera un fenómeno óptico. Cuando nos encontramos trabajando en frecuencias de Gigahertz, nos encontramos con que las ondas electromagnéticas empiezan a manifestar también un comportamiento óptico.

Fresnel (junto con Huygens) supone que el campo electromagnético en un punto  $S_2$ , se debe a la suma de campos circulares concéntricos provocados por reradiación desde la fuente  $S_1$ . El campo eléctrico en  $S_2$  será resultado de la suma de estos componentes. En cada región múltiplo de media longitud de onda, se presenta un valor de campo eléctrico igual a cero. La distribución en anillos concéntricos de la onda electromagnética nos puede provocar multitrayectorias, y debido a la diferencia de fases entre anillos, esto nos provoca un decremento en la señal transmitida. El cálculo de las zonas de Fresnel se hace mediante la siguiente ecuación:

$$R_n \approx \sqrt{n\lambda \left( \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)}$$

donde  $R_n$  y  $d_n$  se encuentran en las mismas unidades. Otra forma de expresarla respecto a la frecuencia es:

$$R_n \approx 17.3 \sqrt{\frac{n}{F_{GHz}} \left( \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)} [m]$$

donde  $d_1$  es la distancia a la antena más cercana, y  $d_2$  la distancia hasta la antena más lejana del obstáculo. Por supuesto las distancias se toman en kilómetros. Podemos asegurar una máxima potencia de recepción si la primer zona de Fresnel libra todos los obstáculos, y garantizamos un enlace en línea de vista utilizando el 60% de la zona de Fresnel.

Con todos los cálculos anteriores, podemos calcular la altura de las torres para las antenas.

## 10 Puntos de reflexión

Los puntos de reflexión son la principal causa de atenuación por multitrayectoria. Los efectos provocados por la reflexión se pueden disminuir ajustando la altura de las torres. Para calcular el punto principal de reflexión, requerimos el nomograma de puntos de reflexión. Para hallar el punto de reflexión se calcula primero la razón de altura entre la antena transmisora y la receptora ( $\frac{h_1}{h_2}$ ). Con este valor procedemos a leer el nomograma. El nomograma cuenta con dos curvas, una corresponde a una tierra plana con un factor  $k = 1$  y otra con un factor  $k = \infty$ . Una vez que se encuentra la intersección

del valor con las curvas  $k$ , buscamos en el eje y el valor de la razón entre la distancia al punto de reflexión y la distancia total. Al desnormalizar este valor multiplicando con la distancia total entre torres encontraremos el punto de reflexión. Con este valor, revisamos el levantamiento del terreno en ése punto y se decide si el punto de reflexión puede o no provocar problemas.

## 11 Pérdidas en el espacio libre

Ya hemos mencionado que independientemente del tipo de antenas que estemos utilizando, las ondas electromagnéticas se dispersarán de acuerdo a la ecuación:

$$P_{dB} = 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right) \text{ [dB]}$$

Ahora bien, suponiendo que hemos planeado ya un enlace libre de interferencias físicas, debemos hallar la potencia de recepción. Un enlace típico de microondas punto a punto, se rige por la siguiente expresión:

$$P_{Rx} = P_{Tx} - L_{Tx} + G_{Tx} - L_s + G_{Rx} - L_{Rx} - L_{misc} \text{ [dB] (W)}$$

$P_{Rx}$  es la potencia de recepción,  $P_{Tx}$  la potencia de transmisión,  $L_{Tx}$  son las pérdidas en el punto transmisor,  $G_{Tx}$  es la ganancia total de la antena transmisora,  $G_{Rx}$  la ganancia en la antena receptora,  $L_s$  son las pérdidas en el espacio libre,  $L_{Rx}$  las pérdidas en el punto de recepción y finalmente  $L_{misc}$  son pérdidas diversas.

Las pérdidas diversas son propias del lugar del enlace, y en ellas se engloban las pérdidas por atenuación por lluvia y el margen de seguridad. Típicamente cuando aún no conocemos las condiciones climáticas del ambiente circundante al enlace, se considera 1 dB de pérdidas por lluvia, y un margen de implementación de 1 dB. Es decir, que para cálculos teóricos, estas pérdidas ascienden a 2 dB. La potencia del transmisor es una especificación del fabricante, lo mismo que la potencia del receptor. Las pérdidas en el punto de recepción y en el punto de transmisión se deben a pérdidas en las líneas de transmisión, pérdidas por conectores y pérdidas por radoma en caso de tener una antena cubierta. El valor resultante será la potencia de recepción o transmisión de acuerdo a las necesidades del usuario.



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

**MODULO : 4**

**DISPOSITIVOS PASIVOS DE  
MICROONDAS**

**M.C. JORGE SOSA PEDROZA**

**MEXICO D.F., 1995**

## DISPOSITIVOS PASIVOS DE MICROONDAS

### PARAMETROS DE DISPERSION

En muchos circuitos de microondas, el voltaje y la corriente no están bien definidos, además de la dificultad de medir parámetros relacionados con voltajes y corrientes en estas frecuencias. Es posible definir voltajes y corrientes proporcionales a los campos eléctricos y magnéticos transversales respectivamente, de modo que el producto sea el flujo de potencia a través de la red, sin embargo este tipo de parámetros son igualmente de aplicación limitada. Un apoyo más adecuado es el uso de variables definidas a partir de ondas incidentes y reflejadas como los parámetros de dispersión, que son más fácilmente medibles a frecuencias de microondas.

Como se sabe, en cualquier punto de una guía de onda o de una línea de transmisión, se define el voltaje o la corriente total, como la suma de los voltajes o las corrientes incidente y reflejada. Considerando la línea o la guía como una red de cuatro terminales como muestra la figura 1, en ambos casos un puerto puede ser la terminal de entrada o salida o cualquier punto en un plano transversal. En cada puerto, la onda de voltaje es la suma de las ondas de voltaje incidente y reflejada, es decir:

$$V_1 = V_{i1} + V_{r1}$$

$$V_2 = V_{i2} + V_{r2}$$

Se puede definir un conjunto de variables de la siguiente forma:

$$a_1 = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_1 = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

[1]

$$a_2 = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

En el puerto 1,  $a_1$  representa la onda incidente y  $b_1$  la onda reflejada. Similarmente, en el puerto 2,  $a_2$  representa la onda incidente y  $b_2$  la onda reflejada. Al definir las variables en esta forma, la potencia promedio de cada onda puede obtenerse del cuadrado de la variable correspondiente, por ejemplo:

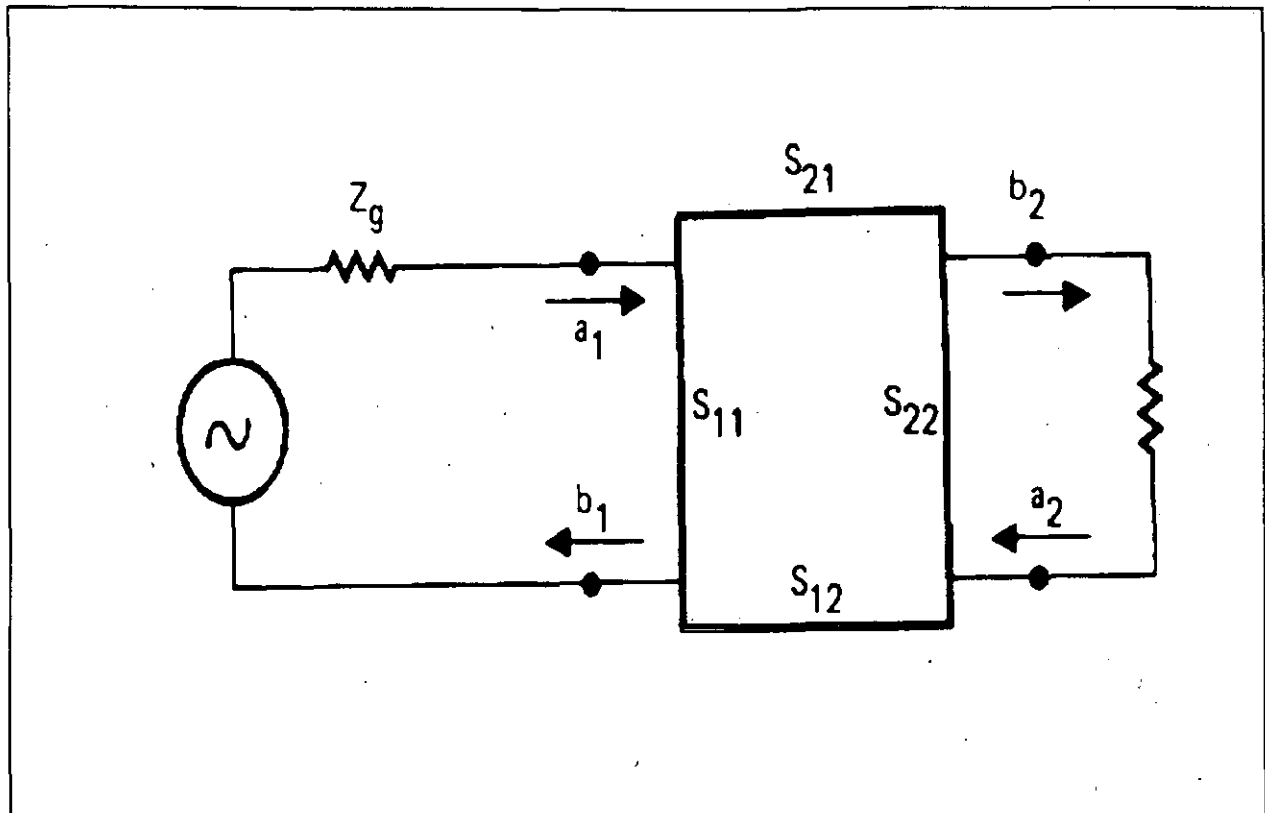


FIGURA 1

$$\frac{1}{2} |a_1|^2 = \frac{|V_{i_1}|^2}{2Z_0} = \frac{|V_{i_1}| |I_{i_1}|}{2} = P_{i_1} \quad [2]$$

donde  $P_{i_1}$  representa la potencia incidente en el puerto 1; en general el flujo neto de potencia en cualquier puerto está dado por:

$$P = \frac{1}{2} (aa^* - bb^*) = \frac{1}{2} (|a|^2 - |b|^2) \quad [3]$$

Los parámetros S o de dispersión, se definen tomando las ondas reflejadas como variables dependientes y las ondas incidentes como variables independientes; por lo que:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad [4]$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad [5]$$

Considerando las ecuaciones 4 y 5 y la figura 1 los parámetros S pueden obtenerse de la siguiente forma:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad [6]$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad [7]$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad [8]$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad [9]$$

Las condiciones  $a_1=0$  y  $a_2=0$ , indican que no existen ondas incidentes en los puertos 1 y 2 respectivamente. Esta condición es fácilmente obtenible en la práctica si el dispositivo se termina en su impedancia característica, de modo que la potencia sea consumida en la impedancia de fuente o de carga de modo que no existe reflexión.

$S_{11}$  es el coeficiente de reflexión de entrada con carga terminada en  $Z_0$ .

$S_{22}$  es el coeficiente de reflexión de salida con fuente terminada en  $Z_0$ .

$S_{21}$  es el coeficiente de transmisión directa o ganancia de inserción, con la carga terminada en  $Z_0$ .

$S_{12}$  es el coeficiente de transmisión inversa o ganancia de inserción inversa, con la fuente terminada en  $Z_0$ .

Una ventaja de los parámetros S es la relación simple entre las variables  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $a_2$  y  $b_2$  y las diferentes ondas de potencia, relacionadas con ganancias de potencia o pérdidas por desacoplamiento, que son cantidades de mayor interés que las funciones de voltaje correspondiente. El cuadrado de las magnitudes de estas variables son:

$|a_1|^2$  = potencia incidente en la entrada de la red o potencia disponible en la fuente de  $Z_0$

$|a_2|^2$  = potencia incidente a la salida de la red o potencia reflejada desde la carga

$|b_1|^2$  = potencia reflejada del puerto de entrada de la red o potencia disponible de la fuente de  $Z_0$  menos la potencia entregada a la entrada de la red.

$|b_2|^2$  = potencia reflejada de la salida de la red o potencia incidente en la carga

Por otro lado, los coeficientes de dispersión están relacionados con las potencias incidentes y reflejadas en la siguiente forma:

$$|S_{11}|^2 = \frac{\text{potencia reflejada en la entrada de la red}}{\text{potencia incidente en la entrada de la red}} \quad [10]$$

$$|S_{22}|^2 = \frac{\text{potencia reflejada a la salida de la red}}{\text{potencia incidente a la salida de la red}} \quad [11]$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{\text{potencia entregada a la carga } Z_0}{\text{potencia disponible desde la fuente } Z_0} \quad [12]$$

=ganancia directa de potencia de transductor

$$|S_{12}|^2 = \frac{\text{potencia entregada a la fuente } Z_0}{\text{potencia disponible en la carga } Z_0} \quad [13]$$

=ganancia inversa de potencia de transductor

En general los coeficientes de dispersión son complejos debido a que los voltajes incidentes y reflejados en los dos puertos no están en fase.

Las definiciones que se han presentado hasta aquí pueden generalizarse a dispositivos con  $n$  puertos, si se relacionan la onda de voltaje  $b_i$  que sale del  $i$ -ésimo puerto con la onda de voltaje  $a_j$  que incide en el  $j$ -ésimo puerto, cuando no hay ondas de ningún otro puerto presentes, de acuerdo con la figura 2:



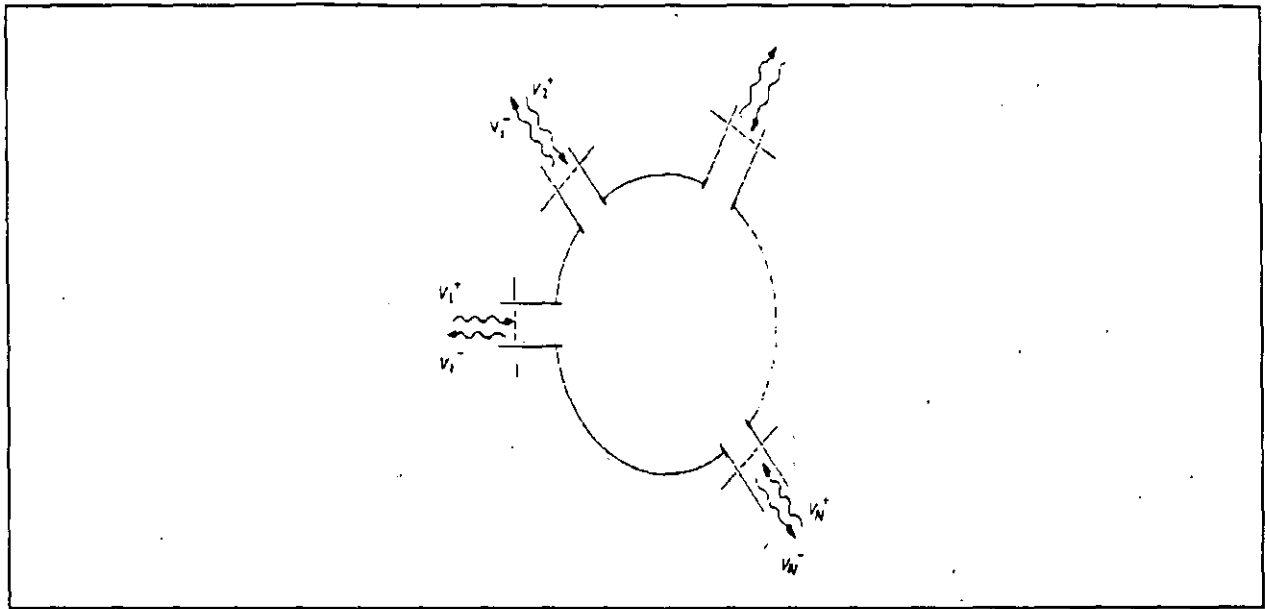


FIGURA 2

$$b_i = S_{ij} a_j \quad [14]$$

En el caso general cuando un voltaje incide en los  $n$  puertos del dispositivo, cada uno de ellos contribuye a la onda de voltaje total resultante del  $i$ -ésimo puerto:

$$b_i = S_{i1} a_1 + S_{i2} a_2 + \dots + S_{in} a_n \quad [15]$$

Si se consideran los  $n$  puertos del dispositivo, las relaciones de voltaje pueden expresarse en forma matricial en la siguiente forma:

$$[b_n] = [S_{ij}] [a_n] \quad [16]$$

Donde la matriz  $S_{ij}$  está dada por:

$$S_{ij} = \begin{matrix} S_{11} & S_{12} & \cdot & \cdot & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdot & \cdot & S_{2n} \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdot & \cdot & S_{nn} \end{matrix} \quad [17]$$

El elemento diagonal  $S_{jj}$  de la matriz de dispersión es el coeficiente de reflexión en el puerto  $j$ -ésimo y representa la onda reflejada en ese puerto con una onda de magnitud unitaria y fase cero cuando todos los otros puertos están terminados en su impedancia característica.

### CAPACIDAD E INDUCTANCIA EN GUIAS DE ONDA

El concepto de guías de onda tratadas como líneas de transmisión, con una impedancia característica y constante de propagación, permite resolver muchos problemas que se presentan en estos dispositivos, ya que es factible la aplicación de la teoría de líneas que es más fácil de usar que la teoría de campo. El acoplamiento de las guías a las fuentes primarias, la unión de guías de diferentes características, la alimentación de antenas, etc, pueden diseñarse usando la teoría de líneas de transmisión.

Por ejemplo considérese la unión de dos guías de onda como las mostradas en la figura 3.c el acoplamiento entre ambas se logra colocando una reactancia a una distancia apropiada de la unión, tal reactancia puede ser inductiva o capacitiva y se logra mediante diafragmas, llamados iris, que se colocan en su interior y modifican la distribución del campo electromagnético, como los mostrados en la figura 3.a y 3.b. Un iris en la guía de onda se comporta como una impedancia en derivación, cuando el obstáculo es perpendicular al campo eléctrico como en el caso a) entonces el comportamiento es capacitivo y cuando es paralelo el comportamiento es inductivo, como en el caso b).

La analogía con líneas de transmisión, implica que debe definirse en la guía de onda una impedancia característica, la cual depende del modo de propagación empleado. Para obtener la impedancia característica es necesario definir "voltajes" y "corrientes" mediante la analogía con los campos eléctrico y magnético respectivamente.

Para el modo TM en una guía rectangular se tiene que:

$$\frac{\delta H_y}{\delta z} = -j \omega \epsilon E_x \quad [16]$$

$$\frac{\delta E_x}{\delta z} - \frac{\delta E_z}{\delta x} = -j \omega \mu H_y \quad [19]$$

y:

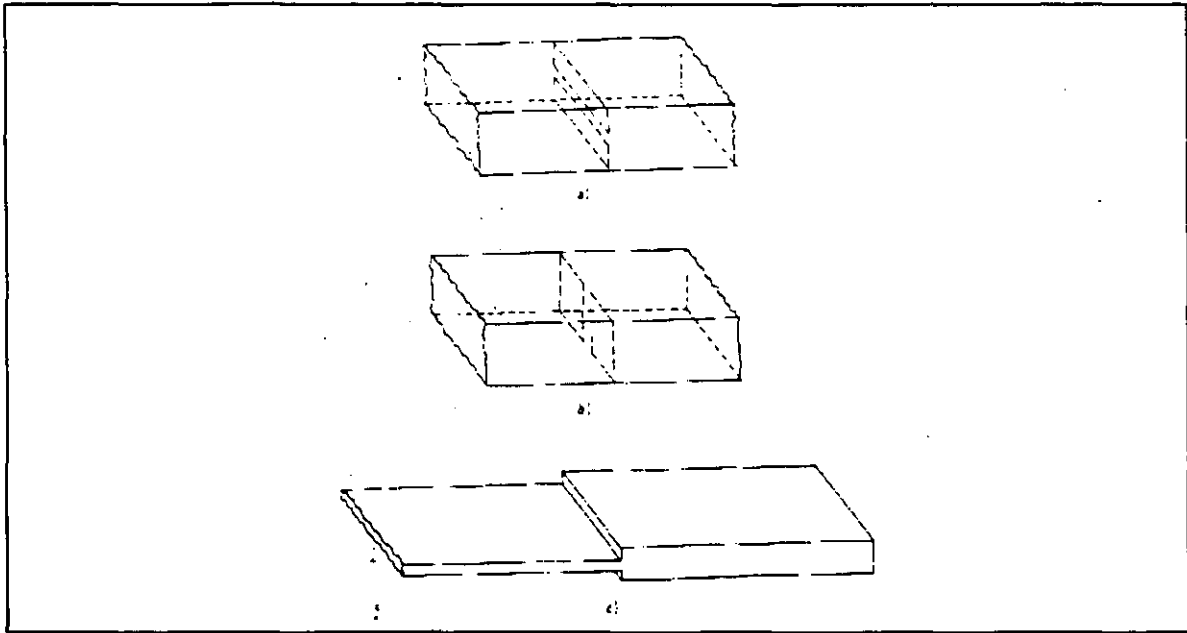


FIGURA 3

$$H_y = -j \frac{\omega \epsilon}{h^2} \frac{\delta E_z}{\delta x} \quad [20]$$

donde h está dada por:

$$h = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} \quad [21]$$

siendo a y b las dimensiones de la guía.

En el plano perpendicular a la dirección de propagación, E puede definirse por medio de un potencial escalar V:

$$E_x = -\frac{\delta V}{\delta x} \quad [22]$$

y:

$$E_y = -\frac{\delta V}{\delta y} \quad [23]$$

Usando las ecuaciones anteriores se llega a:

$$\frac{\delta}{\delta z} \left( \frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_z \right) = -j\omega\epsilon V \quad [24]$$

y:

$$\frac{\delta E_z}{\delta z} - \frac{\delta E_z}{\delta x} = -\frac{\omega^2\mu\epsilon}{h^2} \frac{\delta E_z}{\delta x} = -\frac{\delta^2 V}{\delta x \delta z} - \frac{\delta E_z}{\delta x} \quad [25]$$

que se transforma en:

$$\frac{\delta V}{\delta z} = -\left( j\omega\mu + \frac{h^2}{j\omega\epsilon} \right) \left( \frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_z \right) \quad [26]$$

En las ecuaciones 23 y 25,  $j\omega\epsilon E_z$  es la densidad de corriente de desplazamiento y  $1/h^2$  tiene unidades de área, por lo que  $j\omega\epsilon E_z/h^2$  representa una corriente en dirección z, que se designa como  $I_z$ , por lo que las ecuaciones se convierten en:

$$\frac{\delta I_z}{\delta z} = -j\omega\epsilon V \quad [27]$$

y:

$$\frac{\delta V}{\delta z} = \left( j\omega\mu + \frac{h^2}{j\omega\epsilon} \right) I_z \quad [28]$$

Las ecuaciones 27 y 28 son similares a las de una línea de transmisión que tiene una impedancia serie por unidad de longitud de  $Z = j\omega\mu + h^2/j\omega\epsilon$  y una admitancia en derivación por unidad de longitud de  $Y = j\omega\epsilon$ . Entonces la impedancia característica de la guía en modo TM es:

$$Z_{0T.M.} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu + \frac{h^2}{j\omega\epsilon}}{j\omega\epsilon}} \quad [29]$$

Si se considera que la frecuencia de corte está dada por:

$$\omega_c = h\sqrt{\mu\epsilon} \quad [30]$$

entonces:

$$Z_{0T.M.} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sqrt{1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2}} \quad [31]$$

Siguiendo un procedimiento similar se puede obtener la impedancia característica para una guía de onda que trabaje en el modo TE:

$$Z_{0T.E.} = \sqrt{\frac{j\omega\epsilon}{j\omega\epsilon + \frac{h^2}{j\omega\mu}}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2}}} \quad [32]$$

Para la simulación de capacidades e inductancias, que se requieren en la analogía con líneas de transmisión, se utilizan discontinuidades introducidas en el interior de la guía que modifican la distribución del campo produciendo modos de orden superior que se suman con el modo principal de propagación para cumplir con las condiciones de frontera en el obstáculo, sin embargo la presencia de esos modos de orden superior se limita al espacio cercano al obstáculo ya que su frecuencia de corte hace que se atenúen rápidamente, si la fuente y la carga están suficientemente alejadas, el efecto de esos modos es prácticamente nulo.

El análisis de obstáculos se hace determinando la ecuación de onda que cumple con las condiciones de frontera para determinar la distribución de campo electromagnético, a partir de ella se obtiene el voltaje integrando el campo eléctrico y la corriente integrando el campo magnético, la relación entre corriente y voltaje es la susceptancia del iris. En la tabla 1 se muestran las analogías entre las discontinuidades más comunes y los elementos de circuito correspondiente así como el valor de susceptancia que representan.

Otro tipo de obstáculo que se emplea muy frecuentemente en guías de onda es el tornillo de sintonía, cuya susceptancia depende de su longitud (dentro de la guía). Su construcción es muy simple y como es deslizable en paralelo con el campo E es en realidad una susceptancia variable como las líneas auxiliares (stubs) en líneas de transmisión.

Los tornillos se colocan normalmente en el centro de la dimensión a de la guía (la dimensión mayor) y su diámetro es mucho menor que a. La impedancia que el tornillo introduce en la guía se calcula nuevamente de la relación entre voltaje y corrientes inducidos por el campo electromagnético, aplicando las condiciones de frontera correspondientes. El comportamiento es similar al de un stub en circuito abierto y la reactancia está dada por:

$$Z_i = -j Z_0 \cot \frac{2\pi l}{\lambda_g} \quad [33]$$

donde l representa la longitud del tornillo dentro de la guía,  $Z_0$  la impedancia característica de la guía y  $\lambda_g$  la longitud de onda en la guía. La figura 4 muestra la posición del tornillo dentro de la guía y las dimensiones significativas. La figura 5 muestra la variación de la impedancia del tornillo en función de l.

Los sintonizadores de tornillo se usan para acoplamiento de impedancias, usualmente son más de uno, para este caso el diámetro del tornillo está relacionado directamente con

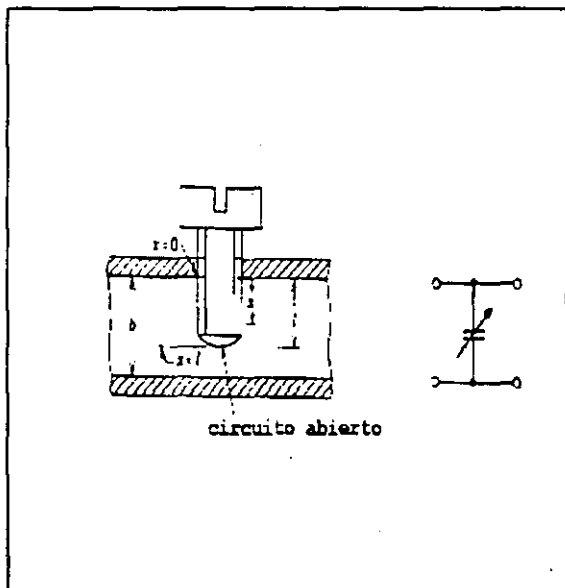


FIGURA 4

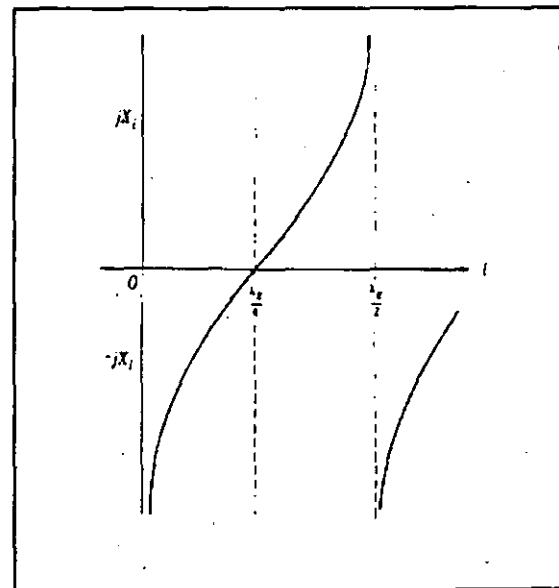


FIGURA 5

el ancho de banda del acoplamiento, mientras más ancho es el tornillo mayor es el ancho

de banda del acoplamiento, pero la condición de  $r < a$  debe seguir manteniéndose para que la ecuación 33 sea aplicable.

### TRANSFORMADORES

Existen dos tipos de transformadores en guías de onda: el transformador de tipo de guía y el transformador de impedancia

Respecto a los transformadores de impedancia, existen dos tipos: el de transición lineal y el de transición exponencial, en el primero la impedancia cambia (crece o decrece) linealmente con la longitud, por lo que la impedancia de salida está dada por:

$$Z_{02} = Z_{01} \pm kZ_{01}l = Z_{01}(1 \pm kl) \quad [34]$$

donde:

$k$  es la constante de proporcionalidad determinada por la geometría de la guía.

$l$  es la longitud de la sección

$Z_{01}$  es la impedancia de entrada

$Z_{02}$  es la impedancia de salida

Para este transformador, el signo  $+$  es para el cambio de dimensión de la guía en el plano E con la dimensión mayor a la salida y el signo negativo en este mismo plano pero con dimensión menor a la salida. Si el cambio de dimensión se hace en el plano de H el signo menos corresponde a una dimensión mayor a la salida y el signo  $+$  a una dimensión menor a la salida.

Para un modo de propagación  $TE_{10}$ , la ecuación 32 se convierte en:

$$Z_0 = \frac{377 b/a}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \quad [35]$$

Para una guía de transición en el plano de E,  $a$  es constante y  $b$  varía linealmente con la distancia a lo largo de la longitud. Si  $k_e$  es la constante de proporcionalidad, entonces en cualquier punto de la guía:

$$b = b_0 \pm k_e b_0 z = b_0(1 \pm k_e z) \quad [35]$$

donde  $b_0$  es la dimensión  $b$  de la guía en  $z=0$ . El signo  $+$  es para cuando la dimensión  $b$  crece y el signo  $-$  cuando decrece. Por lo tanto la impedancia de la guía es:

$$Z_0(z) = \frac{377 (b_0/a) (1 \pm k_e z)}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} = Z_{01} (1 \pm k_e z) \quad [37]$$

donde  $Z_{01}$  es la impedancia característica de la guía en  $z=0$ .

Para una guía de transición en el plano de H,  $b$  es constante y  $a$  varía linealmente con la distancia sobre la longitud. Si  $k_h$  es la constante de proporcionalidad entonces:

$$Z_0(z) = \frac{377b}{a_0(1 \pm k_h z) \sqrt{1 - \frac{\lambda}{2a_0(1 \pm k_h z)^2}}} \quad [38]$$

donde  $a_0$  es el valor de  $a$  en  $z=0$ . Se observa que para esta guía, la impedancia no varía linealmente con la variación lineal de  $a$ .

Cuando ambas dimensiones de la guía varían linealmente se tiene un transformador piramidal cuya impedancia es:

$$Z_0(z) = \frac{377b_0(1 \pm k_e z)}{a_0(1 \pm k_h z) \sqrt{1 - \frac{\lambda}{2a_0(1 \pm k_h z)^2}}} \quad [39]$$

## RESONADORES DE CAVIDAD

Un circuito resonante está formado por una inductancia y un capacitor capaces de almacenar energía de radiofrecuencia. La energía almacenada llega a su máximo en la frecuencia de resonancia del circuito. La energía eléctrica se almacena en el capacitor y la energía magnética se almacena en el inductor. En microondas una configuración similar se llama resonador de microondas, que en las altas frecuencias del rango es usualmente una cavidad, que almacena energía eléctrica en los campos eléctricos y energía magnética en los campos magnéticos, la energía de la onda oscila entre unos y otros campos, llegando a su máximo a la frecuencia de resonancia de la cavidad.

### Resonador rectangular de modo $TE_{mnk}$

Considérese una cavidad formada por paredes conductoras perfectas, como muestra la figura 6, como en la guía existe un modo TE,  $E_z = 0$ , por lo que la componente de campo existente en la dirección de propagación es:



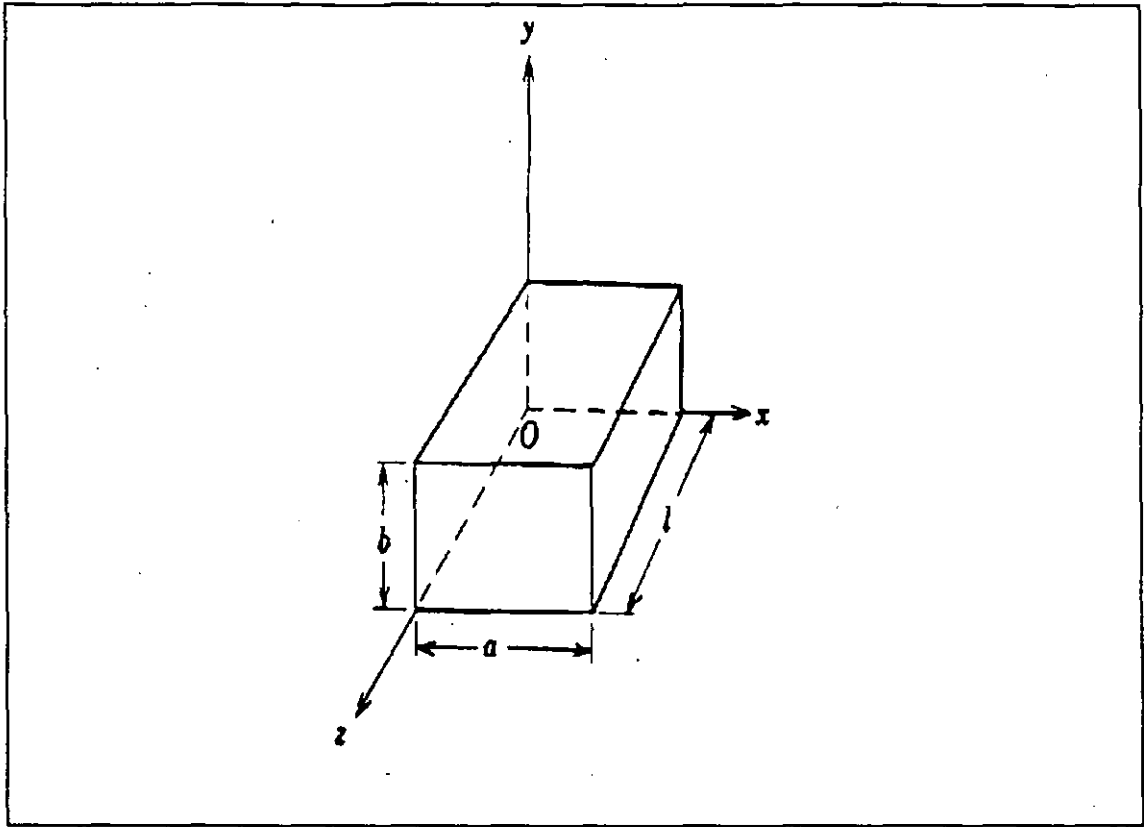


FIGURA 6

$$\frac{\delta^2 H_z}{\delta x^2} + \frac{\delta^2 H_z}{\delta y^2} + \frac{\delta^2 H_z}{\delta z^2} + \omega^2 \epsilon \mu H_z = 0 \quad [40]$$

Resolviendo la ecuación 40 y aplicando condiciones de frontera, se tiene para  $H_z$ :

$$H_z = H_3 \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \text{sen} \frac{k\pi z}{l} \quad \text{g}$$

donde  $H_3$  es una constante y  $m$ ,  $n$  y  $k$  son enteros que pueden tomar valores 0, 1, 2, 3, .... Las otras componentes del campo pueden obtenerse de la solución de las ecuaciones de Maxwell dentro de la cavidad y usando 41, obteniéndose:

$$H_x = H_1 \text{sen} \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{k\pi z}{l} \quad [42]$$

$$H_y = H_2 \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{k\pi z}{l} \quad ]$$

$$E_x = E_1 \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{k\pi z}{l} \quad [44]$$

$$E_y = E_2 \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{k\pi z}{l} \quad [45]$$

La frecuencia de resonancia se obtiene substituyendo la ecuación 41 en la 40 y resolviendo:

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} = \frac{2\pi}{\lambda_{res} \sqrt{\epsilon\mu}} \quad [46]$$

donde:

$$\lambda_{res} = \frac{2}{\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2 + (k/l)^2}} \quad [47]$$

Las constantes  $H_1$ ,  $H_2$ ,  $E_1$  y  $E_2$  pueden expresarse en función de  $H_3$  usando las ecuaciones de Maxwell obteniendo una solución simultánea para las componentes respectivas, para el modo  $TE_{mnk}$  del resonador rectangular:

$$H_1 = -\frac{H_3}{k_c^2} \left( \frac{k\pi}{l} \right) \left( \frac{m\pi}{a} \right) \quad [48]$$

$$H_2 = -\frac{H_3}{k_c^2} \left( \frac{k\pi}{l} \right) \left( \frac{n\pi}{b} \right) \quad [49]$$

$$E_1 = j \frac{\omega\mu H_3}{k_c^2} \left( \frac{n\pi}{b} \right) \quad [50]$$

$$E_2 = -j \frac{\omega \mu H_3}{k_c^2} \left( \frac{m\pi}{a} \right) \quad [51]$$

donde:

$$k_c^2 = \left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2 \quad [52]$$

Las cavidades se diseñan usualmente para el modo menor, tal como el  $TE_{011}$ . Sin embargo en aplicaciones de alta potencia o de ondas milimétricas es común encontrar modos superiores de operación, la razón es que se requieren cavidades relativamente grandes para prevenir rupturas del dieléctrico dentro de la guía debido a la alta intensidad de los campos y por otro lado, para longitudes de onda muy pequeñas se tienen dificultades prácticas en la construcción.

Modo rectangular  $TM_{mnk}$

Las componentes del campo para el modo TM se encuentran en forma similar. Las condiciones de frontera y las ecuaciones de onda dan los siguientes resultados:

$$E_z = E_3 \operatorname{sen} \frac{m\pi x}{a} \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{k\pi z}{l} \quad [53]$$

$$E_x = -\frac{E_3}{k_c^2} \left( \frac{k\pi}{l} \right) \left( \frac{m\pi}{a} \right) \cos \frac{m\pi x}{a} \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b} \operatorname{sen} \frac{k\pi z}{l} \quad [54]$$

$$E_y = -\frac{E_3}{k_c^2} \left( \frac{k\pi}{l} \right) \left( \frac{n\pi}{b} \right) \operatorname{sen} \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \operatorname{sen} \frac{k\pi z}{l} \quad [55]$$

$$H_x = j \frac{\omega \epsilon E_3}{k_c^2} \left( \frac{n\pi}{b} \right) \operatorname{sen} \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{k\pi z}{l} \quad [56]$$

$$H_y = -j \frac{\omega \epsilon E_3}{k_c^2} \left( \frac{m\pi}{a} \right) \cos \frac{m\pi x}{a} \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{k\pi z}{l} \quad [57]$$

Donde la frecuencia de resonancia y  $k_c$  están definidas por 46 y 52 respectivamente

## GUIAS DE ONDA DE n PUERTOS

En algunas aplicaciones en microondas se utilizan uniones de guías de onda con tres y cuatro puertos, tales como monitoreo, mezcladores, duplexores, etc. Por facilidad el análisis de este tipo de dispositivos se hace usando parámetros  $s$ , para  $n$  puertos la matriz de dispersión es como indica la ecuación 17. Las propiedades de transferencia de potencia se demuestran mediante el principio de conservación de la energía.

Supóngase que una onda de voltaje incide en el brazo 1 de un dispositivo de  $n$  puertos y que no entran ondas de voltaje en ningún otro puerto, entonces la potencia que entra en el dispositivo es:

$$W_{ent} = a_1 a_1^* \quad [58]$$

donde  $a_j$  representa el complejo conjugado de  $a$ , la potencia de salida en el puerto  $j$  es  $b_j b_j^*$  por lo que :

$$a_1 a_1^* = b_1 b_1^* + b_2 b_2^* + \dots + b_n b_n^* \quad [59]$$

si se considera que  $b_j = S_{j1} a_1$  substituyendo en la ecuación 59 se puede llegar a:

$$1 = \sum_j S_{j1} S_{j1}^* = \sum_j [S_{j1}]^2 \quad [60]$$

La ecuación 60 indica que la energía que entra en el puerto 1 es transferida a los demás puertos. Por otro lado si todos los puertos están acoplados, entonces  $S_{ii} = 0$ , a partir de estas propiedades se pueden establecer matrices de dispersión para los dispositivos de  $n$  puertos.

### TE DE TRES PUERTOS EN EL PLANO DE E

Una TE de tres puertos en el plano de E se muestra en la figura 7a, es una guía de modo  $TE_{10}$  con una derivación paralela al campo E. Tiene las siguientes propiedades:

1.- La fase de las ondas alimentadas en el brazo colineal se retrasan cuando las ondas pasan la unión, produciendo una longitud de onda mayor en la unión, debido a la dispersión del campo eléctrico, por lo tanto existe un retraso de la onda en comparación con la guía normal, como indica la figura 7b.

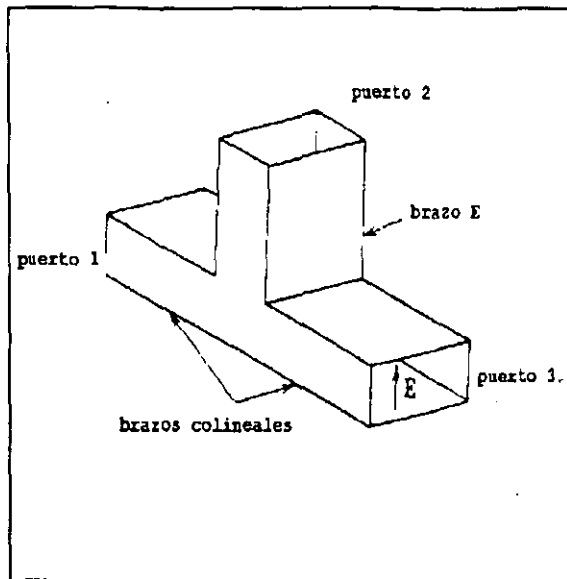


FIGURA 7a

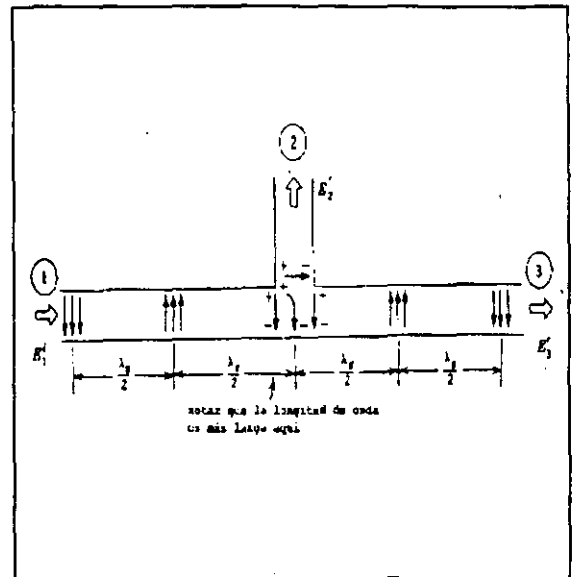


FIGURA 7b

2.- Cuando las ondas se alimentan en el brazo transversal (brazo E), las ondas que aparecen en cada uno de los brazos colineales tienen magnitudes iguales y fases contrarias.

3.- Cuando las ondas se alimentan en el brazo colineal; la onda incidente se distribuye en el brazo E y en el otro brazo colineal, por lo que actúa como un divisor de potencia.

Si todos los puertos están acoplados entonces no habrá reflexión y la matriz de dispersión para este dispositivo es:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad [61]$$

Considerando la segunda de las características descritas, los coeficientes de transmisión del puerto 2 al puerto 1 y del puerto 2 al puerto 3 son de igual magnitud y fase contraria, es decir:

$$S_{12} = -S_{32} \quad [62]$$

lo que significa que  $S_{12}$  y  $S_{32}$  siempre tendrán signos opuestos.

## TE DE TRES PUERTOS EN EL PLANO DE H

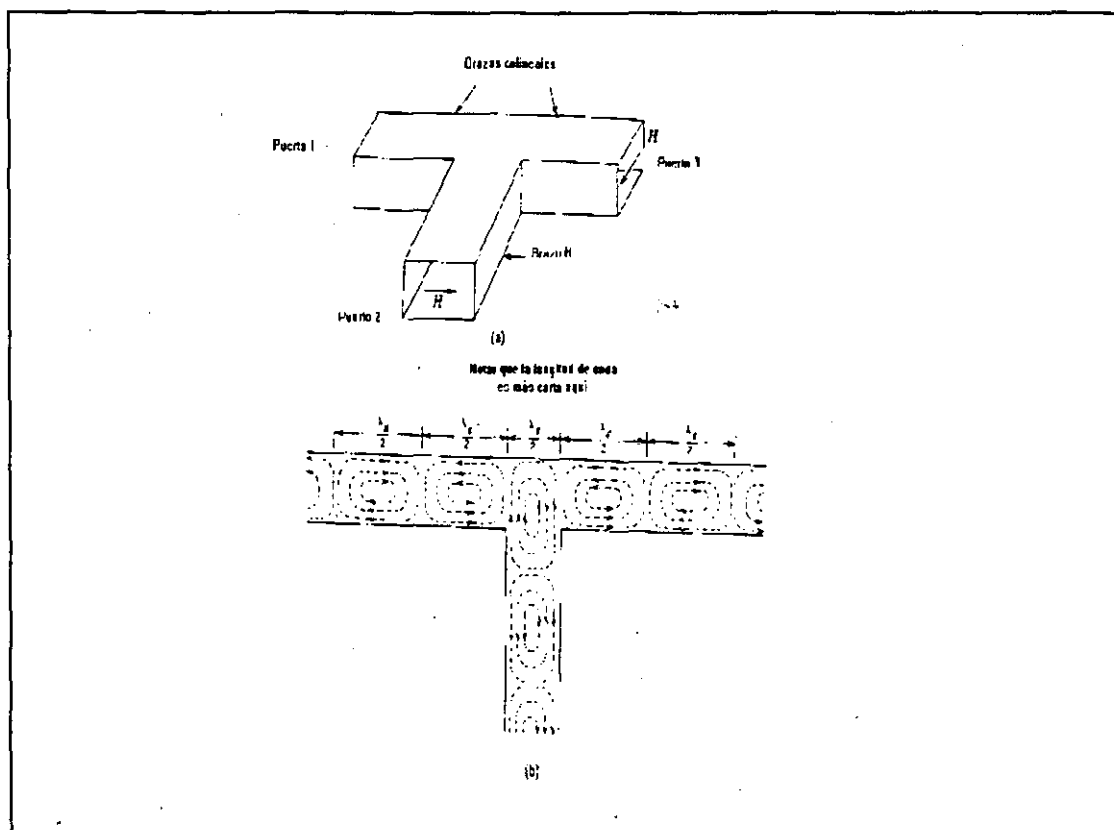


FIGURA 8

La TE en el plano de H tiene el brazo colocado paralelo al campo H en una guía rectangular  $TE_{10}$ , como muestra la figura 8a. Se considera que el brazo H está conectado en "paralelo" con el brazo colineal. Cuando las ondas se alimentan en el puerto 2 no hay cambio de fase en los puertos 1 y 3. Cuando la onda se alimenta en alguno de los brazos colineales, las ondas que pasan por la unión tienen un adelanto de fase, debido a la aparente reducción de la longitud de onda en la unión, como muestra la figura 8b.

La matriz de dispersión de la TE en el plano de H es similar a la del plano E excepto en que:

$$S_{12} = S_{32} \quad [63]$$

La razón es que las ondas alimentadas en el puerto 2 se dividen en partes iguales en los puertos 1 y 3 sin cambio de fase.

## TE HÍBRIDA O DE CUATRO PUERTOS

La TE híbrida es una combinación de las TEs en el plano de E y de H, como muestra la figura 9, tiene las siguientes propiedades:

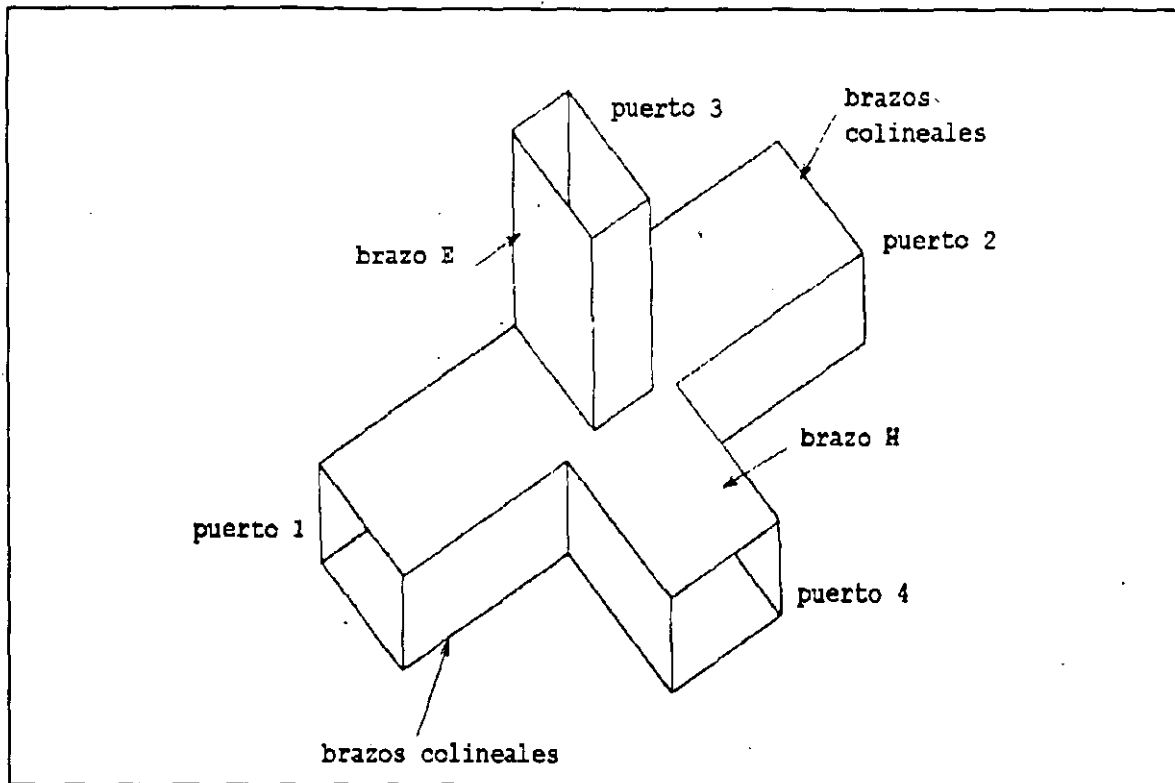


FIGURA 9

1.- Las ondas que se alimentan en el brazo H no aparecen en el brazo E, ya que esa guía se opera a la frecuencia de corte del modo de propagación TE.

2.- Las ondas alimentadas en el brazo E no aparecen en el brazo H, ya que está a una frecuencia de corte en el modo  $TE_{01}$  (teorema de reciprocidad).

3.- Las ondas alimentadas en uno de los brazos colineales no aparecen en el otro brazo colineal, ya que el brazo E produce un retraso de fase mientras que el brazo H un adelanto de fase, cancelándose una a la otra ya que idealmente es posible hacer la diferencia de fase  $180^\circ$ .

La matriz de dispersión que describe el comportamiento de la TE híbrida, suponiendo que existe acoplamiento en todos los puertos, es:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [64]$$

En las TEs híbridas reales, hay siempre un acoplamiento residual entre los brazos colineales y entre los brazos E y H, por lo que los ceros de la matriz no son realmente ceros, sin embargo a la frecuencia de diseño los acoplamientos residuales son mínimos, pero si la TE se opera a frecuencias diferentes, el acoplamiento puede ser grande. Las TEs híbridas se usan para medición de impedancia, como mezcladores, diplexores o dicriminadores de frecuencia.

#### ACOPLADORES DIRECCIONALES

Un acoplador direccional es un dispositivo de cuatro puertos como el de la figura 10 que consiste de la unión de una guía de onda primaria 1-2 y una secundaria 3-4. Cuando todos los puertos están acoplados, existe transmisión libre sin reflexiones, entre los puertos 1 y 2 y no existe transmisión entre los puertos 1 y 3 o 2 y 4, mientras que el acoplamiento de potencia entre los puertos 1 y 4 o 2 y 3 depende de la estructura del

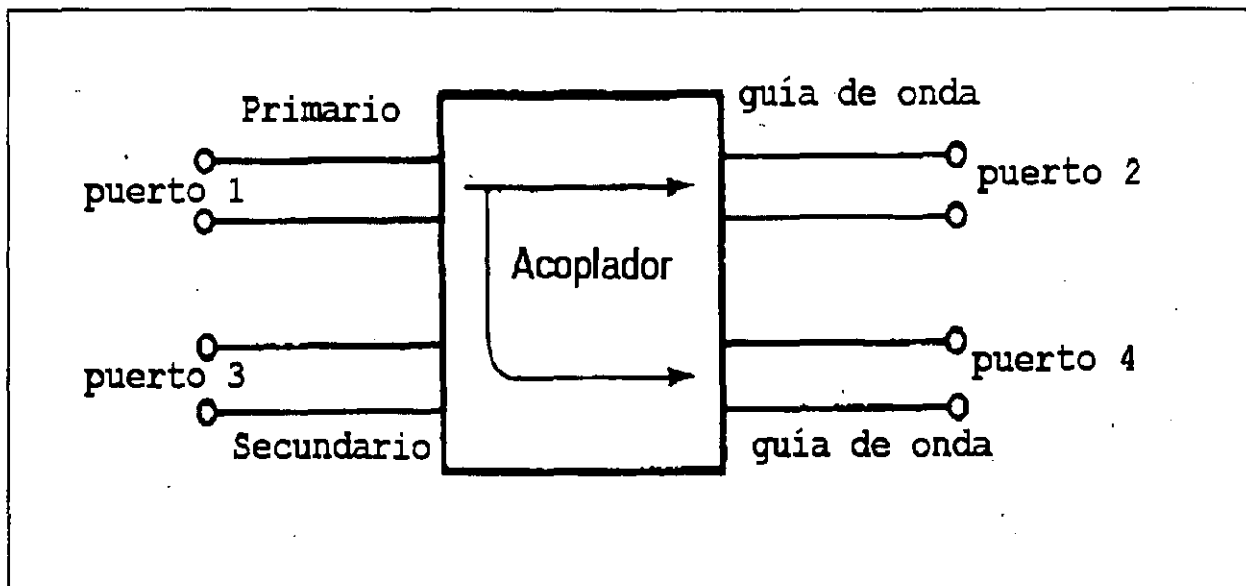


FIGURA 10



acoplador.

Las características de un acoplador direccional pueden expresarse en términos de su factor de acoplamiento y su directividad. Suponiendo que la onda se propaga del puerto 1 al puerto 2 en la línea primaria, se define el factor de acoplamiento como:

$$C(dB) = 10 \log \frac{P_1}{P_4} \quad [65]$$

donde  $P_1$  representa la potencia de entrada en el puerto 1 y  $P_4$  la potencia de salida en el puerto 4, para un acoplador direccional común los valores típicos de  $C$  son 3, 10 y 20 dB. El factor de acoplamiento es una medida de la relación de niveles de potencia en las líneas primaria y secundaria. Si el factor de acoplamiento se conoce, la potencia medida en el puerto 4 puede usarse para determinar la potencia de entrada en el puerto 1, este procedimiento de medición es muy útil en microondas porque no afecta la transmisión de potencia en la línea principal.

La directividad se define como:

$$D(dB) = 10 \log \frac{P_4}{P_3} \quad [66]$$

donde  $P_3$  representa la potencia de salida en el puerto 3. Idealmente la potencia de salida en el puerto 3 es cero de modo que  $D$  debe ser infinito, para acopladores direccionales reales, un valor típico para  $D$  es 40 dB.

Aunque existen varios tipos de acopladores direccionales el más común es el de dos orificios como el que muestra la figura 11.

La separación entre los centros de los orificios debe ser:

$$L = (2n+1) \frac{\lambda_g}{4} \quad [67]$$

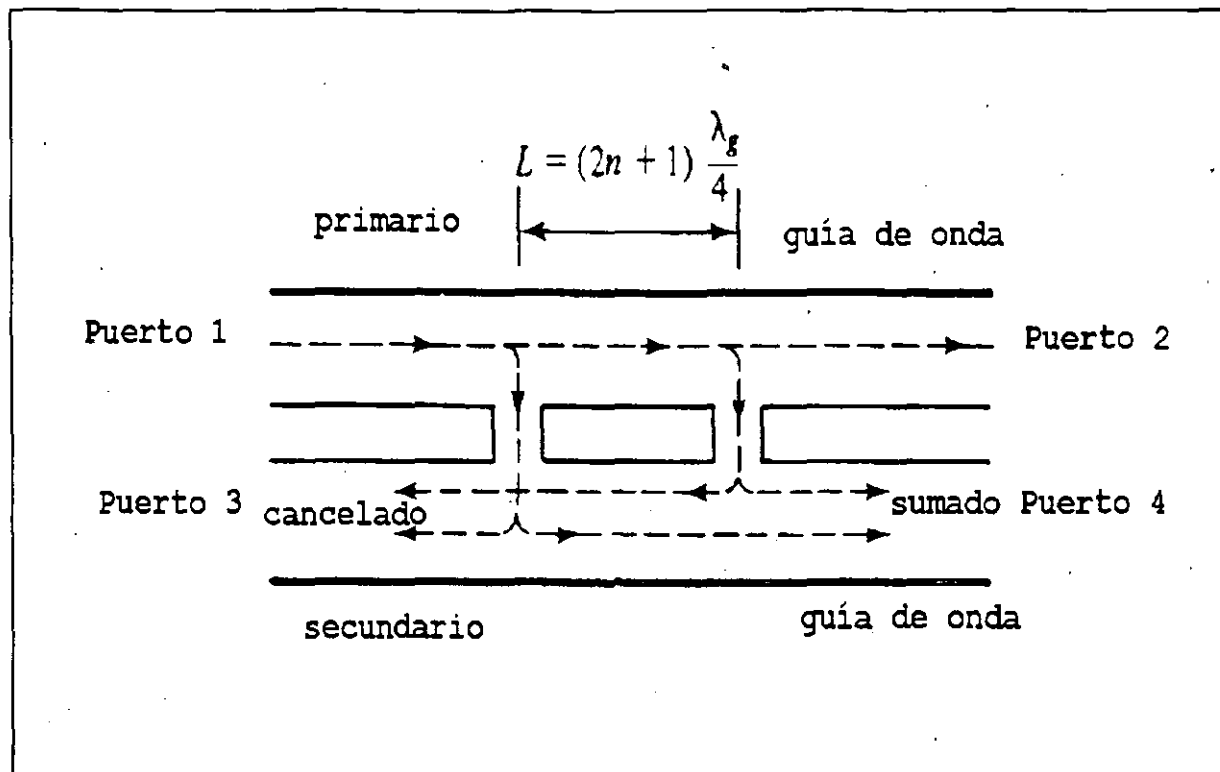


FIGURA II

donde  $n$  es cualquier entero positivo. Los orificios actúan como antenas de ranura, de modo que una fracción de la energía de la onda que entra en el puerto 1 pasa a través de ellos, las ondas, que progresan de izquierda a derecha, están siempre en fase sin importar la separación entre los orificios y se suman en el puerto 4, mientras que las ondas radiadas por el segundo orificio, cuando llegan al primero, están fuera de fase con las generadas por éste por  $(2L / \lambda_g) 2 \pi$  radianes y se cancelan en el puerto 3.

Considerando la condición de acoplamiento en todos los puertos y las condiciones de transmisión que se han descrito, la matriz de dispersión para el acoplador direccional es:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & 0 \\ 0 & S_{32} & 0 & S_{34} \\ S_{41} & 0 & S_{43} & 0 \end{bmatrix} \quad [68]$$

## COMPONENTES DE FERRITA

Los componentes de ferrita usados en microondas (aisladores y circuladores) utiliza la propiedad magnética de este material llamada rotación de Faraday. Cuando una pieza de ferrita se coloca en una guía de onda y se aplica un campo magnético estático, la guía de onda presenta características de transmisión anisotrópicas (diferentes comportamientos en diferentes direcciones).

Las ferritas son materiales semejantes a la cerámica, con constantes dieléctricas de 10 o más, resistividades que pueden llegar a ser hasta  $10^4$  veces más que la de los metales y con permeabilidades magnéticas relativas de varios miles. Las ferritas se elaboran mezclando óxidos metálicos y tienen la composición química general de  $\text{MeOFe}_2\text{O}_3$ , donde Me es un metal divalente, como manganeso, magnesio, hierro, cinc, níquel, etc., las propiedades magnéticas de la ferritas provienen principalmente del momento dipolar magnético asociado a la circulación electrónica.

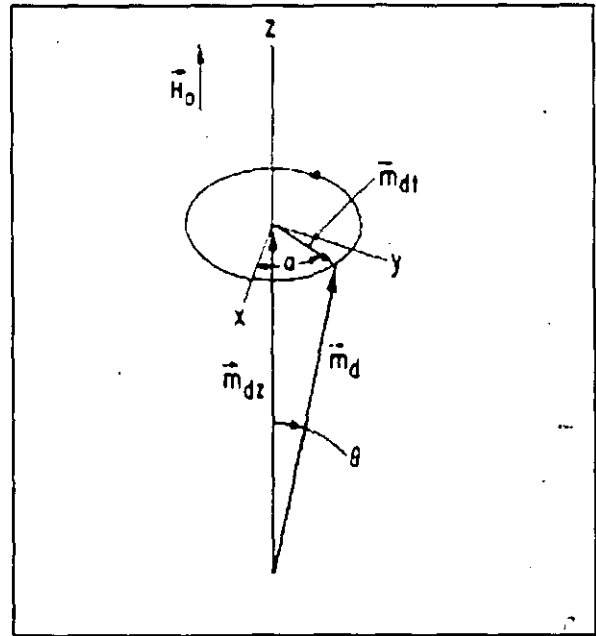


FIGURA 12

Cada electrón en un átomo tiene un momento dipolar magnético asociado, aunque debido a las cancelaciones mutuas, el momento angular total de una capa completa de electrones es cero. Sólo las capas no completas contribuyen con el momento dipolar magnético neto. En los elementos de transición (Cr, Mn, Fe, Co, Ni, etc.) se forman nuevas capas de electrones aún antes de que la capa interior esté completamente llena. Los electrones circulantes de la capa incompleta se combinan de modo que se produce un valor efectivo alto de momento dipolar por átomo, produciendo el comportamiento ferromagnético de las ferritas.

Considérese un dipolo magnético en la presencia de un campo magnético externo  $H_0$ , como muestra la figura 12.

El dipolo experimenta un torque T dado por:

$$T = -\mu_0 m H_0 \sin \theta \quad [69]$$

donde  $\theta$  representa el ángulo entre el eje del dipolo y el campo. Para un solo dipolo, la punta del vector de momento magnético describe un círculo alrededor de la dirección de H. La frecuencia angular de la precesión del momento magnético se llama frecuencia de precesión de Larmor, definida por:

$$\omega_0 = |\gamma| H_0 \quad [70]$$

donde  $\gamma$  se llama relación giromagnética definida por la relación entre el momento magnético y el momento angular:

$$\gamma = \frac{m}{P}$$

Las propiedades magnéticas de la ferrita pueden considerarse como la suma de  $n$  electrones circulantes efectivos por unidad de volumen, como el espaciamiento entre electrones es de dimensiones atómicas se puede tomar la colección de dipolos magnéticos como continua. Cuando no existe campo magnético externo, los momentos dipolares están orientados al azar y el efecto combinado es pequeño, al aplicarse el campo estático externo, los dipolos magnéticos se alinean según el campo, lo que lleva a un momento dipolar magnético por unidad de volumen  $M = nm$ . Si el campo externo es suficientemente grande la ferrita se satura  $M = M_s$  y bajo estas condiciones los electrones circulantes están tan firmemente acoplados que la muestra completa se comporta como un gran dipolo único.

El comportamiento anisotrópico de las ferritas se expresa por medio de un tensor asimétrico que relaciona la densidad de flujo magnético con el campo magnético por:

$$\mathbf{B} = \boldsymbol{\mu} \mathbf{H} \quad [71]$$

En la mayoría de los materiales la relación entre B y H es lineal, sin embargo en las ferritas tal relación está dada por:

$$\begin{bmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{bmatrix} = \mu_0 \begin{bmatrix} 1+\psi & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & 1+\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{bmatrix} \quad [72]$$

donde:

$$\kappa = \frac{\omega \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad [73]$$

$$\psi = \frac{\omega_0 \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad [74]$$

$$\omega_0 = \gamma \mu_0 H_0 \quad [75]$$

$$\omega_m = \gamma \mu_0 M_0 \quad [76]$$

El comportamiento de una onda electromagnética en la ferrita se puede obtener resolviendo las ecuaciones de Maxwell, para las nuevas condiciones de permeabilidad magnética y con la presencia de un campo magnético estático. Las soluciones llevan a:

$$E_x = \frac{\beta^2 - \omega^2 \mu_1 \epsilon}{j\omega^2 \epsilon \mu_2} E_y \quad [77]$$

donde:

$$\mu_1 = 1 + \psi$$

$$\mu_2 = \kappa$$

$\beta$  es el factor de fase dado por:

$$\beta = \omega \sqrt{\epsilon(\mu_1 \pm \mu_2)} \quad [78]$$

cuando se usa el signo positivo en el factor de fase  $E_x = -jE_y$  obteniéndose una onda con polarización circular derecha. Con el signo negativo en el factor de fase, se tiene  $E_x = jE_y$  y una onda con polarización circular izquierda. Estas dos ondas polarizadas circularmente se consideran como los modos fundamentales de propagación en una ferrita. La permeabilidad efectiva para ambos modos es:

$$\mu^+ = \mu_1 + \mu_2 = \mu_0 \left[ 1 + \frac{\omega_m}{(\omega_0 - \omega)} \right]$$

[79]

$$\mu^- = \mu_1 - \mu_2 = \mu_0 \left[ 1 + \frac{\omega_m}{(\omega_0 + \omega)} \right]$$

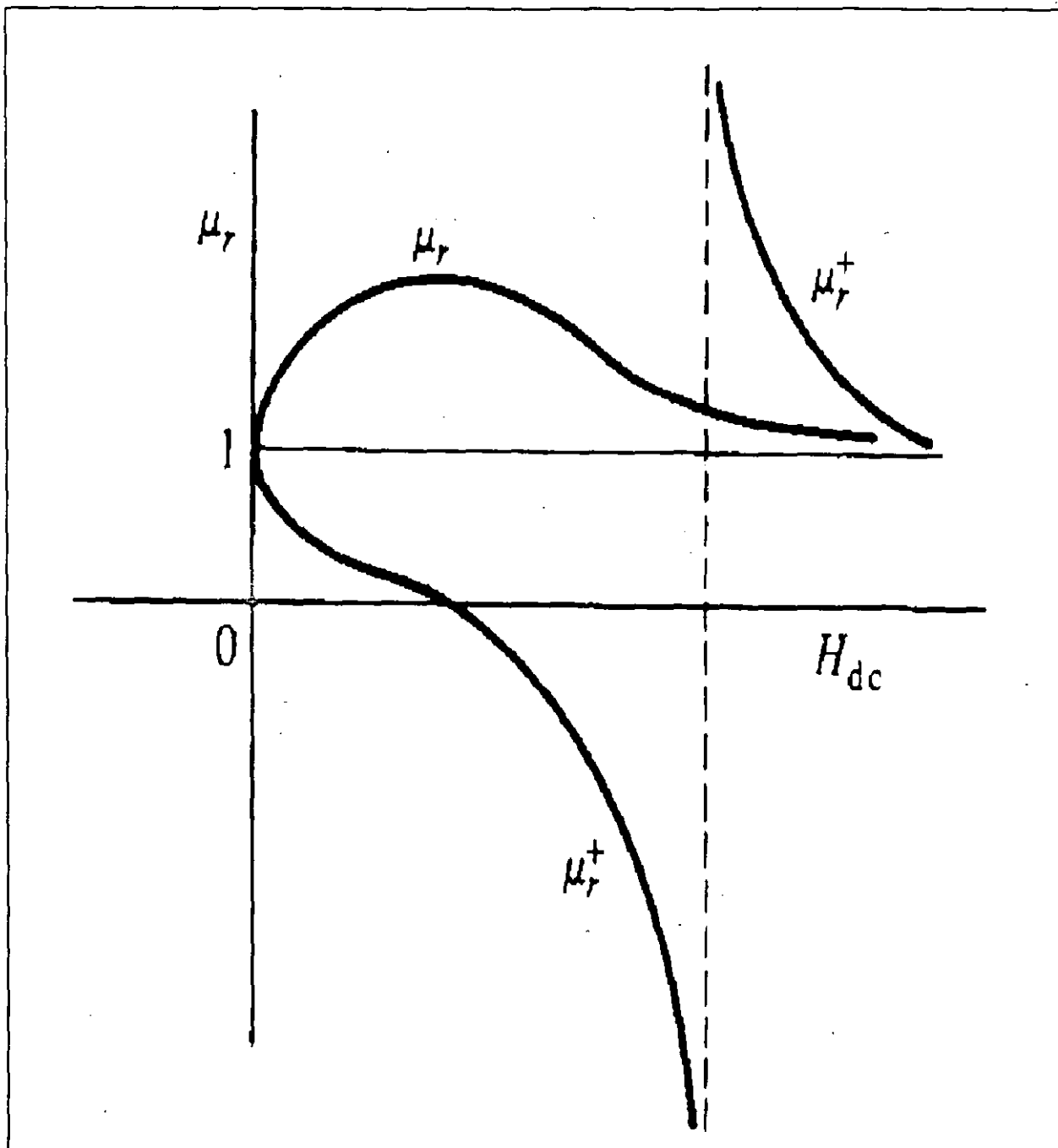


FIGURA 13

La figura 13 muestra la variación de ambas permeabilidades relativas. Como se observa el modo positivo se hace infinito y cambia de signo cuando  $\omega = \omega_0$  (frecuencia de resonancia giromagnética), mientras que el modo negativo varía en forma continua.

## CIRCULADORES

Un circulator es un dispositivo de guía de onda de  $n$  puertos, en el que las ondas alimentadas en el puerto  $n$  solo produce salida en el puerto  $n + 1$ . Existen dos tipos de circuladores: de rotación de Faraday y el de desplazamiento de campo.

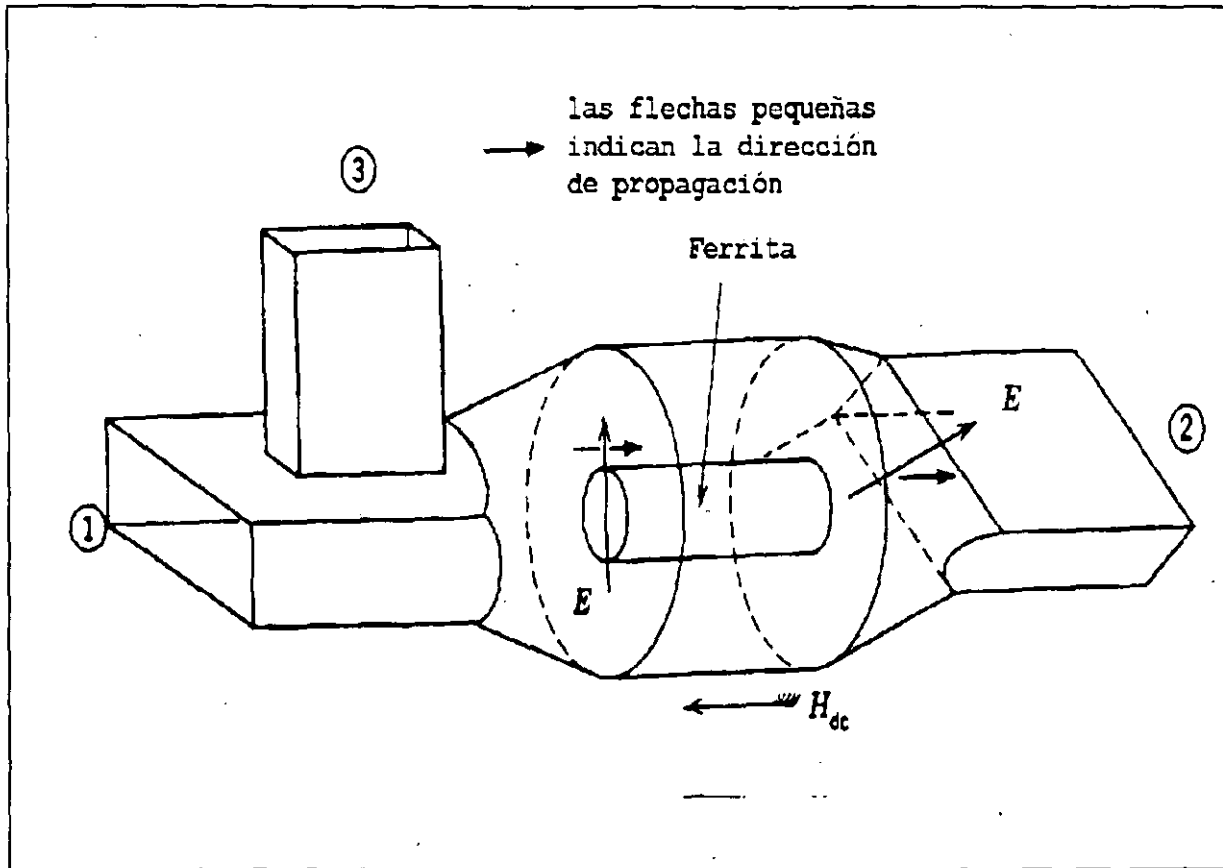


FIGURA 14

Un circulator de rotación de Faraday se muestra en la figura 14. Para las ondas alimentadas en el puerto 1, los campos giran  $45^\circ$  por el efecto de la ferrita y salen por el puerto 2. Las ondas no pueden salir por el puerto 3, debido a su posición relativa respecto al puerto 1 que se alimenta en el modo fundamental.

Cuando las ondas se alimentan en el puerto 2 no pueden salir por el puerto 1 por su posición relativa de  $90^\circ$  entre ellos. Por otro lado las ondas tienden a excitar el modo  $TE_{10}$  en la guía 3. Cuando las ondas se alimentan en el puerto 3, no pueden salir por el puerto 1 por lo que primero van hacia el girador de  $45^\circ$  y se reflejan desde el puerto 2 debido a la orientación diferente del campo y llegan a otra vez al girador de  $45^\circ$ . Entonces el campo eléctrico se orienta a  $90^\circ$  en relación a la entrada original y sale por el puerto 1.



La matriz de dispersión, suponiendo que todos los puertos están acoplados es:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} \\ S_{21} & 0 & 0 \\ 0 & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad [80]$$

### CIRCULADOR DE DESPLAZAMIENTO DE CAMPO

Cuando la pieza de ferrita se coloca en el plano H de la guía, como en la figura 15, se tiene igualmente un circulador. Si se alimentan ondas  $TE_{10}$  en el puerto 1, las ondas que viajan en la pared izquierda interactúan con  $\mu_r^+$  y las ondas que viajan en la pared derecha interactúan con  $\mu_r^-$  en la unión. Si  $\mu_r^+ > \mu_r^-$  las ondas se acoplan en la guía 2. En forma similar si las ondas se alimentan en la guía 2 salen por el puerto 3 y si se alimenta en el puerto 3 salen por el puerto 1. La matriz de dispersión es igual que antes.

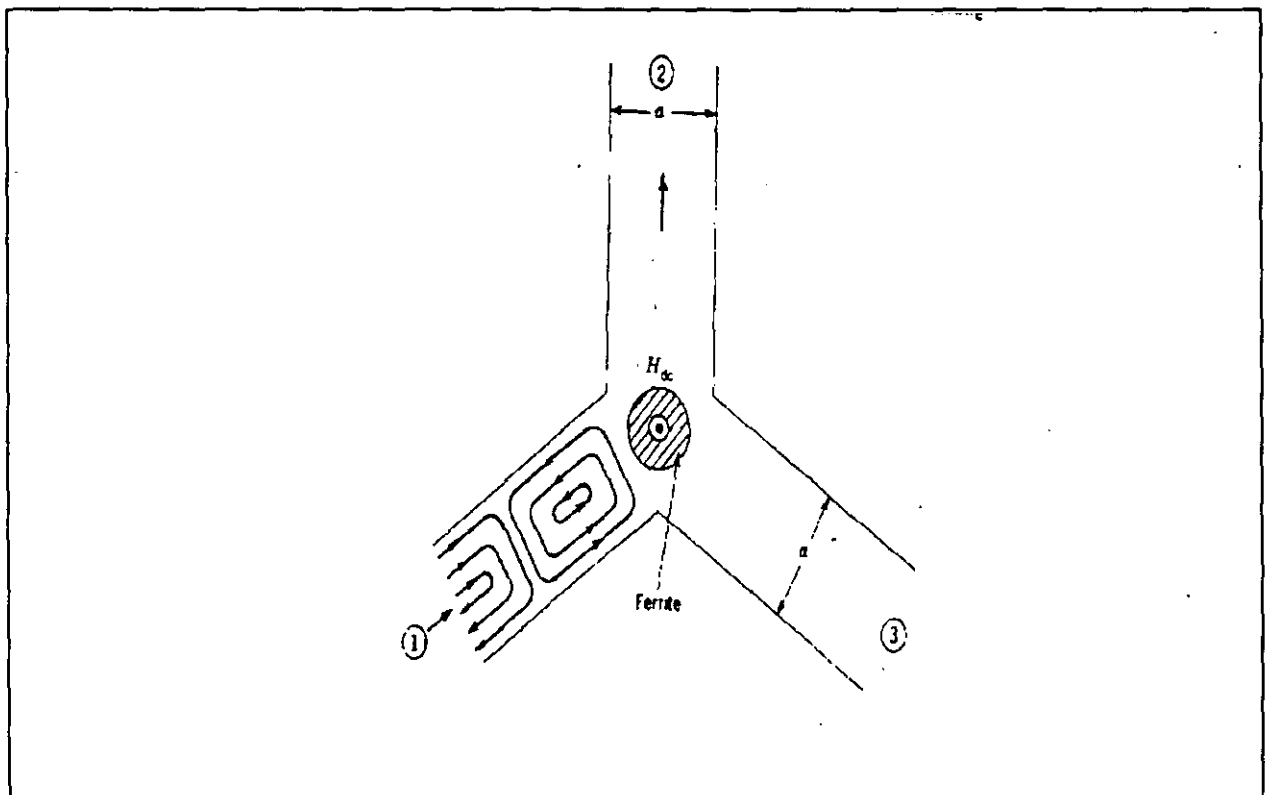


FIGURA 15

## AISLADORES

Un aislador es un dispositivo de transmisión no-recíproco que se usa para aislar una componente de las reflexiones de otra componente. Un aislador ideal absorbe totalmente la potencia de propagación en una dirección, mientras que permite la transmisión sin pérdidas en la dirección contraria. Los aisladores se usan para mejorar la estabilidad de frecuencia de generadores de microondas como klystrons y magnetrones, en los que las reflexiones afectan la frecuencia de oscilación, cuando el aislador se coloca entre el generador y la carga evita que la potencia reflejada desde la carga desacoplada se regrese.

El aislador más común es el que usa una ferrita colocada dentro de una guía de onda circular, como muestra la figura 16b. El aislador genera una rotación de Faraday de  $45^\circ$ , la varilla de ferrita está colocada en un campo magnético estático a lo largo de la guía que se excita con un modo  $TE_{11}$ . La configuración del campo se muestra en la figura 16a, como se observa las líneas de campo en el centro de la guía son casi rectas por lo que en la sección transversal de la varilla de ferrita se tiene una onda plana.

Aunque la guía principal es cilíndrica, los extremos tienen sección rectangular colocados de tal forma que exista una orientación de  $45^\circ$  entre ambas. La longitud de la varilla y la magnitud del campo magnético se seleccionan para que el campo  $E$  que viaja a lo largo de la varilla gire  $45^\circ$ . Además de la ferrita se colocan en cada puerto una veleta resistiva, paralelas a las paredes anchas de la guía.

La onda que incide en el puerto 1 define la dirección del campo  $E$  dada por la orientación de la guía rectangular, con lo que se excita el modo  $TE_{11}$  en la guía circular, bajo estas condiciones el campo  $E$  es perpendicular a la veleta y no lo afecta. Cuando la onda incide en la ferrita  $E$  gira  $45^\circ$  en el sentido de las manecillas del reloj, acoplándose a la salida ya que el puerto 2 tiene esa orientación y sin atenuación en la segunda veleta, porque  $E$  también es perpendicular a ella, por lo que la onda pasa sin atenuación. Si la onda se alimenta en el puerto 2, el campo  $E$  gira  $45^\circ$  al pasar por la ferrita en la dirección que se marca en el dibujo, por lo que a la salida las líneas de  $E$  son paralelas a la veleta resistiva 1 y la potencia se absorbe en ella. Los bordes de las veletas se agudizan para reducir la reflexión hacia el puerto 2, pero si existiera alguna reflexión, el campo reflejado tiene la dirección de la segunda veleta y ahí se disipa, por lo que la potencia que viaja del puerto 2 al puerto 1 se absorbe totalmente dentro del aislador.

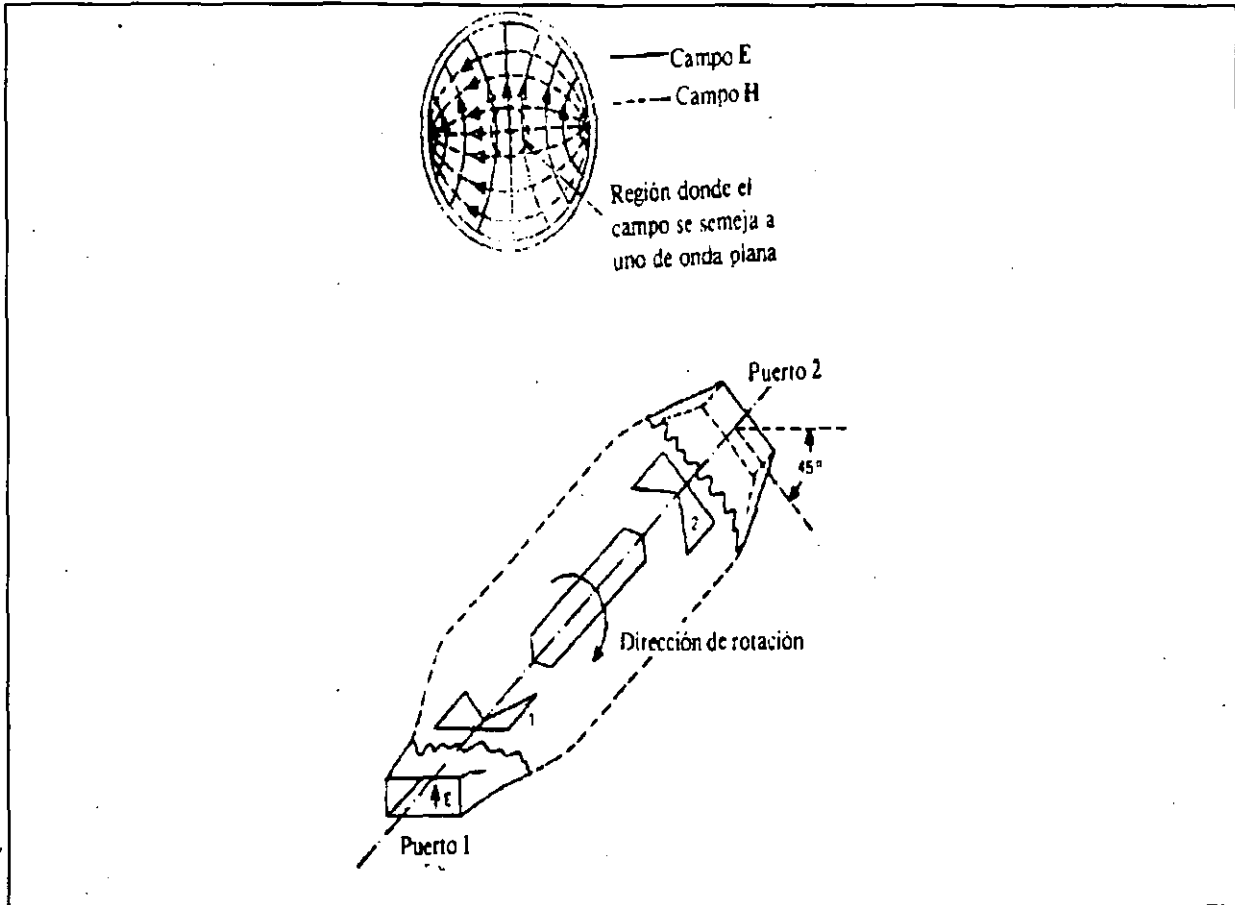


FIGURA 16

La varilla de ferrita y las veletas se soportan dentro mecánicamente con un material dieléctrico de baja pérdida. El campo magnético estático se obtiene mediante un imán permanente o un solenoide colocado fuera de la guía. Los aisladores prácticos de este tipo tienen pérdidas de 1 dB en transmisión y arriba de 20 dB de aislamiento, sin embargo el girador de Faraday no es útil en potencias altas porque se presentan efectos no-lineales.

## FILTROS

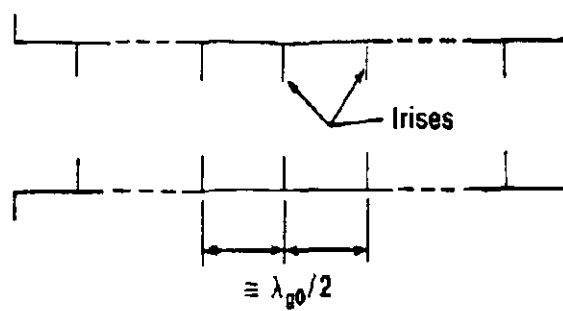
Los filtros se usan en diferentes formas en microondas, tales como guías de onda, microcintas, líneas coaxiales o resonadores dieléctricos, las diferencias entre ellos: entre intervalos de frecuencias, anchos de banda o Q definen sus aplicaciones. Los filtros de guía de onda se usan entre 1 y 100 GHz con anchos de banda entre .1 y 20 % y Q de hasta 5,000. Un filtro de línea coaxial puede usarse entre .1 y 40 GHz con ancho de banda de hasta 30 % y Q de 2,000. El filtro de microcinta tiene frecuencias útiles entre .1 y 20 GHz con 5 octavas de ancho de banda y Q de 150. Un resonador dieléctrico tiene frecuencias de trabajo entre 1 y 40 GHz con ancho de banda útil de .2 a 20 % y Q de 10,000. El filtro SAW (Slow Acoustic Wave, que esencialmente se diseña como filtro pasabanda, tiene frecuencias de aplicación entre .030 y 4 GHz con anchos de banda entre .1 y 50 % y Q del orden de 10,000.

En esta sección se tratarán únicamente los filtros de guía de onda y los SAW.

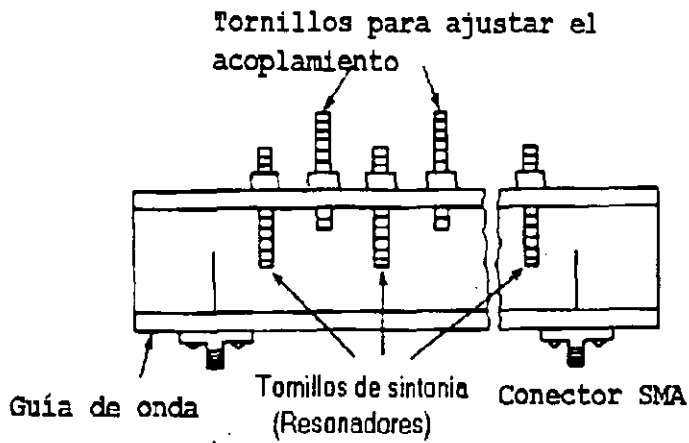
### FILTROS DE GUIA DE ONDA

Los filtros de guía de onda emplean normalmente el modo dominante  $TE_{10}$  de guías rectangulares, pueden diseñarse filtros pasa bajos, pasa banda o de rechazo de banda. La estructura más simple del filtro pasa banda usa resonadores de media longitud de onda acoplados por postes inductivos o íris. Los postes inductivos pueden usarse hasta 40 GHz, sin embargo a mayores frecuencias, existen dificultades para una localización exacta, en la figura 17a se muestra un diagrama de este tipo de filtros.

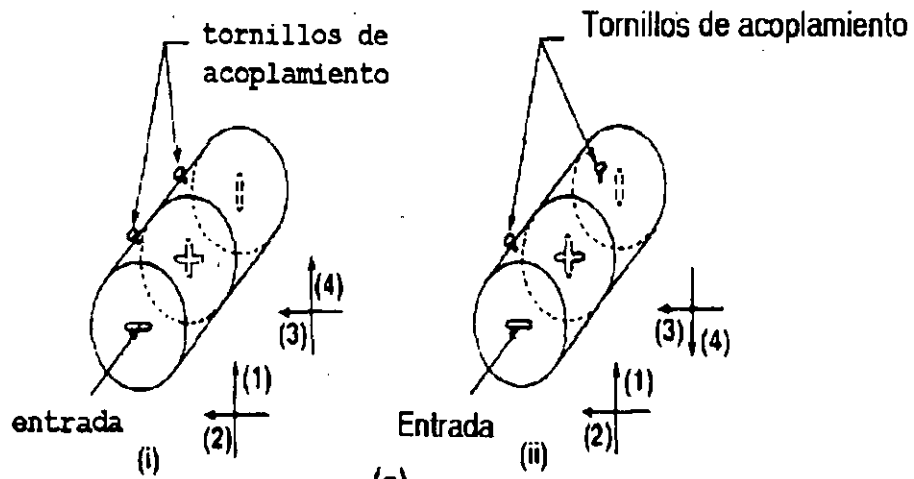
Los filtros de guías circulares usan cavidades con los modos dominante  $TE_{111}$  o el de pérdidas bajas  $TE_{011}$ , usados en sistemas de comunicaciones satelitales, donde se requieren altos Q (mayor de 15,000 a 10 GHz) por lo que es común usar filtros de cavidad circulares. En una guía de onda circular, el modo dominante tiene la propiedad de simetría ortogonal, es decir la cavidad cilíndrica puede soportar dos modos con  $90^\circ$  de orientación entre ellos, si ambos modos se excitan en la cavidad se les llama filtros de doble-modo. El trabajo desarrollado en filtros de doble-modo con acoplamiento transversal ha sido importante en los últimos años y actualmente son de uso obligado en diseño de transpondedores de satélites. En la figura 17c se muestra un filtro de cuatro



(a)



(b)



(c)

FIGURA 17

resonadores consistentes de dos cavidades de doble-modo  $TE_{111}$ . Los modos 1 y 4 pueden acoplarse entre si en fase o fuera de fase usando un arreglo adecuado de tornillos acopladores.

La mayor ventaja de los filtros de guía de onda es su comportamiento de pérdida baja y su capacidad para manejo de altas potencias, los materiales que se usan en la construcción son el latón y el aluminio normalmente con baño de plata para asegurar la menor atenuación posible.

Algunos filtros pasabajos se muestran en la figura 18, las capacitancias en paralelo se forman con ventanas capacitivas o tornillos capacitivos. Las capacitancias terminan las ondas de alta frecuencia y solo pasan las de baja frecuencias. El circuito equivalente se muestra en la misma figura. El diseño del filtro se hace suponiendo que se trata de un circuito de elementos concentrados y las capacidades obtenidas en el diseño, se construyen con las ventanas.

Por lo que se refiere a los filtros pasa altos, cualquier guía de onda es un filtro pasa alto ya que solo deja pasar frecuencias superiores a la de corte.

Otro tipo de filtros de guía de onda son los de aleta y de insertos de metal que se colocan en el centro del plano E de las guías rectangulares. Ambos filtros se muestran en la figura 19, los dos sistemas son similares excepto de que en el inserto de metal no hay dieléctrico como en el otro caso. Los filtros de aleta se fabrican usando substratos dieléctricos metalizados por técnicas de fotograbado. Los insertos de metal se fabrican sobre hojas de metal por fotograbado o cortes mecánicos. Estos filtros presentan Q alto debido a la ausencia de pérdidas en dieléctricos, lo que los hace ideal para aplicaciones de banda ancha.

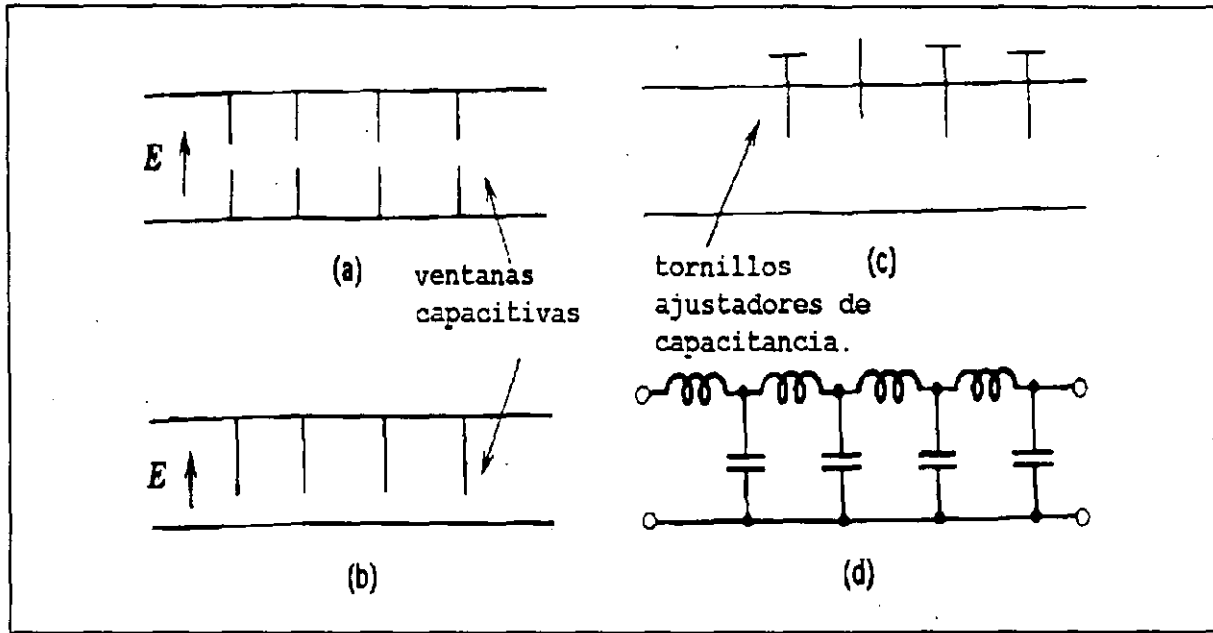


FIGURA 18

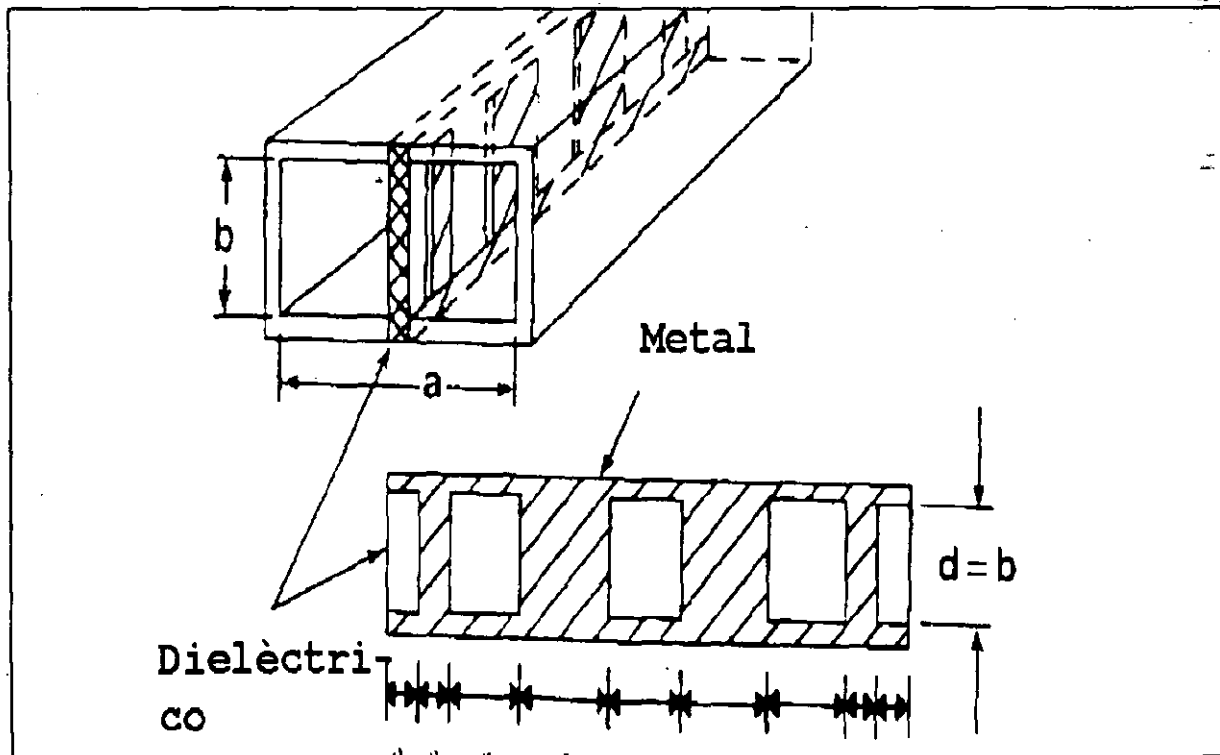


FIGURA 19

## FILTROS DE ONDA ACUSTICA (SAW)

Los dispositivos acústicos se han utilizado desde hace tiempo en aplicaciones de procesamiento de señales, como los cristales de cuarzo usados en resonadores para control de frecuencia en osciladores o en filtros. El interés en los dispositivos acústicos radica en la baja velocidad de propagación de la onda en comparación con las ondas electromagnéticas con una relación de cinco órdenes de magnitud entre ambas, lo que hace que las dimensiones de un dispositivo acústico se reduzcan en forma equivalente. Por ejemplo en un cable coaxial un retraso de  $10^{-6}$  seg requiere de 300 m. mientras que en una línea de retraso hecha de cuarzo se necesitan 2.5 mm.

La onda acústica se propaga sobre la superficie del material con el movimiento de partículas describiendo trayectorias elípticas cuya amplitud decrece exponencialmente con la profundidad. En materiales piezoeléctricos, que son los más importantes, la onda acústica tiene asociada campos eléctricos que se extienden al espacio libre los cuales hacen posible medios simples de excitación y detección. El desarrollo de dispositivos acústicos fué motivado por aplicaciones militares donde sus características de disponibilidad, confiabilidad, pequeñas dimensiones y bajo costo fueron rápidamente reconocidas. En la actualidad las aplicaciones se han extendido a equipos comerciales y forman un elemento indispensable de los transpondedores de los sistemas satelitales.

El acoplamiento entre las ondas eléctricas y acústicas en un dispositivo SAW se obtiene mediante IDT's (transductores interdigitales) formados por electrodos metálicos colocados en la superficie del material usando las técnicas de circuitos integrados. El número de "dedos" del transductor define las características del acoplamiento. En la tabla 2 se muestran los electrodos básicos y su comportamiento. La respuesta primaria tiene mejores características de acoplamiento en comparación con la secundaria y se prefieren en la mayoría de las aplicaciones. Debido a su simetría los IDT son bidireccionales. Los transductores de varios electrodos tienen la ventaja de producir poca distorsión y principalmente que la respuesta armónica primaria extiende el rango de frecuencias sin incrementar las dificultades en la técnica de fabricación.




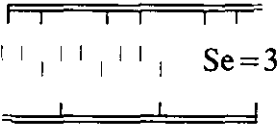
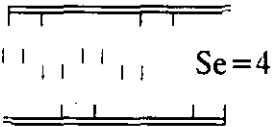

Estructuras	Respuesta Primaria (Número Armónico)	Respuesta Secundaria (Número Armónico)
 Se=2	1	5
 Se=3	1.2	7.8
 Se=4	1.3	9.11
 Se=6	1.5	13.17

TABLA 2 ESPECTRO DE FRECUENCIA PARA VARIOS TRANSDUCTORES

Un filtro SAW tiene las siguientes ventajas:

1. Se puede obtener prácticamente cualquier respuesta en amplitud y fase.
2. En contraste con otros filtros, las características de frecuencia se obtienen mediante el diseño de los transductores que permanecen fijos después de la fabricación de modo que exhiben una alta estabilidad y no se desentonan.
3. Como la fabricación de estos dispositivos usa la técnica de circuitos integrados son relativamente económicos.

El diseño de un filtro SAW inicia con las especificaciones que debe cumplir, incluyendo una descripción del comportamiento eléctrico y mecánico y los requisitos de confiabilidad del dispositivo. En la figura 20 se muestran las principales especificaciones de un filtro pasabanda.

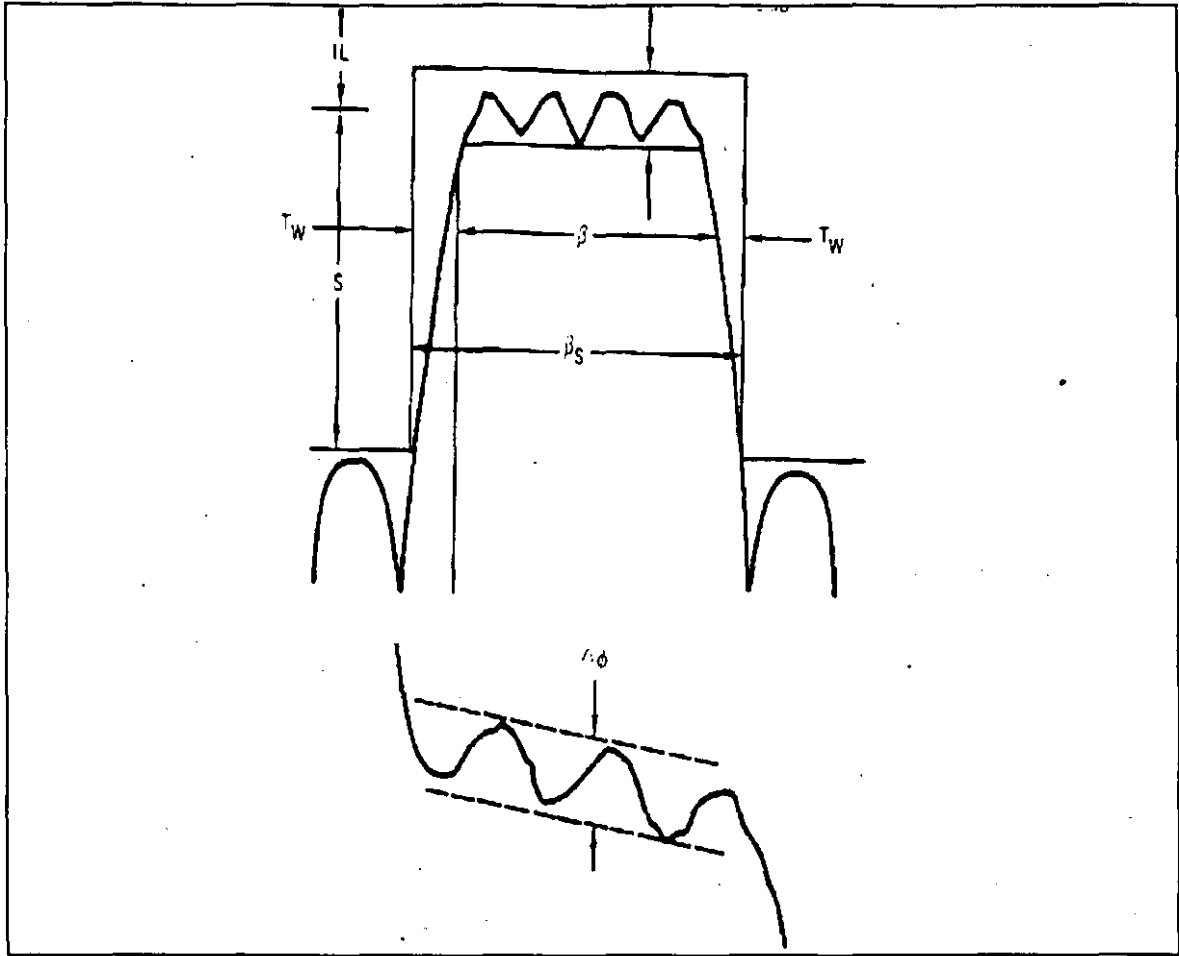


FIGURA 20

La frecuencia central del filtro la define aproximadamente la frecuencia de resonancia del transductor, está determinada por la velocidad de la onda acústica y la periodicidad de los electrodos (longitud de onda resonante). La mayoría de los materiales SAW tienen velocidades en el rango de 3 a 4 Km/s, mientras que la frecuencia de resonancia de los electrodos está determinada por el espaciamiento entre los electrodos que a su vez depende de la finesa de la fabricación. Por métodos litofotográficos es posible obtener resoluciones hasta de  $10^{-6}$  m. Si la relación de muestreo del transductor es  $4f_0$  (usando electrodos dobles), la mínima longitud de onda resonante es  $8 \times 10^{-6}$  por lo que la frecuencia máxima central dada por:

$$f_{m\acute{a}x} = \frac{v_{SAW}}{\lambda_0} \quad [81]$$

es de 375 a 500 MHz. Frecuencias centrales mayores pueden obtenerse si se seleccionan relaciones de muestreo menores como  $3f_0$  o  $2f_0$  o mejores técnicas litográficas.

El ancho de banda del filtro SAW puede diseñarse entre .1 y 50 % de la frecuencia central.

Una característica importante en el filtro es el factor de forma, que es la relación entre la respuesta en amplitud y la frecuencia. De acuerdo con la figura 20, el factor de forma está dado por:

$$F.F. = \frac{\beta_s}{\beta} \geq 1 \quad [82]$$

el factor de forma determina el ancho de transición  $T_w$  y el nivel de la banda de rechazo, que a su vez afecta la longitud del transductor, niveles de rechazo típicos son entre 40 y 60 dB.

La pérdida de inserción en un filtro SAW es alta, en comparación con otros filtros y depende principalmente de los transductores usados, de la posibilidad de sintonía externa y del comportamiento con la temperatura. Para una configuración típica se pueden tener pérdidas de inserción entre 15 y 40 dB, aunque se pueden obtener filtros con 10 dB de inserción con anchos de banda angostos (menor de 2%) y factores de forma pequeños (mayor de 2).

El tiempo de retraso es un factor importante en un filtro SAW, que exhiben un tiempo fijo  $T_0$  que está inversamente relacionado con su ancho de banda, valores típicos oscilan entre  $100 \times 10^{-9}$  y  $10^{-6}$  segundos.

Un filtro SAW requiere usualmente operar a impedancias de 50 o 75 Ohms. La impedancia natural del filtro es usualmente compleja con parte imaginaria capacitiva, por lo que se acostumbra entonar el transductor. Para filtros de banda angosta, un diseño apropiado de los transductores no afecta la respuesta total del filtro y es posible obtener VSWR del orden de 2:1 en la banda de trabajo. En la figura 21 se presenta un diagrama de un filtro SAW típico.

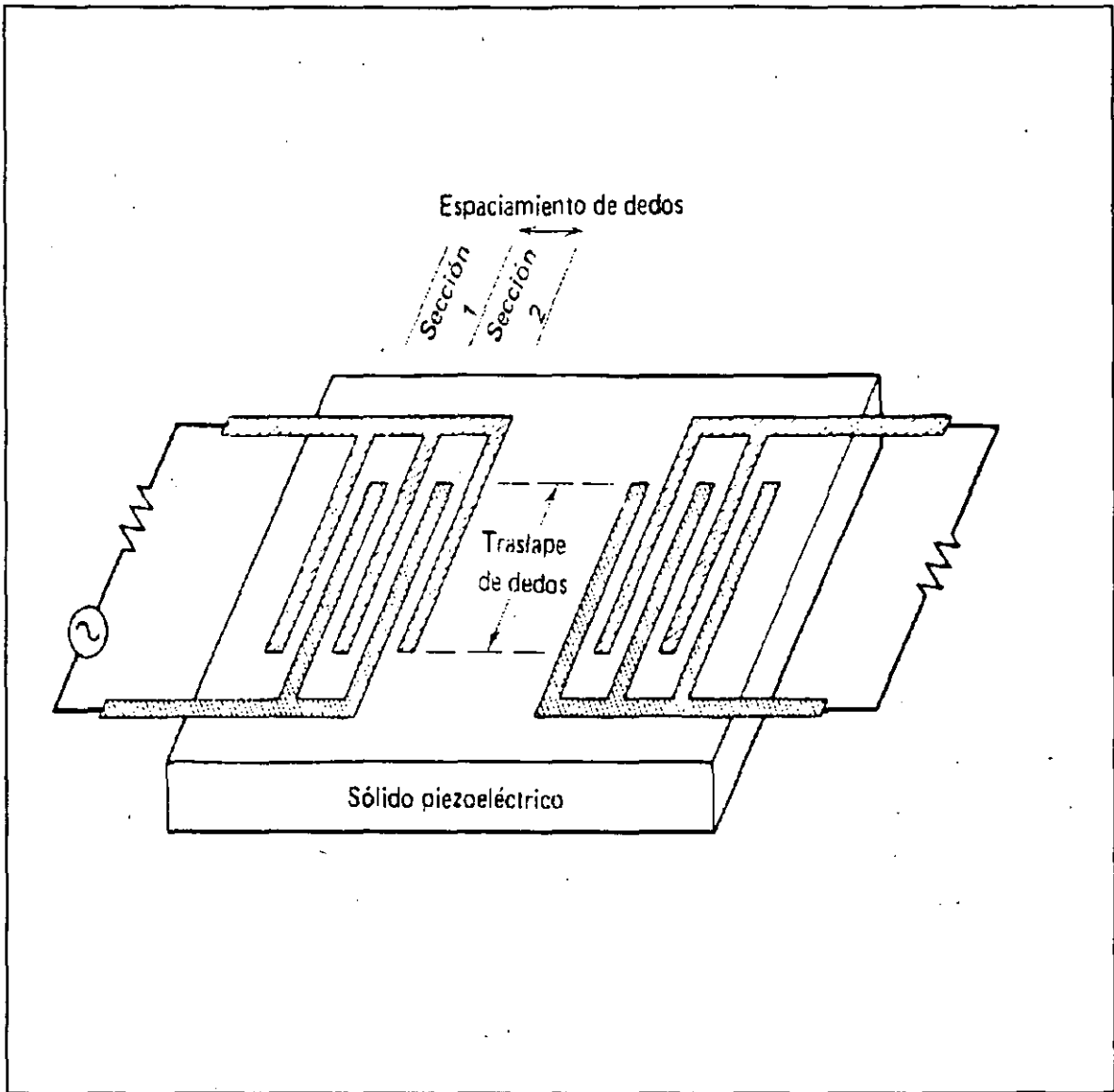


FIGURA 21



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

# **ANTENAS DE MICROONDAS**

**M O D U L O : 4**

**M.C. JORGE SOSA PEDROZA**

**MEXICO D.F., 1995**

## PARAMETROS DE ANTENAS

Las antenas y los sistemas de antenas pueden ser caracterizados por un conjunto de parámetros que las diferencian entre sí y que pueden servir de base para seleccionar la más adecuada, para alguna aplicación particular.

En esta sección se definirán los parámetros más importantes aplicables a antenas.

### **PATRON DE RADIACION.**

El patrón de radiación es una gráfica, usualmente en papel polar que muestra la forma en que el campo eléctrico (o el magnético) varía con el ángulo  $\theta$  o el ángulo  $\phi$  de las coordenadas esféricas. Físicamente, el patrón de radiación representa la distribución de la energía del campo electromagnético en el espacio.

En general, la intensidad de campo eléctrico de cualquier antena puede representarse por:

$$E = K \cdot F(\theta, \phi) \quad (\text{II.4.60})$$

donde  $F(\theta, \phi)$  es una función de  $\theta$ , de  $\phi$ , o de ambas que pueden tabularse para  $\theta$  o para  $\phi$ .

En teoría de antenas se conoce a  $F(\theta, \phi)$ , como la amplitud normalizada del patrón direccional de la antena que se define como la relación de la magnitud de la intensidad de campo en la zona de radiación, en una dirección determinada, a la magnitud de la

intensidad de campo en la zona de radiación en la dirección de máxima radiación.

Como ejemplo, grafiquemos el patrón de radiación de un elemento de corriente. La expresión del campo eléctrico es:

$$E_{\theta} = - \frac{Idl\omega \text{ Sen}\theta}{4\pi\epsilon r v^2} \text{ Sen}\omega\left(t - \frac{r}{v}\right) \quad (\text{II.4.61})$$

De la ecuación (II.4.61) es claro que:

$$K = - \frac{Idl\omega}{4\pi\epsilon r v^2} \text{ Sen}\omega\left(t - \frac{r}{v}\right)$$

$$F(\theta, \phi) = \text{Sen}\theta \quad (\text{II.4.1.62})$$

La tabla II.4.2 muestra los valores obtenidos para diferentes valores de  $\theta$  y en la figura II.4.10 se gráfica el patrón de radiación para  $\theta$ .

TABLA II.4.2

$F(\theta, \phi)$	$\theta$	$F(\theta, \phi)$	$\theta$	$F(\theta, \phi)$	$\theta$
0	0	0.866	60	0.766	130
0.174	10	0.94	70	0.643	140
0.342	30	0.985	80	0.5	150
0.5	20	1	90	0.342	160
0.643	40	0.985	100	0.174	170
0.766	50	0.94	110	0	180
		0.866	120		

Como  $F(\theta, \phi)$ , no depende de  $\phi$ , como muestra la ecuación (II.4.62) es evidente que la función es constante para cualquier valor de  $\phi$  y el patrón de radiación es un círculo.

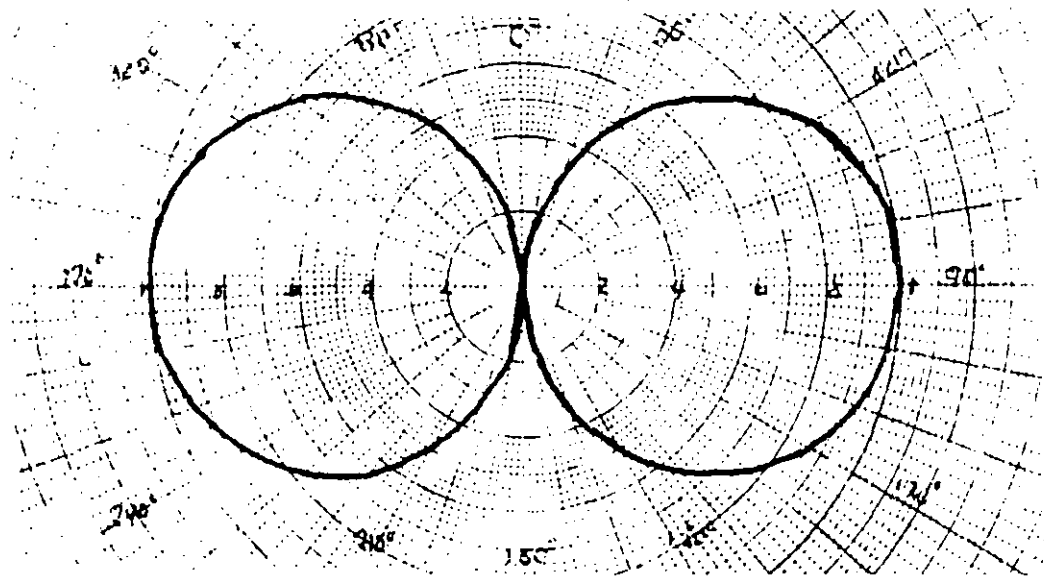


Figura II.4.10

Si se combinan los dos patrones de radiación (para  $\theta$  y  $\phi$ ) se obtendrá el patrón volumétrico de campo como indica la figura II.4.11, como se observa, la distribución del campo eléctrico es una superficie en revolución, es decir: el patrón de radiación en  $\theta$  girado  $360^\circ$ .



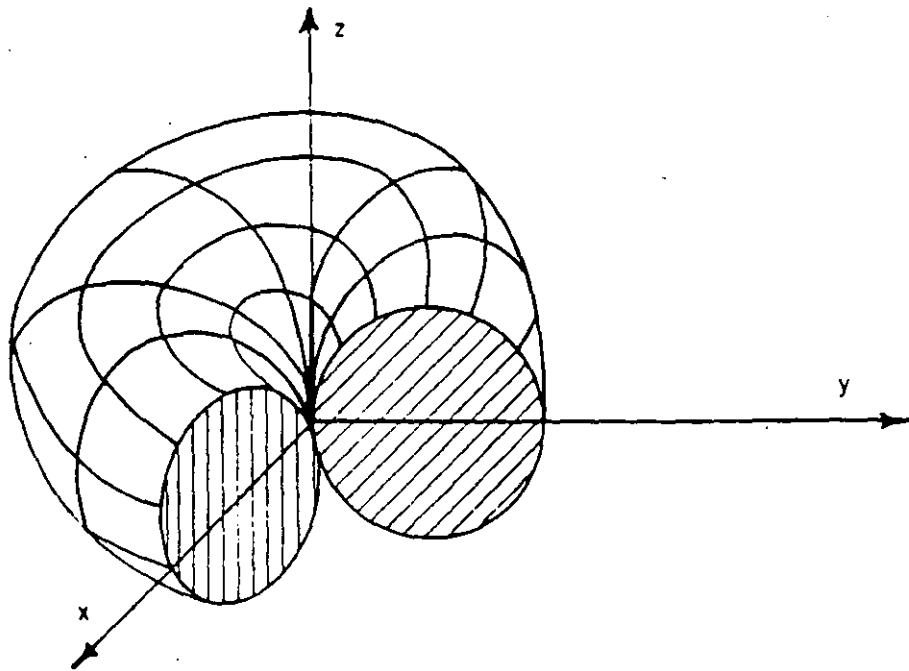


Figura II.4.11

Grafiquemos ahora el patrón de radiación para una antena de  $L = \lambda/2$  . La tabla II.4.3 muestra los valores.

$$F(\theta, \phi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta}$$

TABLA II.4.3

$F(\theta, \phi)$	$\theta$	$F(\theta, \phi)$	$\theta$	$F(\theta, \phi)$	$\theta$
0	0	0.816	60	0.695	130
0.137	10	0.914	70	0.559	140
0.277	20	0.978	80	0.418	150
0.418	30	1	90	0.277	160
0.559	40	0.978	100	0.137	170
0.695	50	0.914	110	0	180
		0.816	120		

La figura II.4.12 muestra el patrón de radiación para  $\theta$ . El patrón de radiación para  $\phi$  es nuevamente una constante.

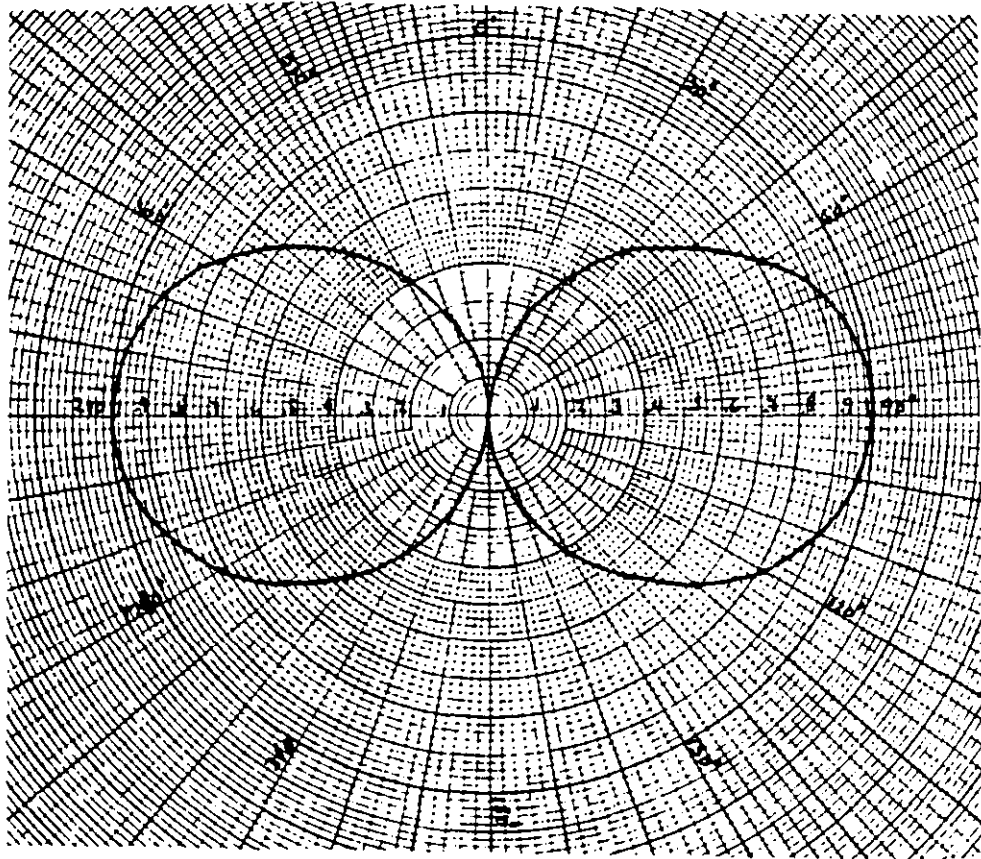


Figura II.4.12

En la figura II.4.13 se observa el patrón de radiación para varias antenas de onda progresiva obtenida a partir de la expresión del campo para esta antena, siguiendo el procedimiento anterior.

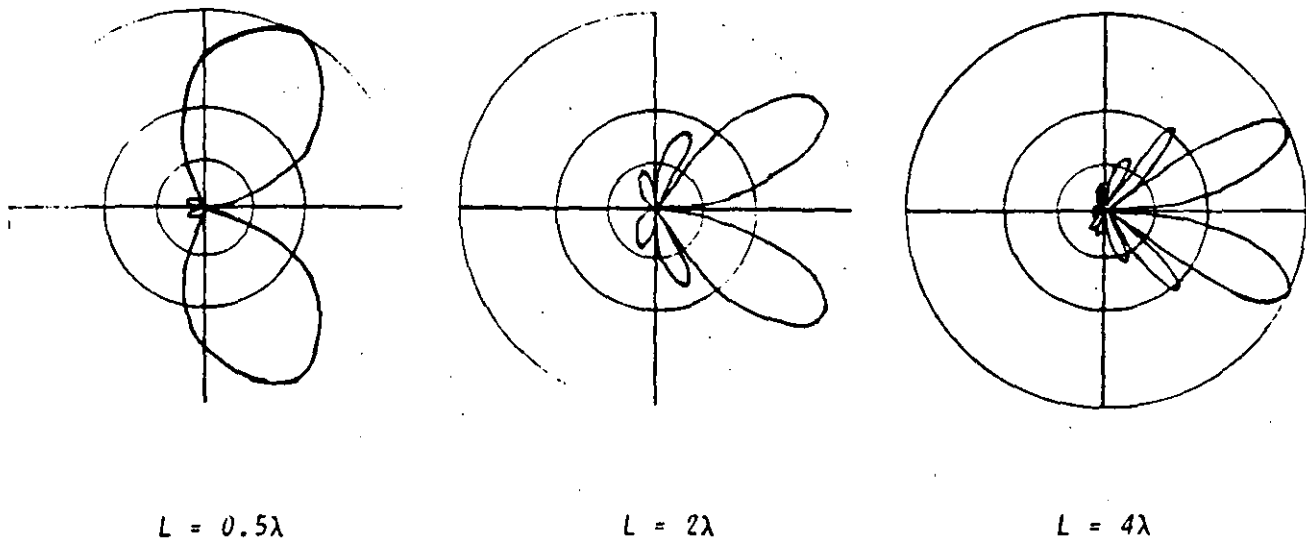


Figura II.4.13

### GANANCIA

Se define ganancia de una antena como la relación entre la densidad de potencia radiada en un cierto punto y la densidad de potencia radiada en el mismo punto por una antena de referencia.

$$G = \frac{P}{P_r} \tag{II.4.63}$$

Es claro que la antena de referencia puede ser cualquiera, sin embargo, es necesario especificar la clase de antena de que se trate.

La ganancia también puede expresarse como la relación entre los campos de radiación en la siguiente forma:

$$G = \frac{E^2}{E_r^2} \quad (\text{II.4.64})$$

Usualmente la ganancia de una antena se expresa en Db en la siguiente forma:

$$G_{dB} = 10 \log \frac{P}{P_r} = 20 \log \frac{E}{E_r} \text{ dB} \quad (\text{II.4.65})$$

**GANANCIA DIRECTIVA.** Cuando la antena de referencia es un radiador isotrópico, la relación entre las densidades de potencia se llama ganancia directiva.

Un radiador isotrópico es una antena hipotética que tiene la facultad de radiar igualmente en todas direcciones, tal facultad implica que la potencia radiada se distribuye uniformemente en el espacio y por tanto, el patrón de radiación para  $\theta$  y para  $\phi$  son omnidireccionales; bajo estas condiciones la potencia radiada está distribuida uniformemente en el área de una esfera, es decir:

$$P_r = \frac{E_r^2}{4\pi r^2} \quad (\text{II.4.66})$$

Por lo anterior, la ganancia directiva es:

$$G_D = \frac{P}{\frac{W_T}{4\pi r^2}}$$

6

$$G_D = \frac{P}{W_T} 4\pi r^2 \quad (\text{II.4.67})$$

Una definición, considera que la ganancia **directiva** es la relación entre la densidad de potencia de la antena y la densidad de potencia promedio, que implica que la potencia radiada se distribuye uniformemente en el espacio. Esta definición alternativa, da el mismo resultado indicado en las ecuaciones (II.4.66) y (II.4.67).

**Ejemplo:** Calcular la ganancia directiva de una antena de  $\lambda/2$ .

$$P = \frac{E^2}{2^n} = \frac{(60)^2 (\sqrt{2} I_{ef})^2}{2 \times 377 r^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}^2 \theta} = 9.55 I_{ef}^2 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{r^2 \text{Sen}\theta}$$

$$W_T = 73 I_{ef}^2$$

$$G_D = \frac{955 I_{ef}^2}{73 I_{ef}^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{r^2 \text{Sen}\theta} = 1.64 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}^2\theta} \quad (\text{II.4.68})$$

**Ejemplo:** Calcular la ganancia directiva de un elemento de corriente.

$$P = \frac{I^2 dl^2 \omega^2}{32\pi^2 \epsilon v^3 r^3} \text{Sen}^2\theta$$

$$W_T = \frac{I^2 dl^2 \omega^2}{12\pi \epsilon v^3}$$

$$G_D = \frac{\frac{I^2 dl^2 \omega^2}{32\pi^2 \epsilon v^3} \text{Sen}^2\theta}{\frac{I^2 dl^2 \omega^2}{12\pi \epsilon v^3}} 4\pi r^2 = 1.5 \text{Sen}^2\theta \quad (\text{II.4.69})$$

Como se observa de los dos ejemplos anteriores, la ganancia directiva es función del ángulo  $\theta$ , físicamente esta dependencia implica que la ganancia no es la misma en todas direcciones, es decir, la densidad de potencia radiada por la antena puede ser mayor, menor o igual que la densidad de potencia radiada por el radiador isotrópico; la figura II.4.14 representa la gráfica polar de las ecuaciones (II.4.68) y (II.4.69) y de la ganancia directiva de un radiador isotrópico ( $G_D = 1$ ). La figura II.4.14 se explica por sí misma, representa la distribución de energía en el espacio para los tres radiadores. Como se observa la antena de  $\lambda/2$  tienen la facultad de concentrar más la energía y por tanto, radía 1.64

más en la dirección de máxima radiación ( $\theta = 90^\circ$ ) que el radiador isotrópico.

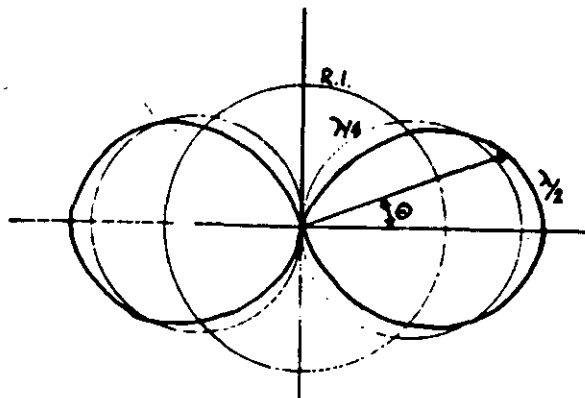


Figura II.4.14

Usualmente las antenas se dirigen en la dirección de máxima radiación o máxima recepción por lo que un término muy útil es el valor máximo de la ganancia directiva que se conoce como directividad.

$$D = G_{Dm\acute{a}x} \tag{II.4.70}$$

De las ecuaciones (II.4.68) y (II.4.69), vemos que para una antena de  $L = \lambda/2$  :  $D = 1.64$  y para una antena corta:  $D = 1.5$ , en ambos casos la dirección de máxima radiación es  $\theta = 90^\circ$ . La

directividad de 1.64 indica que la antena de  $L = \lambda/2$  radía 1.64 veces más energía que el radiador isotrópico en la dirección de máxima radiación. La tabla II.4.4 indica la ganancia directiva y directividad para algunas antenas.

**TABLA II.4.4**

ANTENA	GANANCIA DIRECTIVA	D	D <sub>dB</sub>	$\theta_{m\acute{a}x}$
Radiador Isotrópico	1	1	0	
Antena corta	$1.5 \text{ Sen}^2\theta$	1.5	1.76	$90^\circ$
Antena $L=\lambda/2$	$1.64 \frac{\text{Cos}^2\left(\frac{\pi}{2} \text{Cos}\theta\right)}{\text{Sen}^2\theta}$	1.64	2.15	$90^\circ$
Antena $L=\lambda$	$0.603 \left  \frac{\text{Cos}(\pi \text{Cos}\theta) + 1}{\text{Sen}\theta} \right ^2$	2.41	3.82	$90^\circ$
Antena de Onda Progresiva $L=2\lambda$	$\frac{.36 \text{Sen}^2\theta  1 - \text{Cos}4\pi(1 - \text{Cos}\theta) }{(1 - \text{Cos}\theta)^2}$	5.97	7.76	$35^\circ$



## RELACION ENTRE GANANCIA Y DIRECTIVIDAD

El problema de definir la directividad en función de un radiador isotrópico, es que no puede ser obtenida por mediciones, por la imposibilidad de construir la antena de referencia, por lo que para obtener la directividad de una antena, se mide primero su ganancia respecto a una antena patrón usualmente en dipolo de  $\lambda/2$ , la directividad se puede obtener de la siguiente forma:

De la ecuación II.4.63

$$G = \frac{P}{P_r}$$

además:

$$\frac{P_{m\acute{a}x}}{P_{ri}} = D_r \quad \delta \quad P_{m\acute{a}x} = P_{ri} D_r$$

donde  $P_{ri}$  es la densidad de potencia del radiador isotrópico.

Entonces.

$$G = \frac{P}{P_{ri} D_r} = \frac{D}{D_r}$$

y

$$D = G D_r$$

(II.4.71)

La ecuación (II.4.71) indica que la directividad de cualquier

antena es igual al producto de su ganancia respecto a cualquier antena de referencia y la directividad de la misma.

Si la antena de referencia es un dipolo de  $\lambda/2$ ,  $D_r = 1.64$  y entonces

$$D = 1.64 G$$

**Ejemplo:** Determinar la directividad de una antena cuya ganancia respecto a un dipolo de  $\lambda/2$  es 5 Db.

$$G = \text{Antilog} \frac{5}{10} = 3.16$$

y

$$D = 3.16 \times 1.64 = 5.18$$

$$D = 7.1 \text{ dB}$$

### **EFICIENCIA**

Se define la eficiencia de una antena como la relación entre la potencia radiada y la potencia de alimentación.

$$\epsilon = \frac{W_r}{W_A} \quad (\text{II.4.72})$$

No toda la potencia de alimentación de una antena se convierte en potencia electromagnética radiada, por el contrario, parte de

esa potencia se convierte en calor por efecto Joule, debido a que el conductor que forma la antena tiene una resistencia óhmica propia. La potencia de alimentación por tanto, es igual a la suma de la potencia radiada por la antena y la potencia perdida principalmente en forma de calor, es decir:

$$W_A = (R_r + R_p) I_{ef}^2$$

por lo que

$$\epsilon = \frac{R_r I_{ef}^2}{(R_r + R_p) I_{ef}^2} = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (\text{II.4.73})$$

En un sistema de comunicaciones es importante mantener una eficiencia lo más alta posible utilizando tan buenos conductores como lo permitan las condiciones mecánicas y de costos.

## II.4.2 ANTENAS EN REGIMEN DE RECEPCION

### PRINCIPIO DE RECIPROCIDAD

La impedancia que presenta una antena a una línea de transmisión puede obtenerse de la representación de la antena por una red de dos terminales. Esto es particularmente útil en el diseño de un sistema de transmisión o de recepción puesto que en esos casos se considera a la antena precisamente como una impedancia de dos terminales.

La impedancia de una antena es en general un número complejo; la parte real de este número se denomina autoresistencia; que es precisamente la resistencia de radiación de la antena, mientras que la parte imaginaria recibe el nombre de autoreactancia.

Si la antena está aislada, lo que equivale a decir que se encuentra lejos de tierra y de otros objetos y demás no tienen pérdidas, su impedancia terminal es la autoimpedancia de la misma. La autoimpedancia de una antena es la misma para recepción y transmisión.

En caso de que existan objetos cercanos, como otras antenas, la impedancia terminal puede representarse también por un sistema de dos terminales pero el valor de ésta queda determinado no sólo por la autoimpedancia sino también por las impedancias mutuas entre antenas, así como por la relación entre corrientes que fluyen en éstas.

Una herramienta extremadamente útil en el análisis del problema de la determinación de la impedancia de una antena es el teorema de reciprocidad que al generalizarse a la teoría de antenas establece que:

Si se aplica un fem a las terminales de una **antena A** y se mide la corriente, en las terminales de una **antena B**, se **obtendrá** la misma lectura de corriente (en amplitud y **en fase**) en las terminales de la **antena A** si se aplica la **misma fem** en las terminales de **B**. Este teorema se ilustra en la **figura II.4.15**.

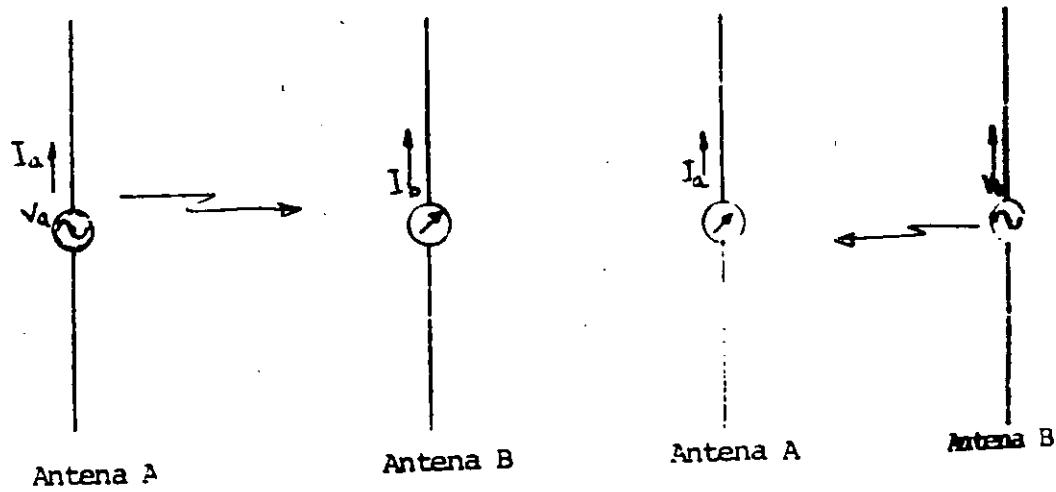


Figura II.4.15

Ahora bien, si  $V_a = V_b$ , entonces de acuerdo con el teorema de reciprocidad  $I_a = I_b$  y además:

$$\frac{V_a}{I_b} = Z_{ab} = \frac{V_b}{I_a} = Z_{ba} \quad (II.4.74)$$

Un método alternativo aproximado para calcular la impedancia de una antena es el denominado método de la fem inducida en el que el campo eléctrico  $E_z$ , producido paralelo a la antena por una

distribución de corriente conocida (o supuesta), se utiliza para calcular el voltaje  $E_z$  inducido en cada elemento diferencial de la longitud  $d_z$  de la antena. Empleando el teorema de reciprocidad se determina el voltaje en las terminales de la antena.

Aunque originalmente, este método se introdujo para el cálculo de la resistencia de radiación, también puede emplearse para calcular impedancias mutuas entre antenas o la de una sola antena, ya que hace uso de los campos cercanos a la antena.

## LONGITUD EFECTIVA

Se define la longitud efectiva de una antena como la longitud de un radiador hipotético con distribución uniforme de corriente de magnitud  $I(0)$  que radía la misma intensidad de campo en la dirección de máxima radiación.  $I(0)$  es la corriente en las terminales de la antena real.

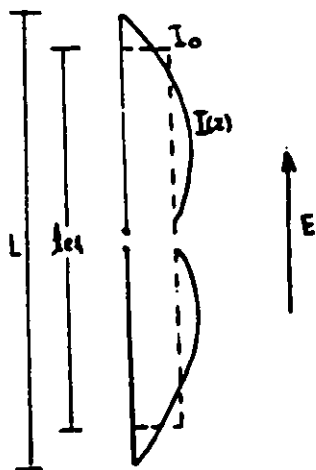


Figura II.4.16

La longitud efectiva de una antena, es el término usado para indicar la efectividad de la antena como radiador o colector de energía electromagnética. Debido a que la distribución de corriente en una antena no es uniforme cada punto de la antena no radía la misma energía, la longitud efectiva representaría un promedio de distribución de corriente para cada uno de esos puntos.

Para una antena transmisora, la longitud efectiva puede obtenerse de:

$$l_{ef} = \frac{1}{I(0)} \int_{-L/2}^{L/2} I(z) dz \quad (\text{II.4.75})$$

Para una antena de distribución senoidal de corriente.

$$I_z = I_m \text{Sen}\beta(H-z) \quad z > 0$$

$$I_z = I_m \text{Sen}\beta(H+z) \quad z < 0$$

Entonces para  $z = 0$

$$I(0) = I_m \text{Sen}\beta H$$

por lo que su longitud efectiva será

$$l_{ef} = \frac{1}{I_m \text{Sen}\beta H} \left[ \int_0^{L/2} I_m \text{Sen}\beta(H-z) dz + \int_{-L/2}^0 I_m \text{Sen}\beta(H+z) dz \right]$$

Integrando, sustituyendo límites y reagrupando se tiene:

$$l_{ef} = \frac{\lambda}{\pi} \left( \frac{\text{Cos}\beta H}{\text{Sen}\beta H} \right) \quad (\text{II.4.76})$$

Para una antena de media longitud de onda

$$l_{ef} = \frac{\lambda}{2} \quad (\text{II.4.77})$$



Esto implica que la longitud efectiva será igual a:

$$l_{ef} = \frac{2L}{\pi} = 0.637L \quad (\text{II.4.78})$$

ya que  $L = \frac{\lambda}{2}$ .

En las primeras etapas de desarrollo de la teoría de antenas, cuando se utilizaban antenas de frecuencias bajas, la longitud efectiva era uno de los parámetros principales ya que era necesario comparar antenas de construcción diferente de acuerdo a su potencia radiada. Pero a medida que las frecuencias útiles fueron aumentando y por tanto, la forma de las antenas fue cambiando para hacerlas más directivas, la longitud efectiva fue perdiendo importancia, pero su utilidad sigue siendo válida, ya que es posible definir una expresión general del campo eléctrico, en función de ella en la siguiente forma:

$$E = j \frac{n}{2\lambda} l_{ef} I_m \frac{e^{-j\beta r}}{r} F(\theta, \phi) \quad (\text{II.4.79})$$

ó

$$E = \frac{30\beta l_{ef} I_m e^{-j\beta r}}{r} F(\theta, \phi) \quad (\text{II.4.80})$$

Por ejemplo, para una antena corta cuya distribución de corriente es constante (la longitud efectiva de la antena es igual a su longitud física) el campo eléctrico es:

$$E = \frac{30 I_m L}{r} e^{-j\beta r} \text{Sen}\theta$$

Para una antena de media longitud de onda se tiene

$$E = \frac{30^n I_m 0.637L}{2\lambda} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta} = \frac{60I_m e^{-j\beta r}}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{Sen}\theta}$$

que es el resultado obtenido anteriormente.

En el caso más general, la longitud efectiva puede obtenerse a partir de la resistencia de radiación a partir de:

$$l_{ef} = \sqrt{\frac{R_r D}{\pi^n}} \lambda \quad (\text{II.4.81})$$

Calculemos ahora la longitud de un dipolo de  $\lambda/2$  utilizando la ecuación (II.4.81). Como sabemos:

$$D = 1.64 \quad R_r = 73 \Omega$$

entonces

$$l_{ef} = \sqrt{\frac{73 \times 1.64}{120 \pi}} \lambda = \frac{\lambda}{\pi}$$

ó

$$l_{ef} = \frac{2L}{\pi} = 0.637 L$$

Que es el valor obtenido en la ecuación (II.4.17). Para una antena de  $L = \lambda$  se obtiene:

$$l_{ef} = \sqrt{\frac{199 \times 2.41}{120\pi^2}} \lambda = \frac{2\lambda}{\pi} = 0.637L$$

En general, para cualquier antena de distribución senoidal de corriente:

$$l_{ef} = 0.63L \quad (\text{II.4.82})$$

La longitud efectiva es más importante cuando se aplica a antenas receptoras, desde este punto de vista:

$$l_{ef} = \frac{V_{ca}}{E} \quad (\text{II.4.83})$$

donde  $V_{ca}$  es el voltaje en circuito abierto en las terminales de la antena receptora. Como se observa de la ecuación, la longitud efectiva relaciona el campo eléctrico existente en el punto donde está colocada la antena con el voltaje en sus terminales.

Para cualquier antena el principio de reciprocidad es válido, es decir, los parámetros de una antena son independientes de su uso como receptora o transmisora, por lo tanto, es posible determinar la longitud efectiva a partir de la ecuación (II.4.81) y utilizar el resultado para obtener el voltaje en circuito abierto de la misma antena, usando la ecuación (II.4.83).

## AREA EFECTIVA

Otro término que tiene gran aplicación en la caracterización de antenas es el Area Efectiva que se define a partir de la antena usada como receptora. El área efectiva es la relación entre la potencia entregada por la antena a sus terminales y la densidad de potencia existente en el punto donde está colocada. Esta definición le da a la antena el carácter de transductor, es decir, convierte la energía electromagnética a su alrededor en energía eléctrica en sus terminales.

$$A_{ef} = \frac{W}{P} m^2 \quad (II.4.84)$$

Para que la transformación de energía sea como indica la ecuación (II.4.84) se requieren las siguientes condiciones:

- 1.- La antena debe entregar su energía a una carga acoplada de tal forma que no haya reflexiones.
- 2.- La antena transmisora y la receptora deben tener la misma polarización, o en otras palabras, la antena receptora debe tener la polarización del campo incidente.
- 3.- La antena debe tener una eficiencia del 100%, es decir, no debe tener pérdidas.

Como se observa de la ecuación (II.4.84), el área efectiva está vinculada con la magnitud de la potencia que la antena puede extraer de la onda electromagnética incidente, podríamos decir que es el área del frente de onda electromagnética de donde la antena puede extraer energía para entregarla a la carga acoplada, suponiendo que se cumplen las tres condiciones anteriores.

Utilizando el concepto de teoría de los circuitos, la máxima potencia posible entregada en la carga acoplada es:

$$W = \frac{V^2}{4R_r} \quad (\text{II.4.85})$$

La ecuación (II.4.85) representa la máxima potencia entregada bajo condiciones de máxima transferencia de energía y sin pérdidas en la antena. Sustituyendo (II.4.83) y (II.4.85) en (II.4.84) y considerando a V y E como valores efectivos, se tiene:

$$A_{ef} = \frac{V^2}{4PR_r} = \frac{l_{ef}^2 E^2}{4E^2 R_r} = \frac{l_{ef}^2}{4R_r} \quad (\text{II.4.86})$$

y sustituyendo (II.4.81) en (II.4.86)

$$A_{ef} = \frac{D\lambda^2}{4\pi} \quad (\text{II.4.87})$$

La ecuación (II.4.87) es uno de los postulados fundamentales de la teoría de antenas, como se observa relaciona la ganancia de la antena con su área efectiva. En la ecuación (II.4.87) se supone que la antena está dirigida en la dirección de máxima recepción; en el caso más general puede escribirse como:

$$A_{ef} = \frac{G_D \lambda^2}{4\pi} \quad (\text{II.4.88})$$

donde  $G_D$  representa la ganancia directiva de la antena. La tabla II.4.5, indica el área efectiva de algunas de las antenas más

comunes.

TABLA II.4.5

ANTENA	$A_{ef}$
Radiador Isotrópico	$\lambda^2/4\pi$
Antena corta	$\frac{3}{8} \lambda^2/\pi$
Antena $L=\lambda/2$	$\frac{1.64\lambda^2}{4\pi}$
Antena de O.P. $L=2\lambda$	$\frac{5.97\lambda^2}{4\pi}$
Antena $L=\lambda/2$ con reflector a $\lambda/4$	$\frac{5.5\lambda^2}{4\pi}$
Parábola de diámetro $d$	$\pi d^2 \quad d > \lambda$

Como se observa de la Tabla II.4.5, el área efectiva de una antena parabólica es igual a su área física, en general cuando las dimensiones de la antena son grandes en comparación con la longitud de onda, se cumple tal condición. Para el caso de arreglos de dipolos o dipolos con reflectores y directores, el área efectiva puede ser igual o un poco mayor que el área física.

**Ejemplo:** Determinar el área efectiva de un monopolo de 75 m que trabaja a una frecuencia de 1 MHz.

Como  $f = 1$  MHz,  $\lambda = 300$  y el monopolo es de  $H = \lambda/4$  su directividad será 1.64, entonces:

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

El resultado indica que la antena absorbe energía de la onda plana electromagnética, en un área de  $11.74 \times 10^3 \text{ m}^2$ . Podríamos suponer que esa área es un cuadrado de 108.35 m por lado.

#### FORMULA DE FRIIS

Con los conceptos expuestos hasta aquí, es posible determinar una fórmula sencilla de transmisión en el espacio libre que relacione la potencia radiada por una antena transmisora y la potencia recibida por una carga acoplada a una antena receptora. En principio consideramos que ambas antenas tienen una eficiencia de 100%.

La figura II.4.17 muestra el enlace entre la antena transmisora y la antena receptora. Es interesante señalar aquí que el carácter de transmisora o receptora, lo obtiene la antena del sistema que tiene conectado a sus terminales, y es claro que si se intercambian el transmisor y el receptor, el carácter de la antena igualmente se intercambiará.

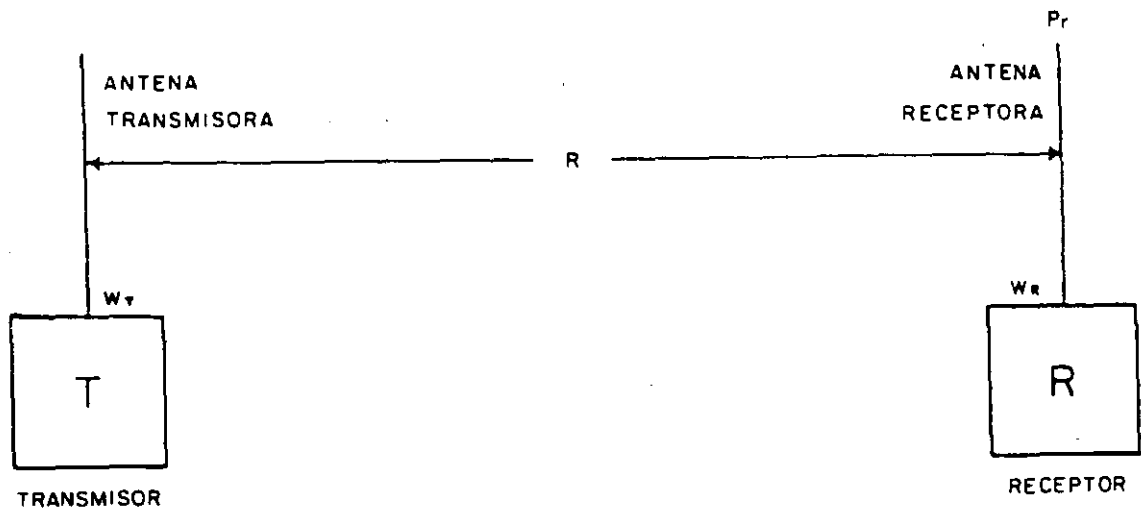


Figura II.4.17

Quando el transmisor se conecta a la antena T, ésta radia un campo electromagnético, produciendo una densidad de potencia P en el punto donde está colocada la antena receptora, la densidad de potencia producida es función de la ganancia directiva de la antena, de la potencia alimentada a la antena transmisora y de la distancia entre ambas antenas y puede expresarse usando la ecuación (II.4.67):

$$P = \frac{W_T G_T}{4\pi R^2} \quad (\text{II.4.89})$$



En la ecuación (II.4.89) usamos el término  $G_T$  para representar la ganancia directiva de la antena transmisora y por  $W_T$  la potencia total radiada, la cual es igual a la potencia del transmisor a la suposición de 100% de eficiencia.

La densidad de potencia existente en el punto donde está la antena receptora es convertida por ésta en una potencia  $W_R$  dada por la ecuación (II.4.84):

$$W_R = A_R P$$

entonces:

$$W_R = \frac{W_T A_R G_T}{4\pi R^2} \quad (\text{II.4.90})$$

ó también:

$$\frac{W_R}{W_T} = \frac{A_R G_T}{4\pi R^2} \quad (\text{II.4.91})$$

En (II.4.90) y (II.4.91)  $A_R$  representa el área efectiva de la receptora. Aplicando el principio de reciprocidad se puede escribir (II.4.91) en la forma alternativa siguiente:

$$\frac{W_R}{W_T} = \frac{A_T A_R}{4\pi R^2} \quad (\text{II.4.92})$$

Usando (II.4.88) en (II.4.92) se puede escribir también

$$\frac{W_R}{W_T} = \frac{A_T A_R}{\lambda^2 R^2} \quad (\text{II.4.93})$$

ó también:

$$\frac{W_R}{W_T} = \frac{G_T G_R \lambda^2}{16\pi^2 R^2} = \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (\text{II.4.94})$$

Las ecuaciones (II.4.91) a (II.4.94) se denominan relación de transferencia de potencia; expresan la fracción de la potencia de entrada de la antena transmisora que es captada por la antena receptora y entregada a una carga acoplada. De las cuatro ecuaciones, la más común es la (II.4.94) debido a que los fabricantes de antenas, caracterizan a las antenas, principalmente por su ganancia o mejor dicho por su directividad, en función de ésta la ecuación (II.4.94) se describe:

$$\frac{W_R}{W_T} = \frac{D_R D_T \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (\text{II.4.95})$$

La ecuación de transferencia de potencia tiene dos limitantes que es importante mencionarlas:

- 1.- Es una relación de campo lejano, es decir, se suponen un frente de onda plano, por lo tanto, no es aplicable si R es pequeña, comparada con las dimensiones de la antena. Sin embargo, se ha encontrado que el error puede ser despreciado si:

$$R \geq \frac{2d^2}{\lambda} \quad (\text{II.4.96})$$

donde (d) representa la máxima dimensión lineal de la antena, la ecuación (II.4.96), representa una diferencia

máxima de fase entre los campos, captados por diferentes puntos de la antena receptora de  $\lambda/16$ .

- 2.- La ecuación (II.4.95), está igualmente restringida a enlaces (transmisión-recepción) en el espacio libre es decir, comunicaciones en las que no existen obstáculos o reflexiones de ninguna especie que interfieran la comunicación.

Por otro lado, las ecuaciones de transferencia de potencia, suponen que las eficiencias de la antena transmisora y receptora son 100%, si este no es el caso, la ecuación (II.4.95) puede escribirse como:

$$\frac{W_R}{W_T} = \frac{D_R D_T \lambda^2}{(4\pi R)^2} \epsilon_T \epsilon_R \quad (\text{II.4.97})$$

Aunque se ha definido anteriormente la eficiencia para el caso de las antenas, es posible incluir en  $\epsilon_{fT}$  y  $\epsilon_{fR}$  en la ecuación (II.4.97), las eficiencias totales del sistema transmisor y receptor, es decir las pérdidas en la línea de transmisión, ya sea por atenuación o por acoplamiento y también las pérdidas en la antena.

### ATENUACION EN EL ESPACIO LIBRE

Un parámetro muy útil en antenas y propagación es la atenuación en el espacio libre ya que facilita los cálculos para el diseño de enlaces en comunicaciones; se define a partir de la ecuación (II.4.94) como:

$$\alpha = \frac{(4\pi R)^2}{\lambda^2} \quad (\text{II.4.98})$$

que puede escribirse como:

$$\alpha = \frac{(4\pi R)^2 f^2}{c^2} \quad (\text{II.4.99})$$

En la ecuación (II.4.99), se acostumbra definir R en Km y f en MHz por lo que:

$$\alpha = \frac{(4\pi)^2 (10^3)^2 (10^6)^2}{(3 \times 10^8)^2} f^2 R^2$$

entonces

$$\alpha = 1.75 \times 10^3 f^2 R^2 \quad (\text{II.4.100})$$

Expresado en dB tenemos:

$$\alpha = 10 \log 1.75 \times 10^3 + 10 \log f^2 + 10 \log R^2$$

o también:

$$\alpha = 32.4 + 20 \log f + 20 \log R \text{ dB} \quad (\text{II.4.101})$$

La importancia de la ecuación (II.4.101) radica en que aplicada a la ecuación (II.4.94), reduce el cálculo de la

transferencia de potencia a una simple suma, de la siguiente forma:

$$\frac{W_R}{W_T} = D_T + D_R - \alpha \quad (\text{II.4.102})$$

Por supuesto que todos los términos de (II.4.102) están expresados en dB. El cálculo se facilita aún más si en lugar de usar (II.4.101), para calcular  $\alpha$  se emplea el nomograma, muy utilizado en el diseño de enlaces de comunicaciones, que se muestra en la figura II.4.18.

**Ejemplo:** Determinar la directividad de las antenas que deben utilizarse en un enlace entre dos puntos separados una distancia de 30 Km. El transmisor tiene una potencia de 20 Watts y el receptor es capaz de recibir  $10^{-8}$  Watts, la frecuencia de operación es 300 MHz. Suponga que la ganancia de ambas antenas es la misma.

$$\frac{W_R}{W_T} = \frac{10^{-8}}{20} = 5 \times 10^{-10} = -93 \text{ dB}$$

Usando la ecuación (II.4.101) para  $\alpha$  e el nomograma de la figura II.4.18 se tiene:

$$\alpha = 111.48 \text{ dB}$$

Sustituyendo en la ecuación (II.4.102) y despejando

$$-93 + 111.8 = 2 D$$

$$D = 9.4 \text{ dB}$$

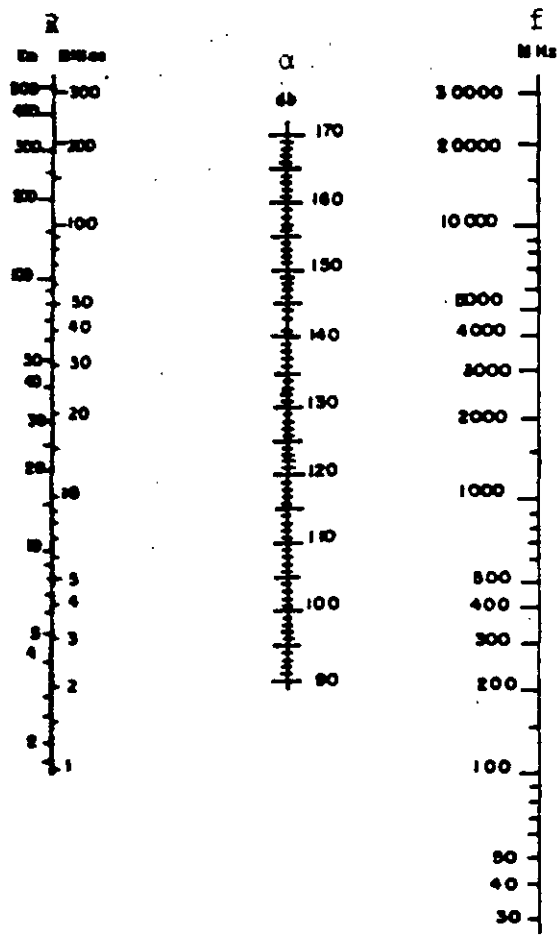


Figura II.4.18

## 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.

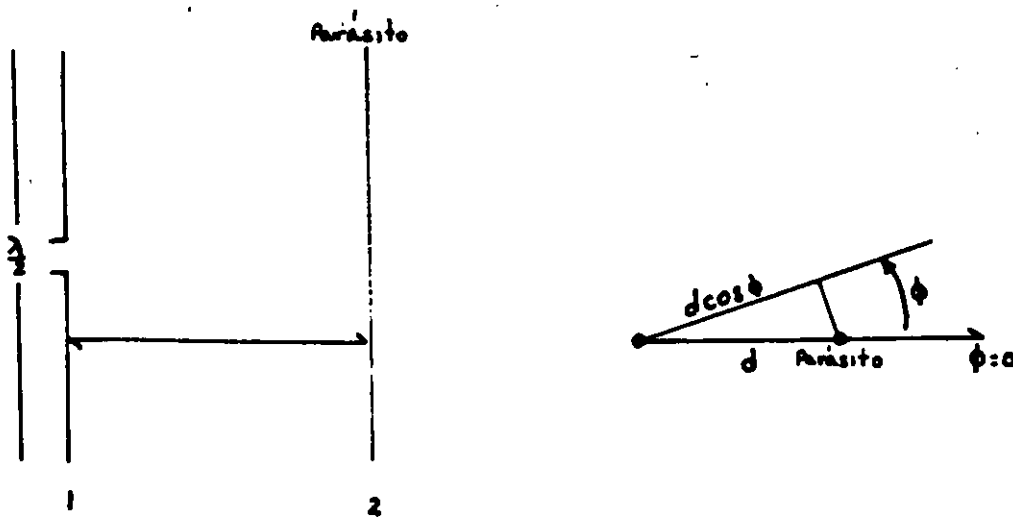


Figura II.4.33

Por facilidad se hará el análisis en el plano de  $\phi$ . Las corrientes pueden obtenerse a partir de las ecuaciones de ambos elementos:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \quad (\text{II.4.231})$$

$$0 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \quad (\text{II.4.232})$$

La corriente del elemento parásito se obtiene de (II.4.232):

$$I_2 = -I_1 \frac{Z_{21}}{Z_{22}} = I_1 \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} \underline{h} \quad (\text{II.4.233})$$

donde:

$$\alpha = \tau + \tau_{21} - \tau_{22} \quad \text{fase entre corrientes} \quad (\text{II.4.234})$$

$$h = \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} \quad \text{relación entre las magnitudes de corriente.} \quad (\text{II.4.3.235})$$

$$Z_{21} = R_{21} + jX_{21} \quad \text{Impedancia mutua}$$

$$Z_{22} = R_{22} + jX_{22} \quad \text{Autoimpedancia del parásito}$$

$$\tau_{21} = \tau y^{-1} \frac{X_{21}}{E_{21}}$$

$$\tau_{22} = \tau y^{-1} \frac{X_{22}}{E_{22}}$$

El campo producido por el arreglo estará dado por:

$$E_{\phi} = E_1 + E_2 = E_{\phi} (1 + k e^{j\psi}) \quad (\text{II.4.236})$$



o también:

$$E_{\phi} = \frac{60I_1}{r} (1 + k e^{j(\beta d \cos\phi + \alpha)}) \quad (\text{II.4.237})$$

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 ~~sum~~ sustituyendo (II.4.233) en (II.4.231) y dividiendo entre  $I_1$  para obtener  $Z_1$ .

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} Z_{12} \underline{\alpha} = Z_{11} + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} \underline{\alpha + \tau_{21}} \quad (\text{II.4.239})$$

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  $\theta = 90^\circ$ .

$$|E_{1/2}| = \frac{60I}{r} = \frac{60}{r} \sqrt{\frac{W}{R_{11}}} \quad (\text{II.4.241})$$

entonces:

$$G = \frac{W}{|E_{1/2}|^2} = \frac{R_{11}}{R_{11} + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} \cos(\pi + 2\tau_{21} - \tau_{22})}$$

$$\left\{ 1 + \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{22}|} - 2 \frac{|Z_{21}|}{|Z_{22}|} \cos(\beta d \cos\phi + \alpha) \right\}^{1/2} \quad (\text{II.4.242})$$

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 desentonado 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.

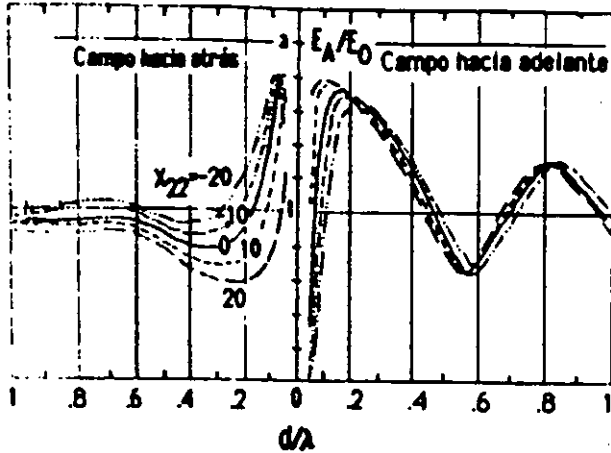
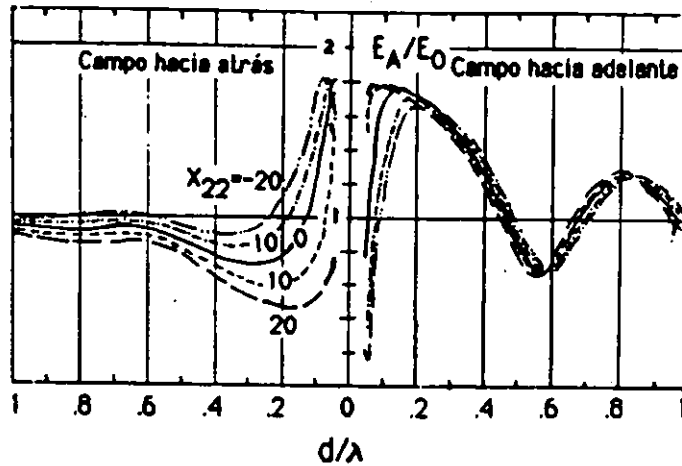


Figura II.4.34a

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  $E_d$  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.

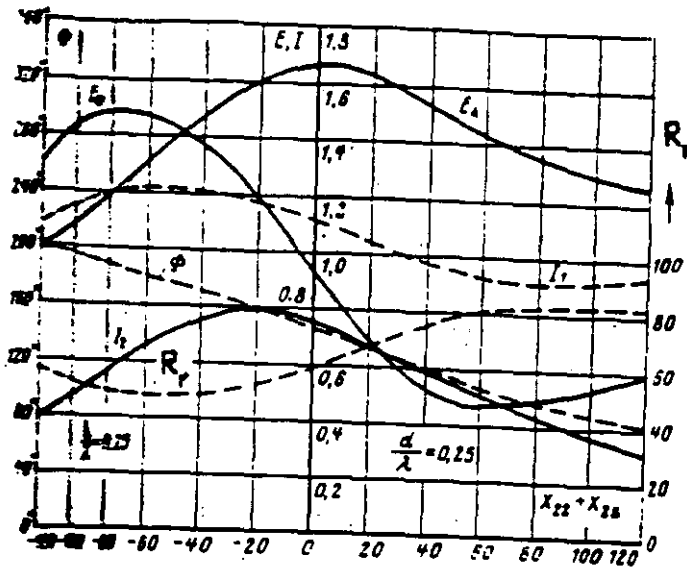


Figura II.4.35

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.

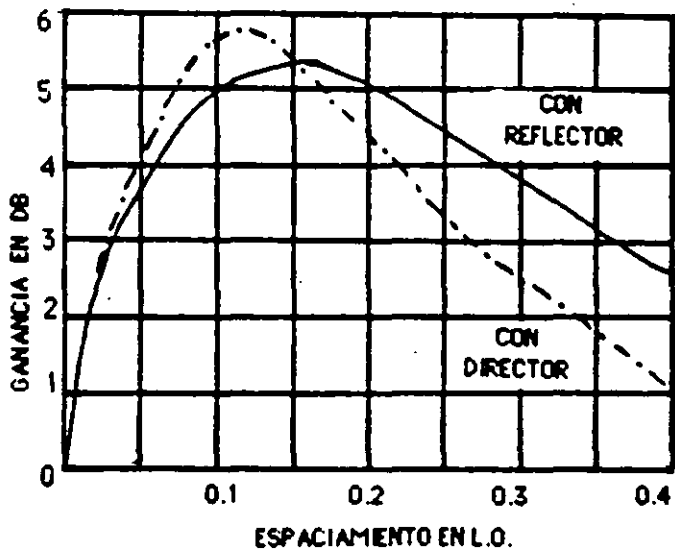


Figura II.4.36

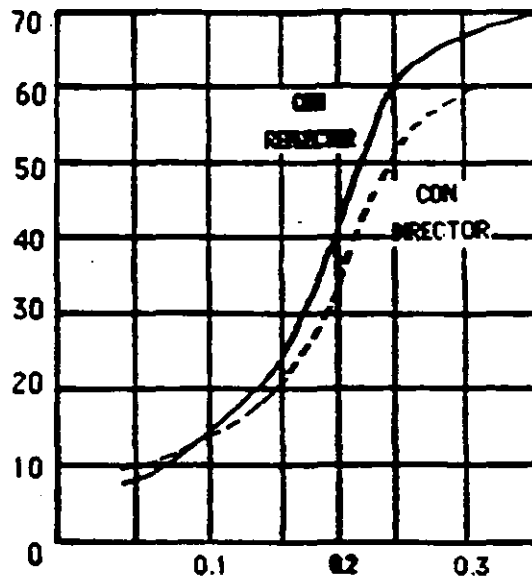


Figura II.4.37

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 uno o mas 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 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.



## 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.

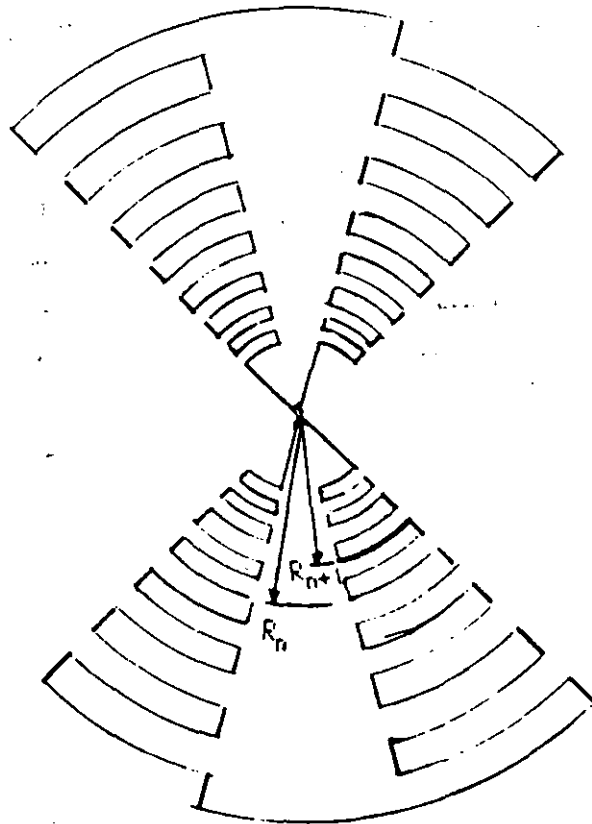


Figura II.4.39

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.

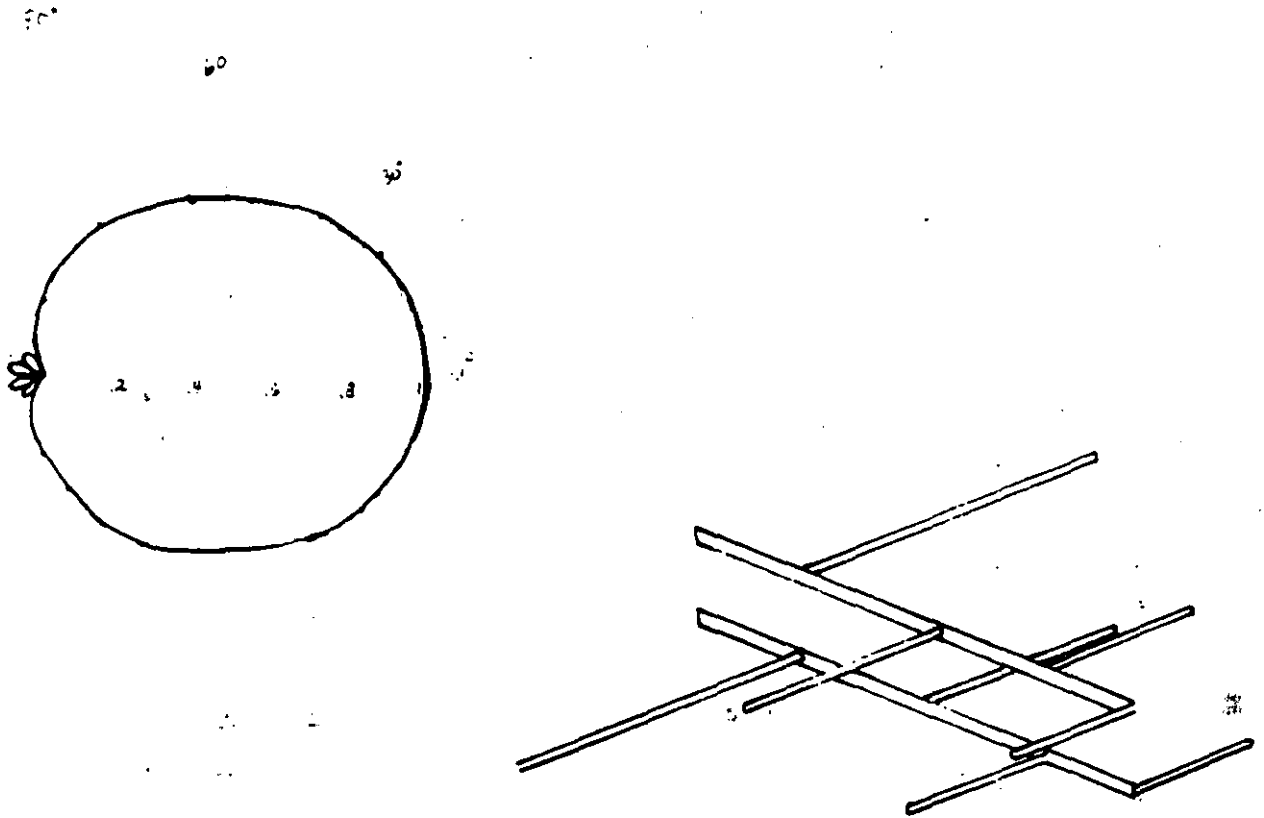


Figura II.4.40 .

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.

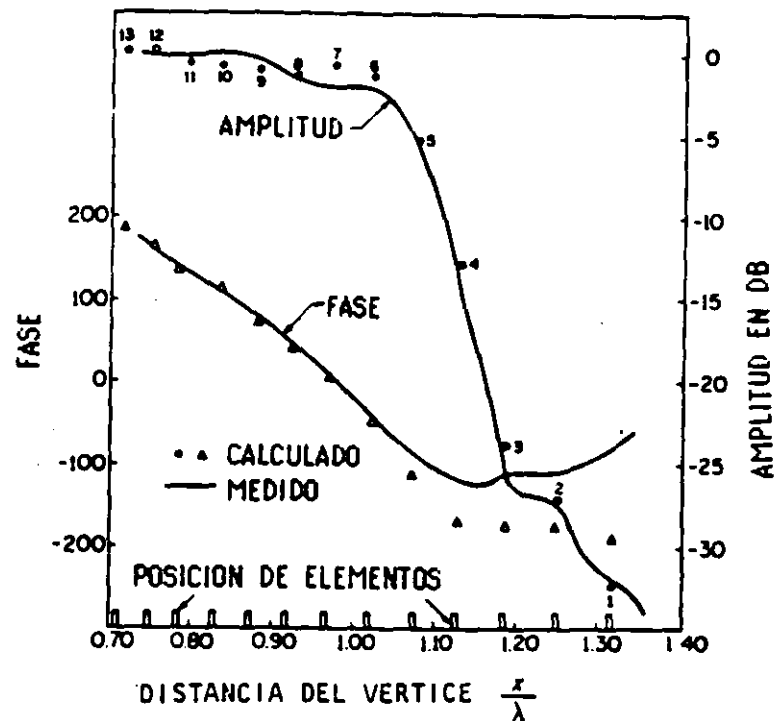


Figura II.4.41

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 las 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.

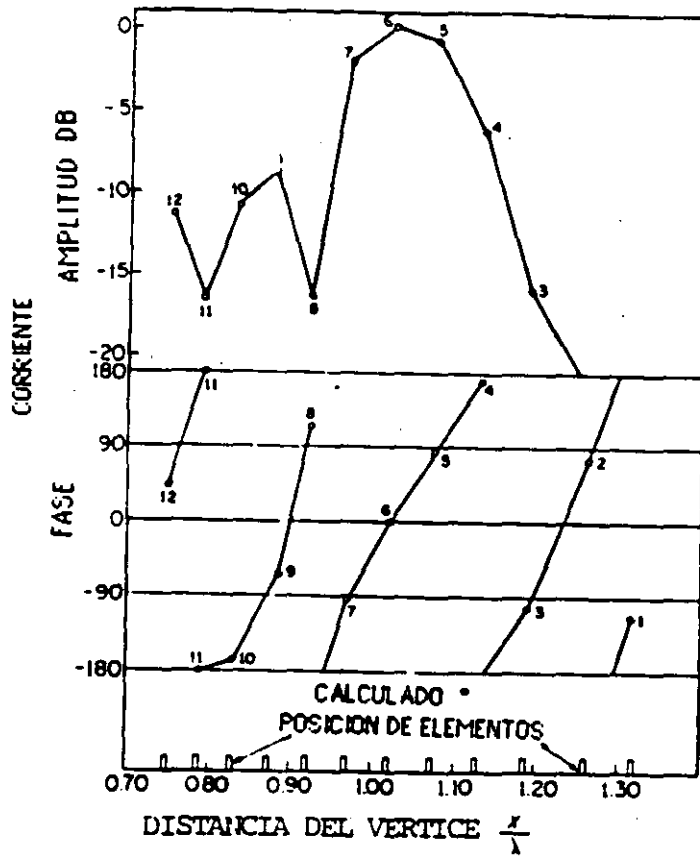


Figura II.4.42

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

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 la 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.

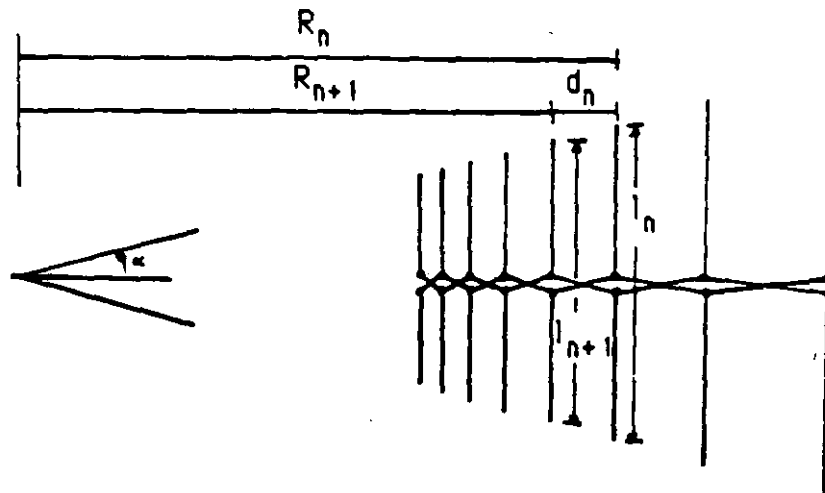


Figura II.4.43

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.

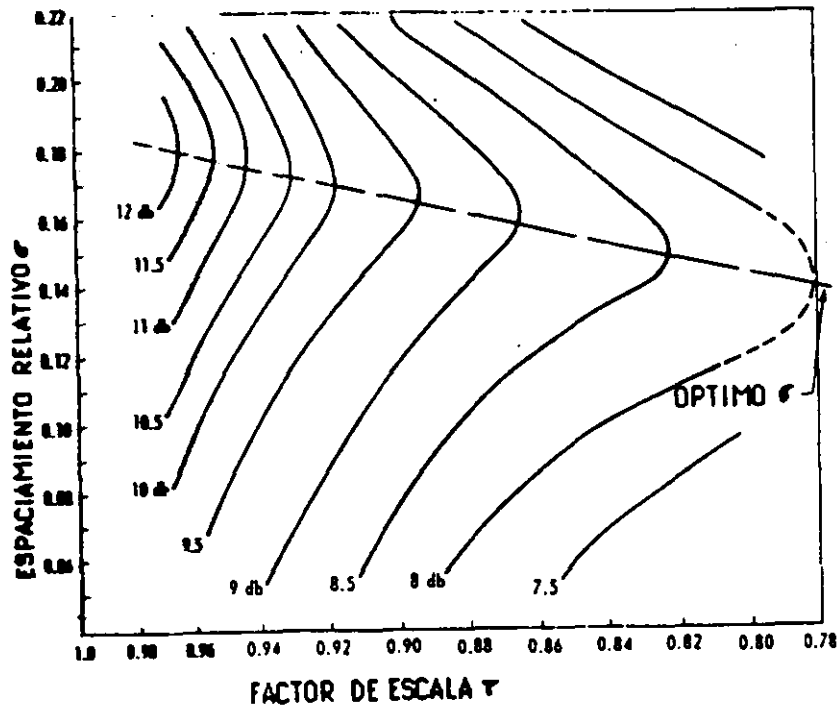


Figura II.4.44

De la figura II.4.44 se observa que para  $D = 9$  dB:

$$\begin{aligned} \tau &= 0.865 \\ \sigma &= 0.157 \end{aligned}$$

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 superior  $B_s$  que está relacionado al ancho de banda requerido por medio de:

$$B_s = B B_{ar} \quad (\text{II.4.249})$$

Al término  $B_{ar}$  se le conoce como ancho de banda de la región activa que se relaciona con  $\tau$  y  $\alpha$  en la forma:

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7 (1 - \tau)^2 \text{Ctg } \alpha \quad (\text{II.4.250})$$

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  $f_a = Bf_b$  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  $B_g$  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:

$$d_1 = 2\sigma l_1 = 2 \times 0.157 \times 1.225 = 0.384 \text{ m}$$

$$d_2 = 2\sigma l_2 = 2 \times 0.157 \times 1.06 = 0.332 \text{ m}$$

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:

$$Z_a = 120 \left( \ln \frac{b}{a} - 2.25 \right) \quad (\text{II.4.254})$$

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:

$$Z_a = 120 (\ln 100 - 2.25) = 282.6 \Omega$$

La impedancia de la línea, normalizada a  $R_0$  (impedancia de entrada requerida), se determina utilizando la gráfica de la figura II.4.45.

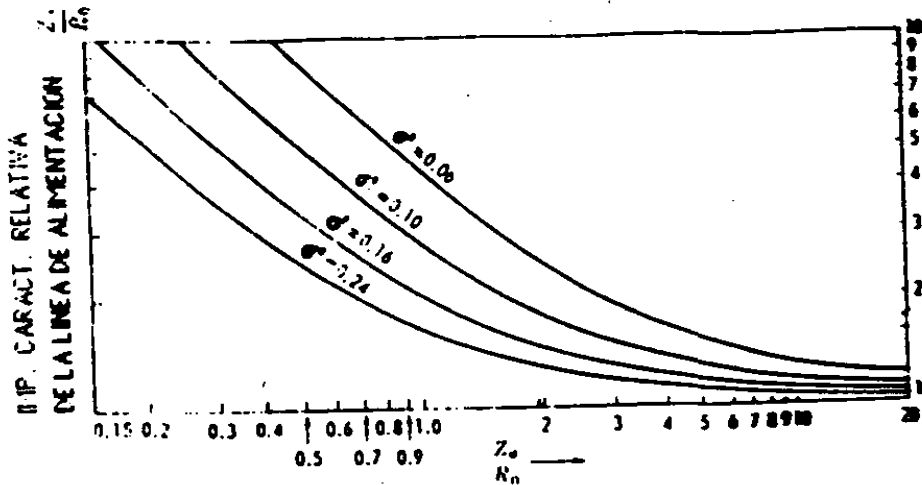


Figura II.4.45

El parámetro  $\sigma'$  de la figura II.4.45 se conoce como espaciamento medio relativo el cual toma en cuenta la variación de la carga que cada elemento presente en la línea de alimentación. Este espaciamento está definido por:

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\tau^{1/2}} \quad (\text{II.4.255})$$

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.

## ANTENAS HELICOIDALES

### GEOMETRIA DE LA HELICE Y MODOS DE OPERACION

Una antena helicoidal es un radiador no lineal que consiste de un conductor devanado en la forma de una cuerda de tornillo con un plano conductor en uno de sus extremos que sirve como plano reflector, cuyas dimensiones deben ser por lo menos de media longitud de onda de diámetro. Usualmente se alimenta por medio de una línea coaxial con el conductor central conectado a la hélice y el conductor exterior conectado al plano de tierra, como muestra la figura 2.1.

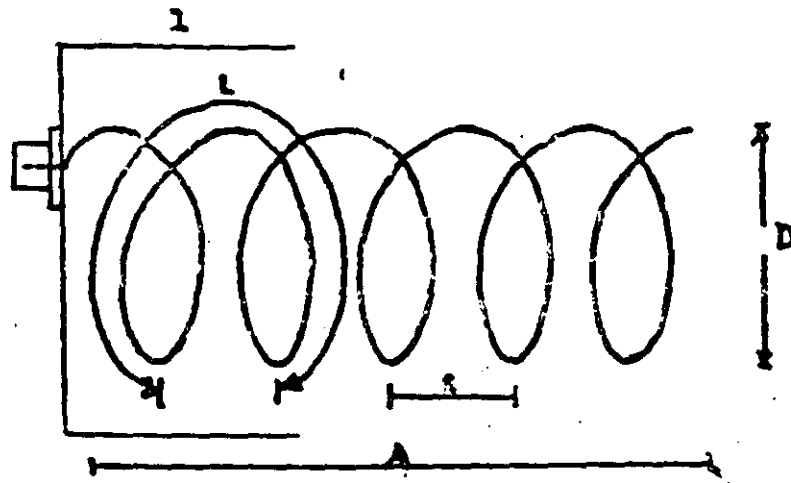


FIGURA 2.1 ESTRUCTURA FUNDAMENTAL DE UNA ANTENA HELICOIDAL

La geometría del sistema queda descrita por su diámetro  $D$ , la separación entre espiras  $S$  y el número de vueltas  $N$ . La longitud total de la hélice es igual a  $NS$  y la circunferencia es  $\pi D$ . El ángulo de paso es aquél que una línea tangente al conductor de la hélice forma con un plano perpendicular al eje.

Si una vuelta de la hélice se desenrolla en un plano, la relación entre  $S$ ,  $C$  y la longitud de una vuelta  $L$  queda como se ilustra en la figura 2.2,

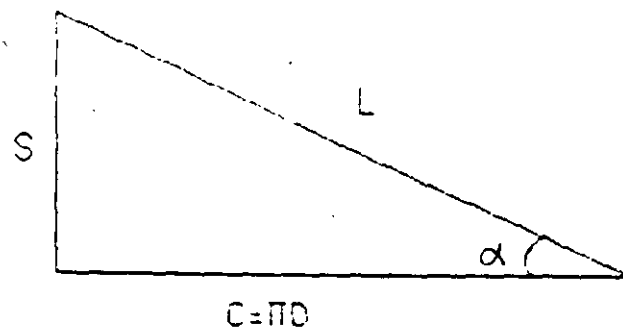


FIGURA 2.2 RELACION ENTRE CIRCUNFERENCIA, ESPACIAMIENTO LONGITUD DE VUELTA Y ANGULO DE PASO

Se observa que:

$$\text{sen } \alpha = S/L \quad 2.1$$

y

$$\text{tan } \alpha = S/(\pi D) = S/C \quad 2.2$$

$$L = (S^2 + C^2)^{1/2} = (S^2 + \pi^2 D^2)^{1/2} \quad 2.3$$

Las dimensiones de la hélice pueden representarse por una carta de circunferencia-espaciamento diseñada por Kraus<sup>18</sup>, como

muestra la figura 2.3. En esta carta las dimensiones de la hélice, pueden expresarse en coordenadas rectangulares por el espaciamiento  $S_\lambda$  y la circunferencia  $C_\lambda$  o en coordenadas polares por la longitud de una vuelta  $L$  y el ángulo de paso  $\alpha$ . Cuando la separación entre espiras es cero ( $\alpha=0$ ), la hélice se convierte en una espira y por otro lado, cuando el diámetro es cero ( $\alpha=90^\circ$ ) la hélice se convierte en un conductor lineal. En esta forma, el eje de las ordenadas representa espiras y el de las abscisas representa conductores lineales. El área entre ambos ejes, representa el caso general de la hélice.

Las dimensiones de la antena determinan su forma de radiación, cuando son pequeñas comparadas con la longitud de onda, el máximo de radiación está en el plano perpendicular al eje de la hélice, esta forma de radiación se le conoce como modo normal, como muestra la figura 2.4a; en general produce polarización elíptica y en el plano perpendicular a la hélice polarización lineal, en la misma forma que un conductor recto y al igual que éstos posee poca eficiencia y ancho de banda limitado.

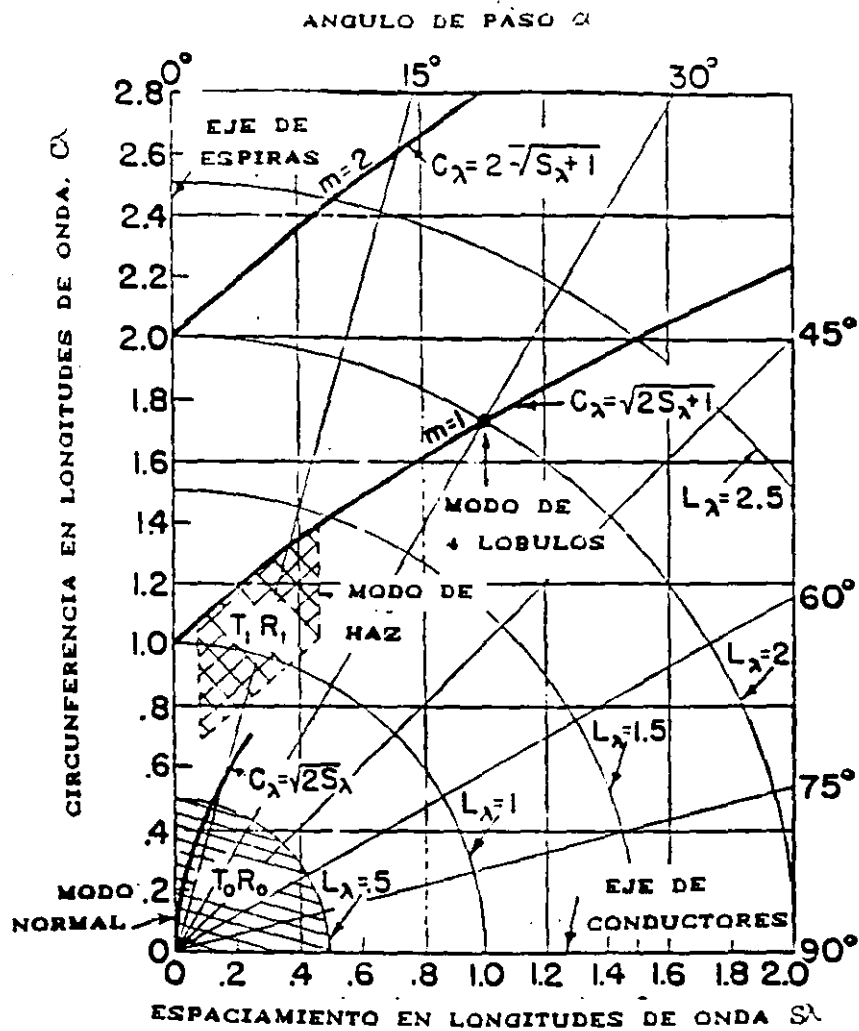


FIGURA 2.3 CARTA DE ESPACIAMIENTO Y CIRCUNFERENCIA

Sin embargo, cuando el diámetro y el espaciamento son comparables con la longitud de onda, se obtiene una radiación enteramente diferente. El máximo de radiación está en la dirección del eje, en la forma de un haz direccional con lóbulos secundarios en ángulos oblicuos como muestra la figura 2.4b. La radiación en

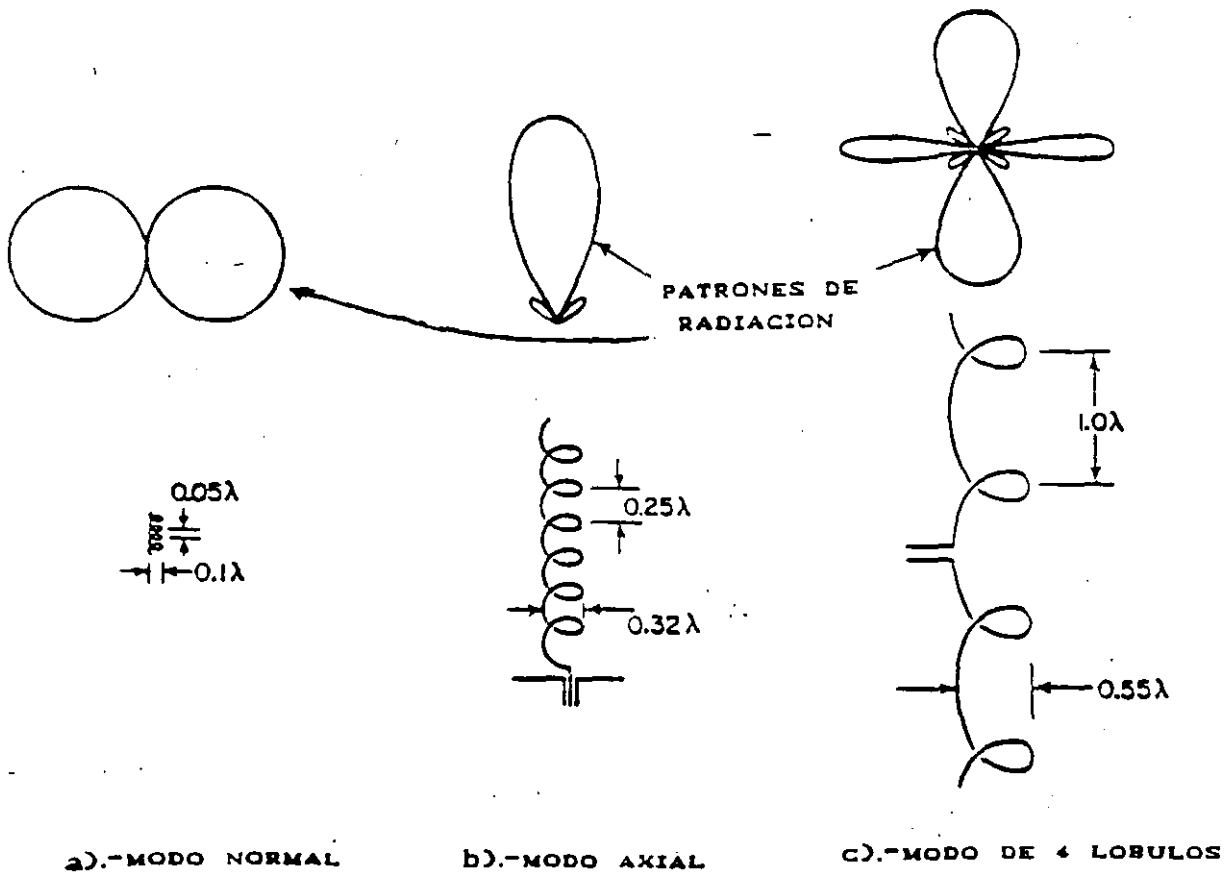


FIGURA 2.4 MODOS DE RADIACION DE ANTENAS HELICOIDALES

el lóbulo es aproximadamente circular y el sentido de la polarización está determinado por el sentido del devanado de la hélice. A esta forma de radiación se le conoce como modo axial<sup>10</sup>. Si las dimensiones de la hélice son mayores que la longitud de onda entonces el patrón de radiación se hace multilobular, manteniéndose la radiación axial pero con lóbulos perpendiculares

al plano de la hélice, como muestra la figura 2.4c.

El modo de radiación, es decir la forma del patrón de radiación de la antena, está determinado por el modo de transmisión el cual describe la manera en que un campo electromagnético se propaga sobre la hélice suponiendo que la hélice constituye una línea de transmisión o una guía de onda. El modo más bajo de transmisión tiene regiones de carga positiva y negativa separada por varias vueltas. Este modo se designa como  $T_0$  y la distribución de carga se sugiere en la figura 2.5a. El modo  $T_0$  es importante cuando la longitud de una vuelta es pequeña comparada con la longitud de onda. Como las regiones adyacentes de carga positiva y negativa están separadas por una distancia axial considerable, se presenta una fuerte componente longitudinal de campo eléctrico. Si se selecciona el criterio arbitrario de que el límite de esta región se encuentra en  $L_\lambda < 1/3$ , las dimensiones de la hélice, para las que este modo es importante, están dentro del área  $T_0R_0$  en la figura 2.3.

Una hélice alimentada para el modo  $T_0$ , radia perpendicularmente a su eje, ya que la corriente puede considerarse uniforme y en fase a lo largo de ella como sucede en una antena corta, sin embargo su resistencia de radiación es pequeña. A esta condición se le conoce como modo de radiación normal ( $R_0$ ), las componentes del campo varían senoidalmente con el ángulo  $\theta$ , como muestra la figura 2.6.

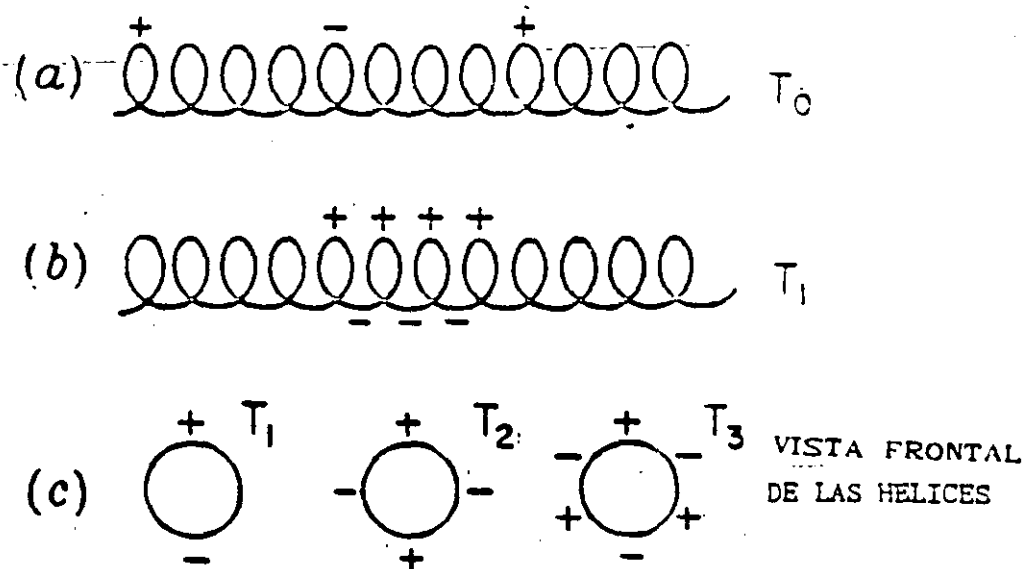


FIGURA 2.5 DISTRIBUCION DE CARGA EN LA HELICE PARA DIFERENTES MODOS DE RADIACION

Cuando la circunferencia de la hélice es del orden de una longitud de onda, se obtiene el modo de transmisión  $T_1$ , para ángulos de paso pequeños, este modo tiene regiones de carga positiva y negativa separadas aproximadamente media vuelta, como muestra la figura 2.5b. Para este tipo de hélices con  $n > 1$ , se ha encontrado que la radiación es en forma de haz, con el máximo en dirección de su eje por lo que se le llama modo axial de radiación (R1). En la figura 2.3 se muestra la región asociada con  $T_1$ , designada por  $T_1 R_1^{20}$ .

Otros modos de transmisión de orden mayor,  $T_2$ ,  $T_3$  o más, se obtienen para valores mayores de  $C_\lambda$ . Para ángulos de paso pequeños, la distribución aproximada de carga se sugiere en la



Figura 2.5c.

En la figura 2.6. se comparan los modos de radiación axial  $T_1R_1$  y normal  $T_0R_0$ , con los patrones de conductores rectos y espiras.

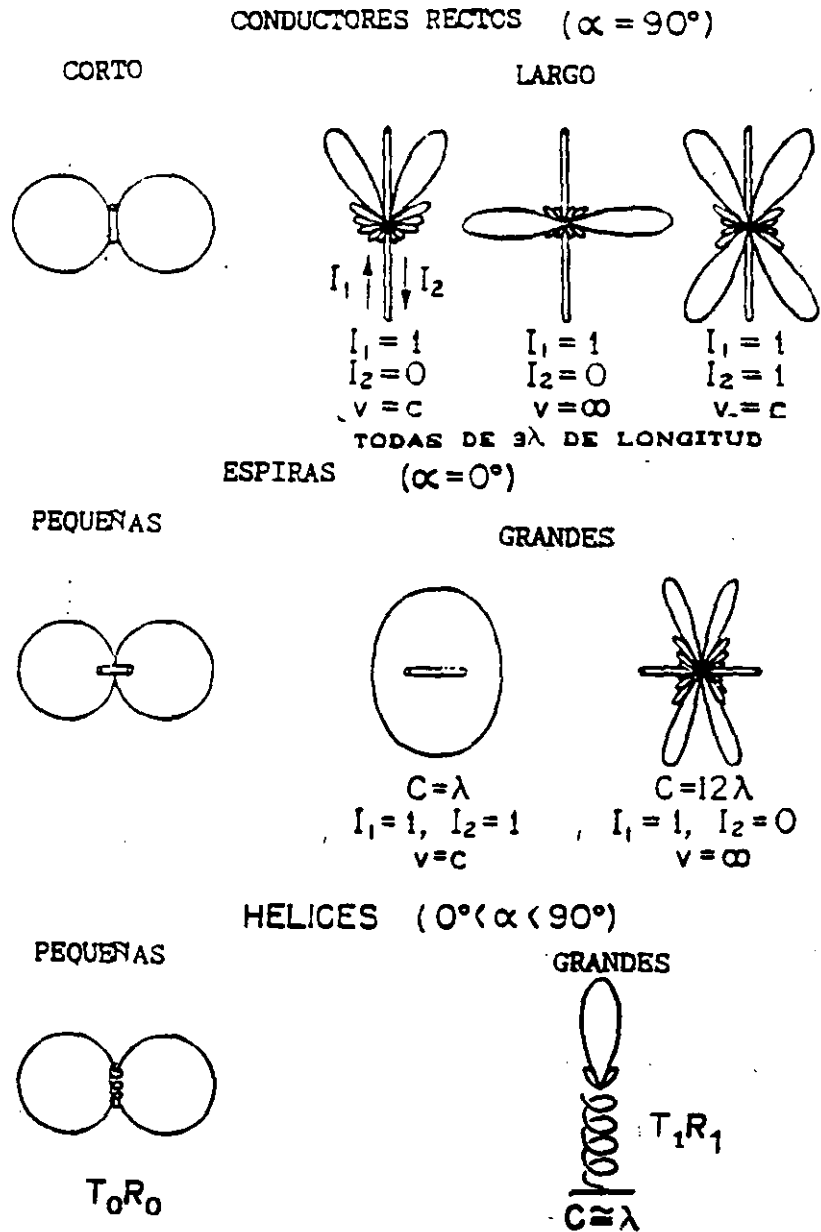


FIGURA 2.6 COMPARACION ENTRE DIPOLOS RECTOS, ESPIRAS Y HELICES

## II.5 ANALISIS EXPERIMENTAL DE KING Y WONG

Los conceptos básicos de la antena helicoidal fueron hechos por Kraus en 1947<sup>(3,15)</sup> y resumidos por Harris<sup>(18)</sup>. Otros estudios fueron realizados por Maclean y Kouyoumjian<sup>(19)</sup>, Maclean y Farvis<sup>(20)</sup>, y Maclean<sup>(21)</sup> investigaron las características del ancho de banda y los límites inferior y superior de la frecuencia para algunas antenas helicoidales. La antena consta de una estructura simple y posee algunas características interesantes como son ancho de banda, impedancia característica y radiación en polarización circular. Algunos experimentos han sido realizados para determinar las características de la antena helicoidal<sup>(15,19,22)</sup>.

### II.5.1 DESCRIPCION GENERAL

La antena fue hecha con un tubo de cobre de 3/16 pulgadas de diámetro enrollado en una estructura cilíndrica de Poliuretano. Para proporcionar la rigidez a la antena se insertó un tubo de aluminio de 1.125 pulgadas de diámetro en el Poliuretano. Una cavidad circular fue colocada atrás de la hélice con un diámetro de 10.3 pulgadas y una altura de 5 pulgadas en lugar de un plano de tierra convencional. La longitud total de la hélice =  $Ns + L_F$ , donde  $N$  es el número de vueltas de la antena,  $s$  la separación entre espiras y  $L_F$  es la longitud del conductor de alimentación  $\approx 0.8$  pulgadas.

Un acoplador lineal de microcinta, construido de teflón-fibra de vidrio en circuito impreso, fue usado para acoplar la impedancia de la hélice ( $\approx 140 \Omega$ ) con la entrada de la línea coaxial<sup>(24)</sup> de  $50 \Omega$ . Las características de VSWR medidas para diferentes hélices son similares para el intervalo de frecuencias de interés. Generalmente, la VSWR medida en la entrada del acoplador es  $< 1.9 : 1$  sobre el intervalo de frecuencias de 650 a 1100 MHz, mientras que típicamente

es  $\approx 1.5 : 1$ .

La ganancia, patrones y la relación axial medidas fueron hechas sobre una distancia entre 30 y 60 pies de la antena. Con el objeto de minimizar el error de paralaje en la medición de los patrones la hélice fue rotada sobre su centro de fase, el cual se encontró a una distancia de  $1/4$  de la longitud de la antena partiendo del punto de alimentación<sup>(25)</sup>. El centro de fase de la hélice fue usado también como referencia espacial para medir la ganancia. Las mediciones se realizaron a diferentes distancias para obtener una mayor precisión; de este modo, los resultados de la ganancia aquí presentados, representan una curva "ajustada" con un gran número de datos.

### II.5.2 HELICES DE LONGITUD FIJA.

Las evaluaciones paramétricas fueron hechas para determinar la ganancia y los patrones de radiación con una hélice de longitud fija con 1) un ángulo de paso variable y un diámetro fijo y 2) un diámetro variable y un número de vueltas fijo ( $N = 10$ ).

La gráfica de ganancia contra frecuencia de una hélice con una longitud de 30.8 pulgadas y 4.3 pulgadas de diámetro es mostrada en la fig 16. para tres diferentes ángulos de paso ( $\alpha = 12.5^\circ$ ,  $13.5^\circ$  y  $14.5^\circ$ ). La longitud de 30.8 pulgadas incluye las 0.8 pulgadas de la longitud de la línea de alimentación. Una hélice con ángulo de paso menor ( más vueltas por unidad de longitud ) produce una máxima ganancia pico y una menor frecuencia de corte. Para ilustrar la dependencia en frecuencia, la línea punteada muestra la gráfica de la ganancia-frecuencia con una pendiente proporcional a  $f^3$  donde  $f =$  frecuencia. De esta manera, las características de ganancia-frecuencia de la fig. 16 con  $N = 8.6$  hasta 10, son en general similares con las reportadas por Kraus<sup>(3,15)</sup>, para  $C_\lambda <$

1.1. Sin embargo, como se muestra más adelante, los resultados experimentales indican que la ganancia-pendiente depende de la longitud de la antena y es aproximadamente proporcional a  $f^{\sqrt{N}}$ .

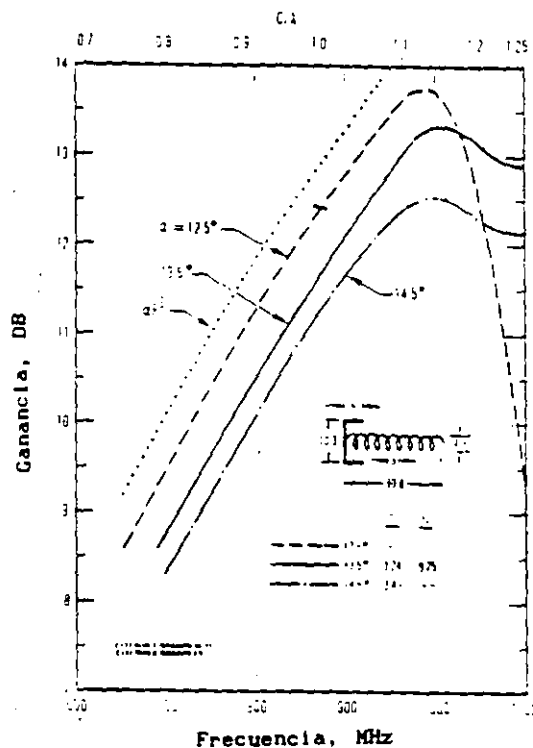


FIG. 16. GRAFICA DE GANANCIA-FRECUENCIA PARA UNA HELICE DE 30.8 PULGADAS DE LONGITUD, DIAMETRO DE 4.3 PULGADAS Y CON EL ANGULO DE PASO = 12.5°, 13.5° Y 14.5°.

La fig. 17 muestra las características de la ganancia para un antena de 30.8 pulgadas de longitud ( $N \cong 10$ ) con un diámetro y ángulo de paso variable. Las ganancias pico se encuentran en un intervalo de algunas décimas de decibel. En general, se observa una ganancia pico ligeramente mayor para la hélice con el diámetro más largo y el ángulo de paso menor, pero el ancho de banda es el más estrecho comparado con la hélice del diámetro más pequeño y ángulo

de paso mayor.

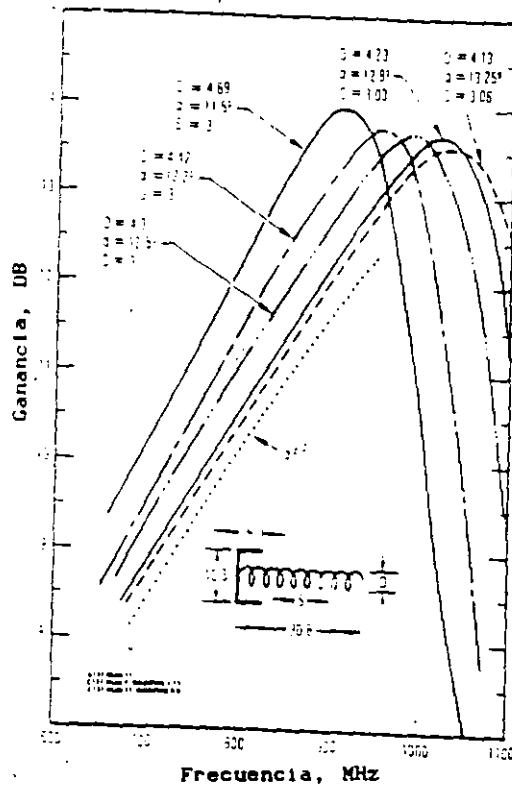


FIG. 17. GRAFICA GANANCIA CONTRA FRECUENCIA PARA UNA HELICE DE LONGITUD FIJA ( 30.8 PULGADAS ) Y ANGULO DE PASO Y DIAMETRO VARIABLE.

Basándose en los datos de la ganancia de las figs. 16 y 17, la expresión empírica que describe la ganancia pico está dada por :

$$G_p = 8.3 \left[ \frac{\pi D}{\lambda_p} \right]^{\sqrt{N+2}-1} \left[ \frac{N s}{\lambda_p} \right]^{0.8} \left[ \frac{\tan (12.5)}{\tan \alpha} \right]^{\sqrt{N}/2} \quad (2.1)$$

donde  $\lambda_p$  es la longitud de onda en la ganancia pico y  $\alpha$  es el ángulo de paso. Note que  $s = \pi D \tan (\alpha)$  y para una hélice de longitud fija,  $N \cdot s$  es constante. Los valores calculados se encuentran  $\pm 0.1$

dB de los valores medidos como se muestra en la fig. 18. Los puntos marcados con un círculo indican que se obtuvieron con una hélice de diámetro y ángulo de paso variable manteniendo la longitud de la antena constante  $N \approx 10$  vueltas, y los marcados con un triángulo fueron obtenidos variando el ángulo de paso, mientras que la longitud y el diámetro permanecían constantes ( $N \approx 8.6$  a 10 vueltas). Los diámetros utilizados en el experimento son mostrados arriba de la figura. Es importante notar que la ganancia pico de las hélices con longitud constante, ocurren cerca del valor de  $\pi D \approx 1.135$ .

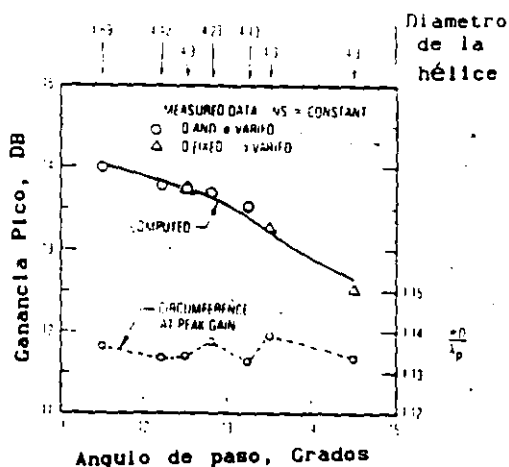


FIG. 18. GRAFICA DE LA GANANCIA PICO DE UNA HELICE DE LONGITUD CONSTANTE ( $N_s = 30$  PULGADAS) EN FUNCION DEL ANGULO DE PASO.

Se muestra en la fig. 19, el ángulo de media potencia (HPBW's), para una hélice de 4.3 pulgadas de diámetro y un ángulo de paso variable ( $12.5^\circ, 13.5^\circ$  y  $14.5^\circ$ ). Se muestra como referencia una gráfica con una pendiente proporcional a  $f^{-3/2}$ .

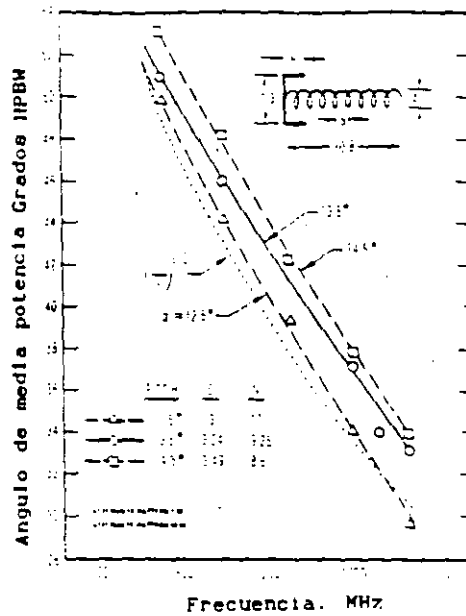


FIG. 19. GRAFICA DE POTENCIA MEDIA DEL ANCHO DEL HAZ PARA VARIOS ANGULOS DE PASO TOMANDO UNA HELICE DE 30.8 PULGADAS DE LONGITUD Y UN DIAMETRO DE 4.3 PULGADAS.

Para poder obtener las expresiones paramétricas de diseño, Kraus<sup>(15)</sup> sugiere la siguiente relación entre la ganancia y HPBW en función de  $C_\lambda$  y  $L_\lambda$ , para hélices con ángulo de paso constante con :

$$12^\circ < \alpha < 15^\circ, \quad 3/4 < C_\lambda < 4/3 \quad \text{y} \quad N > 3 :$$

$$G = K_G (C_\lambda)^2 (L_\lambda) \quad (2.2)$$

$$HPBW = \frac{K_B}{(C_\lambda) \sqrt{L_\lambda}} \quad (2.3)$$

donde  $K_G$  es el factor de ganancia,  $K_B$  es el factor de HPBW,  $C = \pi D$  es el perímetro de la circunferencia y  $L = Ns$  es la longitud de la hélice. Después de analizar un gran número de patrones de radiación medidos Kraus definió a  $K_B = 52$ . También obtuvo el factor de ganancia  $K_G = 15$  para una ganancia direccional basada en la





la ganancia y el ángulo de paso varían desde 24 000 hasta 31 500. El valor más alto es obtenido para hélices con ángulos de paso pequeños.

### II.5.3 HELICES DE LONGITUD VARIABLE.

Las mediciones fueron hechas para determinar las características de la ganancia y los patrones de radiación utilizando antenas con un ángulo de paso fijo y variando el número de vueltas de 5 a 35.

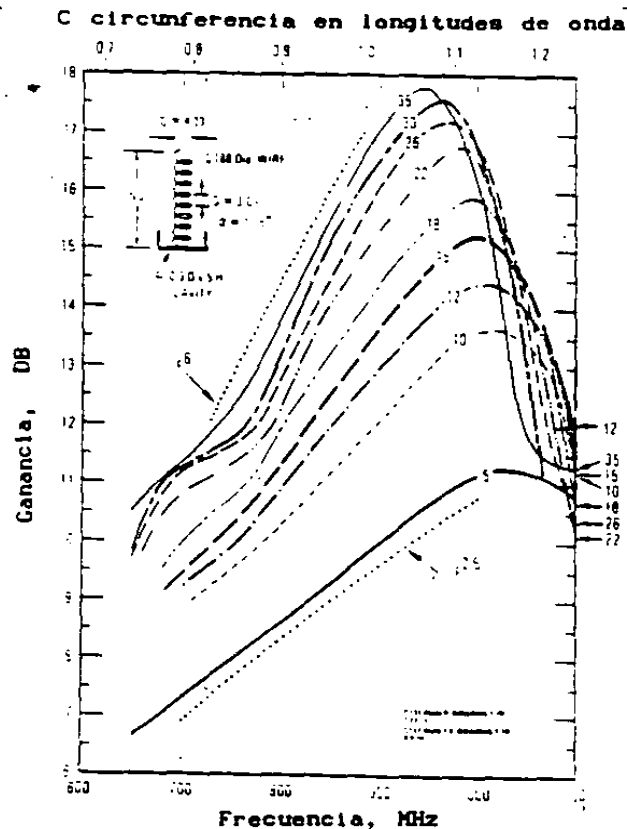


FIG. 21. GRAFICA DE GANANCIA CONTRA FRECUENCIA PARA ANTENAS DE 5 A 35 VUELTAS, CON UN DIAMETRO DE 4.23 PULGADAS.

Fué seleccionada una hélice con un diámetro de 4.23 pulgadas para operar sobre frecuencias de UHF variando el perímetro de la

héllice de  $0.75 \lambda$  a  $1.25 \lambda$ . Fué escogido un ángulo de paso de  $12.8^\circ$ , una separación entre espiras de  $s = 3.03$  pulgadas y un número de vueltas variable de  $N = 5, 10, 12, 15, 18, 22, 26, 30$  y  $35$ .

La gráfica de ganancia contra frecuencia para el distinto número de vueltas de la héllice es mostrada en la fig. 21.

La ganancia es referida a una fuente de polarización circular. Las curvas de ganancia revelan que la ganancia pico ocurre en  $C_\lambda = 1.155$  para una  $N = 5$  y decreese a  $C_\lambda = 1.07$  para  $N = 35$ . Para referencia se toma la línea punteada como una estimación de la variación de la ganancia con la frecuencia; por ejemplo, para  $N = 5$  la ganancia varia aproximadamnte como  $f^{2.5}$  y para  $N = 35$  la ganancia sigue aproximadamnete a la pendiente  $f^6$ , donde  $f$  es la frecuencia. Observe que la ganancia medida es proporcional a la pendiente  $f^3$  solo cuando  $N$  tiene aproximadamente 10 vueltas ( ver fig. 16 ).

La fig. 22. es la gráfica de la ganancia pico contra el número de vueltas para una héllice con diámetro igual a 4.23 pulgadas. Los valores correspondientes a  $C/\lambda_p$  son también mostrados en la figura, donde  $\lambda_p$  es la longitud de onda en la ganancia pico. La ganancia pico no varia proporcionalmente con el número de vueltas; por ejemplo, doblando el número de vueltas no se produce un incremento de 3 dB en la ganancia pico.

Los valores calculados para la ganancia pico usando la expresión 1, con un ángulo d paso  $\alpha = 12.8^\circ$  y  $N = 5$  a 35 vueltas son comparados con los datos medidos en la fig. 22. La diferencia esta entre  $\pm 0.1$  dB.

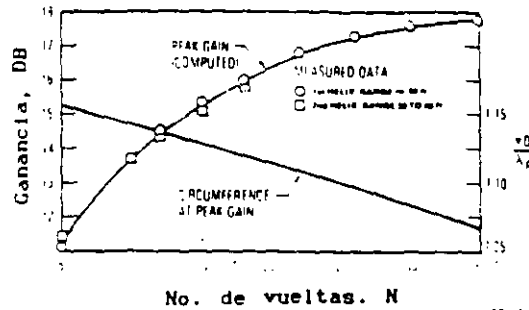


FIG. 22. CARACTERISTICA DE LA GANANCIA PICO PARA ANTENAS DE 5 A 35 VUELTAS,  $\alpha = 12.8^\circ$  Y  $D = 4.23$  PULGADAS.

La fig. 23 describe los anchos de banda de 2 dB y 3 dB en función de N. Si denotamos la frecuencia superior y la inferior como  $f_h$  y  $f_l$  respectivamente, entonces el ancho de banda en porcentaje puede ser expresado como :

$$B = \frac{f_h - f_l}{\left[ \frac{f_h + f_l}{2} \right]} \times 100 \% \quad (2.4)$$

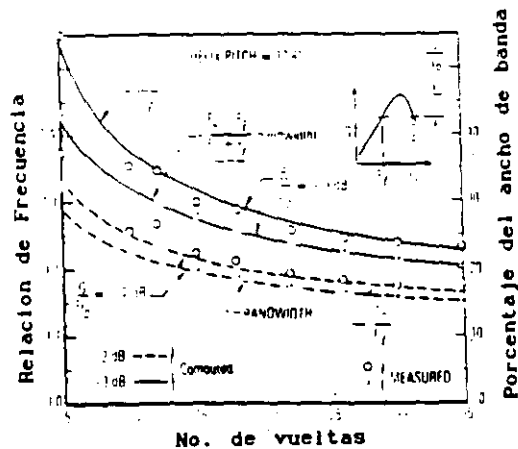


FIG. 23. CARACTERISTICAS DEL ANCHO DE BANDA PARA UNA HELICE DE 5 A 35 VUELTAS CON UN DIAMETRO DE 4.23 PULGADAS.

Los límites de frecuencia  $f_h$  y  $f_l$  pueden ser determinados de los datos de la ganancia medida de la fig. 21. También, se observa que la ganancia varía como  $f^{\sqrt{N}}$ , para  $f < f_p/1.04$ , y como  $f^{-3\sqrt{N}}$ , para  $f > 1.03 f_p$ , donde  $f_p$  es la frecuencia en la ganancia pico. Basándose en estas observaciones, la relación del ancho de banda puede ser expresado como <sup>(23)</sup> :

$$\frac{f_h}{f_l} = 1.07 \left[ \frac{0.91}{G/G_p} \right]^{4/3\sqrt{N}} \quad (2.5)$$

donde  $G_p$  es la ganancia pico de la ecuación (2.1).

El ancho de banda calculado para  $G/G_p = -3$  dB y  $-2$  dB concuerdan con los resultados medidos en la fig. 23. El ancho de banda disminuye conforme la longitud axial de la hélice aumenta.

El comportamiento del ancho de banda sigue la misma tendencia descrita por Maclean y Kouyoumjian<sup>(19)</sup>, aunque estos autores emplearon el tamaño del lóbulo como criterio en vez de la ganancia.

La relación axial fué medida usando una fuente de polarización lineal de rotación. Generalmente, las mediciones de la relación axial es de 1.5 dB para  $0.8 < C_\lambda < 1.2$ .

La relación axial es  $\cong 1$  dB sobre casi todo el intervalo de medición de frecuencias y es ligeramente mayor en los bordes. Los

HPBW derivado de la medición de los patrones <sup>(23)</sup> son graficados en la fig. 24, tomando a N como parámetro.

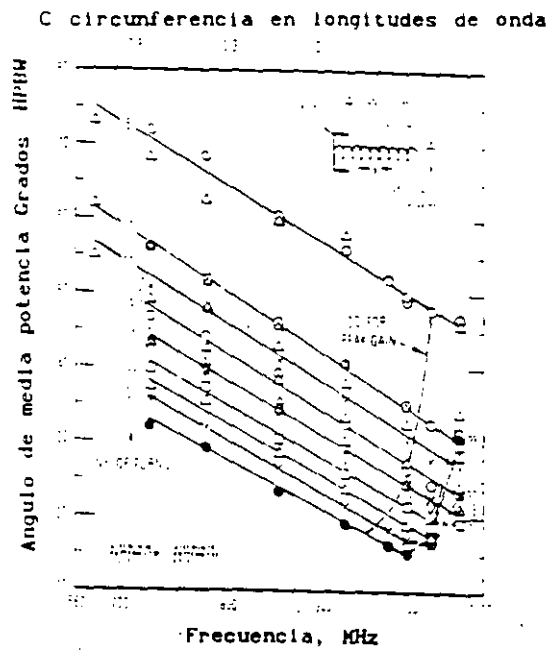
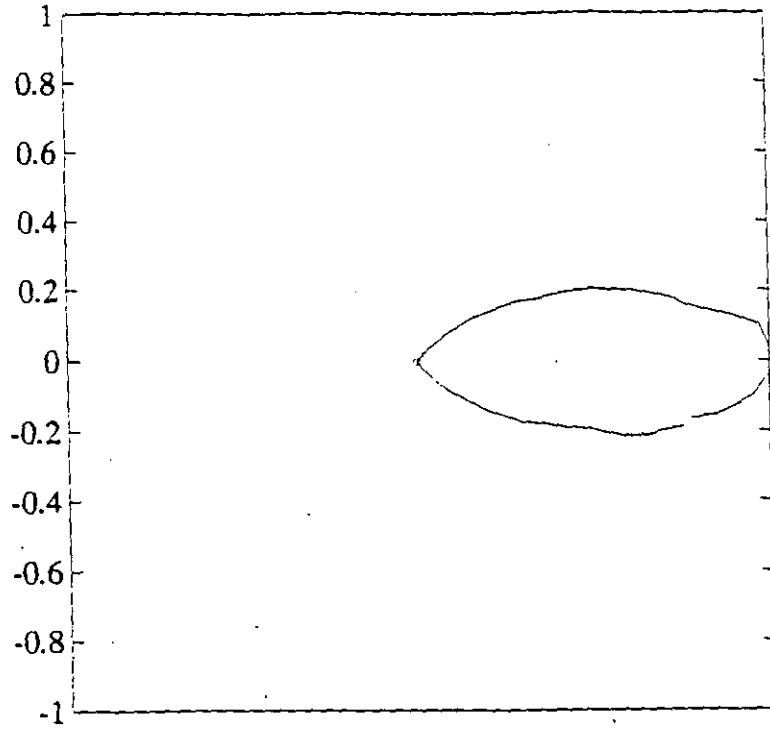


FIG. 24. GRAFICA DEL ANGULO DE MEDIA POTENCIA PARA ANTENAS DE 5 A 35 VUELTAS CON UN DIAMETRO DE 4.23 PULGADAS.

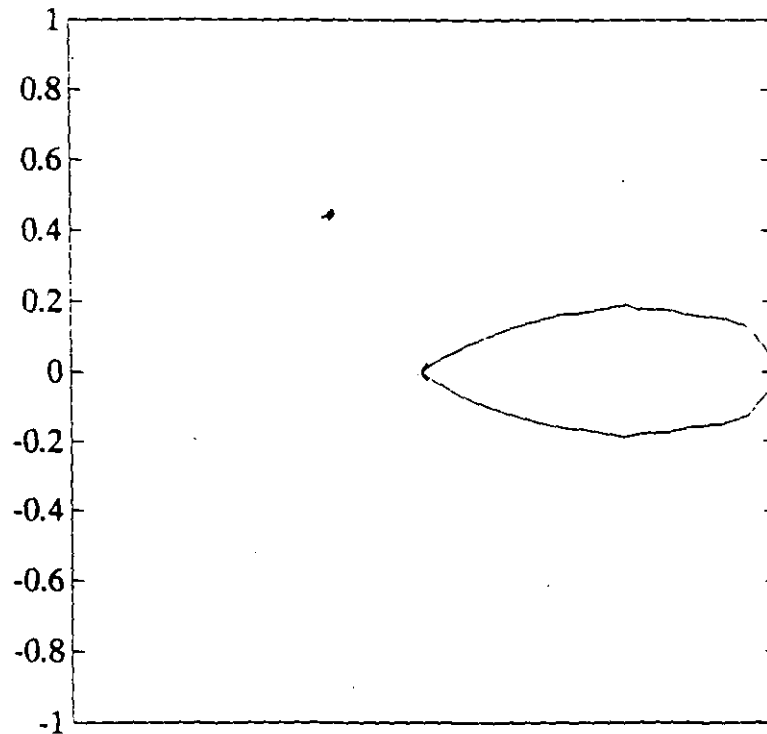
La medición de los patrones de radiación son mostrados en las gráficas 8, 9, 10 y 11. Las gráficas fueron hechas en Matlab, los valores se interpolaron de las gráficas originales <sup>(23)</sup> y se convirtieron en valores numéricos ya que se reportaban en decibeles. Los patrones de radiación se encuentran normalizados. A frecuencias un poco mayores a la frecuencia de la ganancia pico, los patrones de radiación comienzan a deteriorarse. El ángulo de media potencia se amplía rápidamente y los lóbulos secundarios se juntan con el lóbulo principal cuando la frecuencia se aproxima al límite superior.

PATRON MEDIDO CON  $N=5$  Y  $D=4.23$  PULGADAS Y  $\text{ALFA}=12.8$  GRADOS



GRAFICA # 8 RESULTADOS EXPERIMENTALES DE KING Y WONG

PATRON MEDIDO CON  $N=10$  Y  $D=4.23$  PULGADAS Y  $\text{ALFA}=12.8$  GRADOS

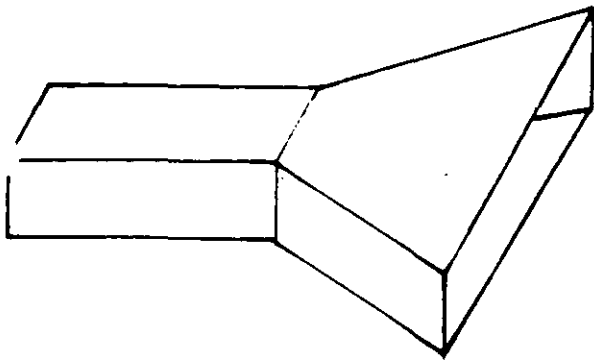


GRAFICA # 9 RESULTADOS EXPERIMENTALES DE KING Y WONG

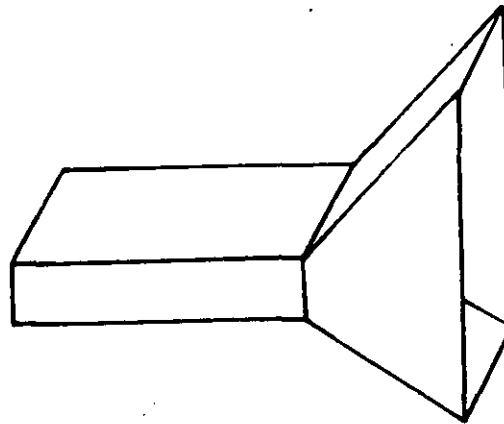
#### II.4.4 ANTENA DE CORNETA.

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.



PLANO H



PLANO E

Figura II.4.46

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.

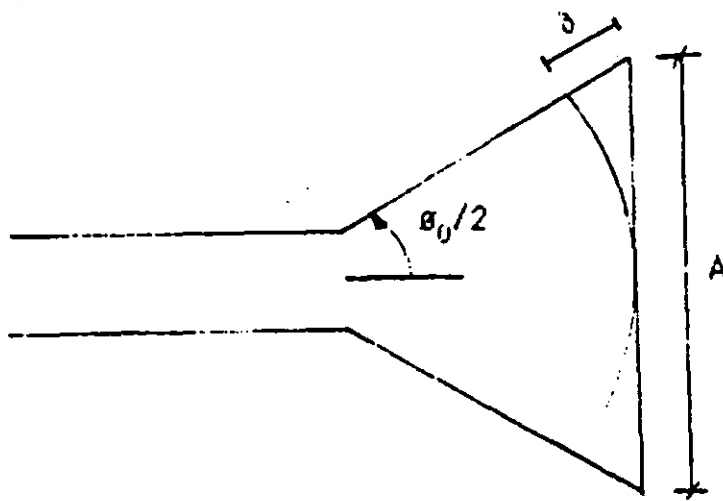


Figura II.4.47



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:

$$\frac{L}{L+\delta} \approx 1 \quad (\text{II.4.257})$$

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.

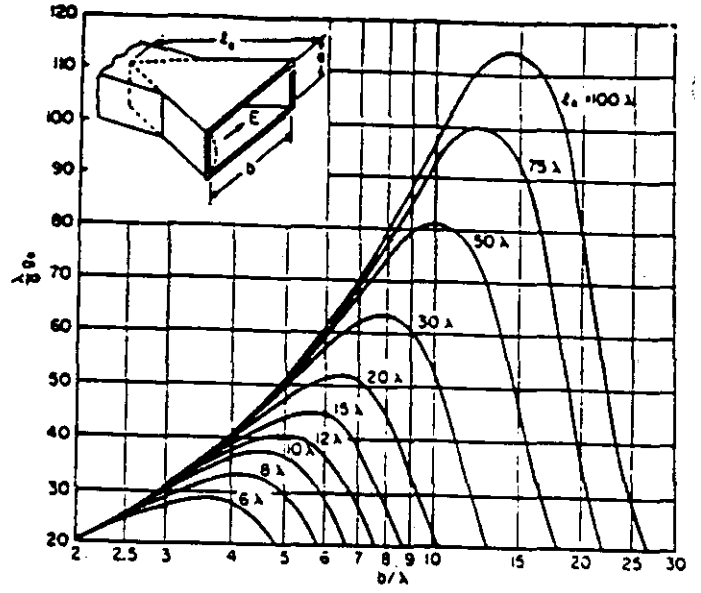


Figura II.4.48

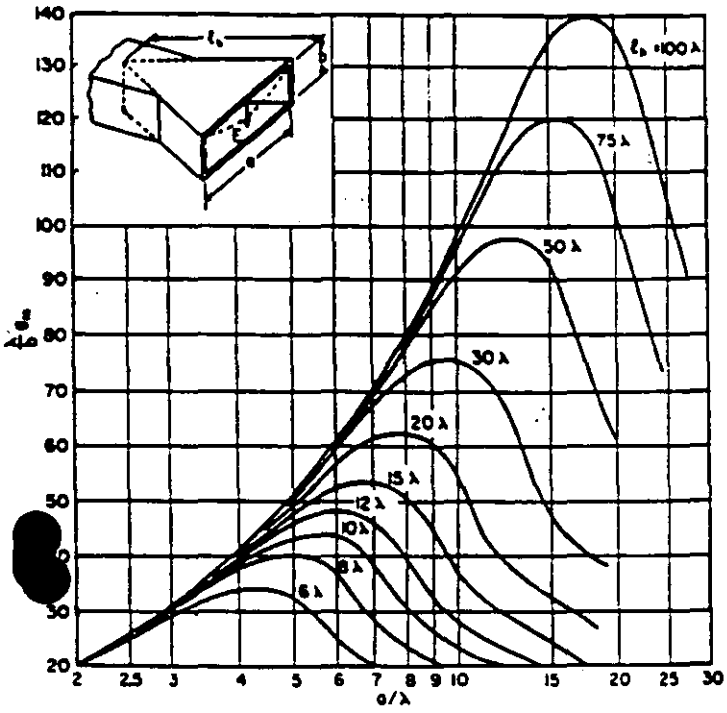
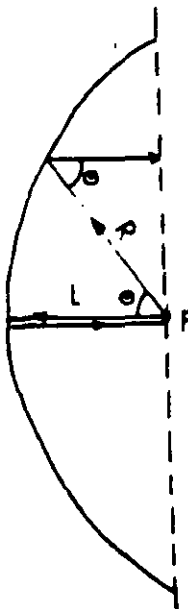


Figura II.4.49

## ANTENA PARABOLICA.

En frecuencias de microondas una de las antenas más utilizadas es el reflector parabólico que tiene la ventaja de una alta directividad debido a su propiedad de convertir ondas esféricas o cilíndricas en ondas planas reduciendo en gran medida la dispersión.

Supóngase que se tiene una fuente puntual que deseamos que produzca un frente de onda plana por medio de un reflector. Como se indica en la figura II.4.50.



De la figura se observa que para formar una onda plana las trayectorias 1 y 2 deben ser iguales es decir:

$$2L = R(1 + \text{Cos}\theta)$$

por lo que:

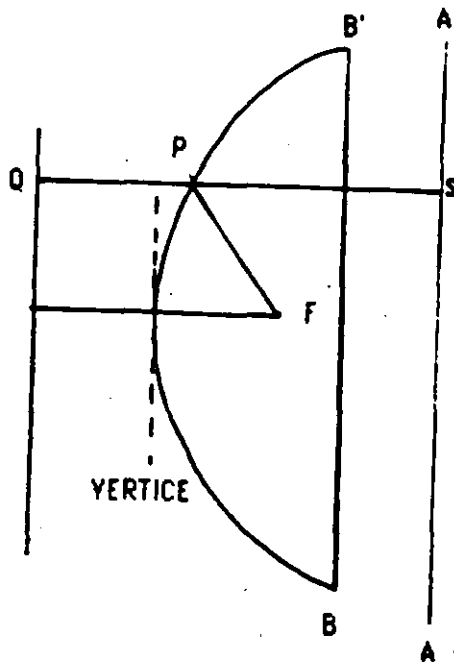
$$R = \frac{2L}{1 + \text{Cos}\theta} \quad (\text{II.4.259})$$

Figura II.4.50

La ecuación (II.4.259) representa una parábola de modo que, para tener un frente de onda plano el reflector debe ser un

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:

$$PS = QS - PQ$$

Figura II.4.51

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 paraboloide 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:

$$E_{\phi} = \frac{8\pi D^2}{\lambda F} \frac{J_1\left[\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right) \text{Sen } \phi\right]}{\text{Sen } \phi} \quad (\text{II.4.260})$$

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

$$\phi = \frac{1.22}{D_\lambda} \text{ rad} = \frac{70}{D_\lambda} \text{ grados} \quad (\text{II.4.263})$$

donde  $D_\lambda = D/\lambda$  diámetro en función de  $\lambda$

El ancho del lóbulo principal se puede obtener a partir de:

$$\text{A.L.} = 2\phi = \frac{140}{D_\lambda} \text{ grados} \quad (\text{II.4.264})$$

Para puntos de media potencia el ancho del lóbulo principal se obtiene de:

$$A.L._{pm} = \frac{58}{D_1} \text{ ganancia} \quad (\text{II.4.265})$$

Por otro lado la directividad de una abertura circular uniformemente iluminada es:

$$D = 4\pi \frac{\text{área}}{\lambda^2} = \frac{4\pi \pi D^2}{4\lambda^2} = 9.87 D_{\lambda}^2 \quad (\text{II.4.266})$$

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  $10\lambda$  ?

$$D = 9.87 D_{\lambda}^2 = 9.87 (10)^2 = 987$$

$$D = 29.91 \text{ dB}$$

respecto a un dipolo de  $\lambda/2$

$$G = 6 D_{\lambda}^2 = 6(10)^2 = 600$$

$$G = 28 \text{ dB}$$



#### II.4.5 ANTENAS DE MICROCINTA Y PLANARES

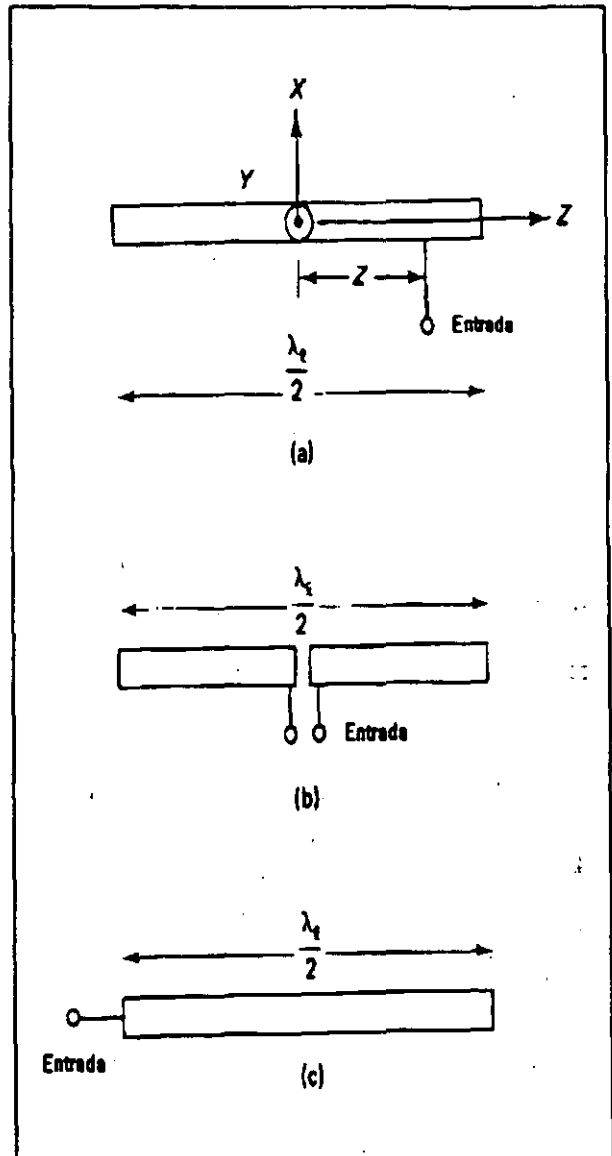
Cuando un elemento radiador de microondas se construye encima de un dieléctrico que a su vez está montado sobre un plano conductor, se le conoce como antena de microcinta o de parche, según sea la forma del elemento activo sobre el dieléctrico. Si una gran parte del plano conductor que soporta el dieléctrico, ha sido eliminado o no existe, entonces se le llama antena planar.

Las antenas de este tipo son muy útiles en aplicaciones donde existe poco espacio de montaje como en aviones o en naves espaciales donde se montan sobre superficies disponibles y solo se requiere espacio para la línea de alimentación que usualmente se coloca detrás del plano de tierra. Sin embargo las antenas de microcintas son poco eficientes y trabajan en anchos de banda muy pequeños.

El conductor de la microcinta es muy delgado en comparación con la longitud de onda, igualmente la separación con el plano de tierra es muy pequeña. En la figura II.4.52a se muestra una antena de microcinta de media longitud de onda. La impedancia de alimentación depende de la localización del punto de alimentación  $z$ . Usualmente se usa una microcinta como línea de alimentación en el mismo sustrato. Cerca del extremo de la antena, la impedancia es alta ( $z=\lambda/4$ ), mientras que en el centro la impedancia es baja, por lo que para simplificar la alimentación se busca el punto donde la impedancia de la antena y de la microcinta sean iguales. Igual que en una antena convencional, la impedancia es compleja, formada por una parte real debida a la resistencia de radiación

y a las pérdidas en el conductor y el dieléctrico y una parte reactiva.

En una antena de microcinta, la radiación se debe al campo creado entre la microcinta y el plano de tierra y el campo radiado es perpendicular al plano de la antena, igual que en una antena convencional, Sin embargo se ha encontrado que la mayor parte de la radiación se debe a la espira de corriente que se forma entre la propia antena y su imagen en el plano de tierra y la corriente de desplazamiento entre ambos, existente en los extremos, por lo que el patrón de radiación es similar al de una espira cuadrada de longitud  $\lambda_g/2$  y ancho  $2h$ , donde  $\lambda_g$  es la longitud de onda en la microcinta y  $h$  el espesor del dieléctrico por lo que el campo de radiación es:



Ilustr. 1 FIGURA II.4.52

$$E_{\theta} = E_0 \frac{\exp(-j \frac{2\pi r}{\lambda})}{r} \text{Sen}(\frac{\pi}{2} \text{Sen}\theta)$$

II.4.268

donde  $\lambda$  es la longitud de onda en el vacío y  $E_0$  es la constante que depende de la magnitud de la corriente como en una antena convencional.

Si el plano de tierra se quita, la antena se convierte en planar, que puede tomar la forma que se muestra en la figura 52b y 52c en las que solo varía la configuración de alimentación, la cual puede ser por medio de una microcinta balanceada para el primer caso o una microcinta convencional para el segundo caso, pero para ambas configuraciones el campo radiado es similar al producido por un dipolo convencional:

$$E_{\theta} = E_0 \frac{\exp(-j2\pi r)}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad \text{II.4.269}$$

Se observa de las ecuaciones 268 y 269 que el máximo de radiación es perpendicular al plano de la antena, sin embargo la polarización entre ambas es perpendicular.

Otro tipo de antenas de microcinta que se usan más frecuentemente son las de "parche", llamadas así por su forma. Los parches pueden ser cuadrados, rectangulares, circulares, elípticos o de cualquier otra forma, aunque los tres primeros son los más comunes por la facilidad de construcción, la cual emplea comúnmente el proceso de fotograbado. Es posible obtener polarización lineal o circular con este tipo de antenas y muchas veces se usan en arreglos para aumentar la directividad. La forma de alimentación es por medio de una microcinta de menor ancho, aunque es común encontrar antenas alimentadas por cables coaxiales, en los que el conductor central es conectado

directamente al parche, y la malla al plano de tierra. Debido a que el espesor del dieléctrico es muy pequeño, las ondas generadas dentro de él generan mucha reflexión en los extremos del parche por lo que sólo una pequeña fracción de la energía generada es radiada, lo que la hace muy ineficiente y su comportamiento es más como una cavidad que como un radiador. En la figura II.4.53 se muestra una estructura simple de este tipo de antenas.

En las figuras 53a y 53b se muestra la estructura del campo dentro del dieléctrico y entre el elemento radiador y el plano de tierra. A lo largo de la longitud existe una inversión de fase pero a lo ancho es aproximadamente uniforme.

La antena consiste de dos ranuras, cada una de ancho  $w$  y de altura  $h$  colocadas perpendicularmente a la línea de alimentación. Las ranuras están separadas por una línea de transmisión de placas paralelas de longitud  $l$  y de muy baja impedancia, que actúa como un transformador. La longitud de la línea es  $\lambda_g/2$  para que los campos en la apertura de ambas ranuras estén en oposición de fase, formando un arreglo de dos elementos en contrafase, separados  $\lambda_g/2$ , por lo que los campos radiados por cada ranura se suman, dando un máximo de radiación en la dirección normal al elemento.

Los campos radiados para cada ranura pueden encontrarse tratando a la antena como una apertura como muestra la figura 53c, como las componentes en la dirección y están fuera de fase, se cancelan y como las líneas de alimentación se escogen para

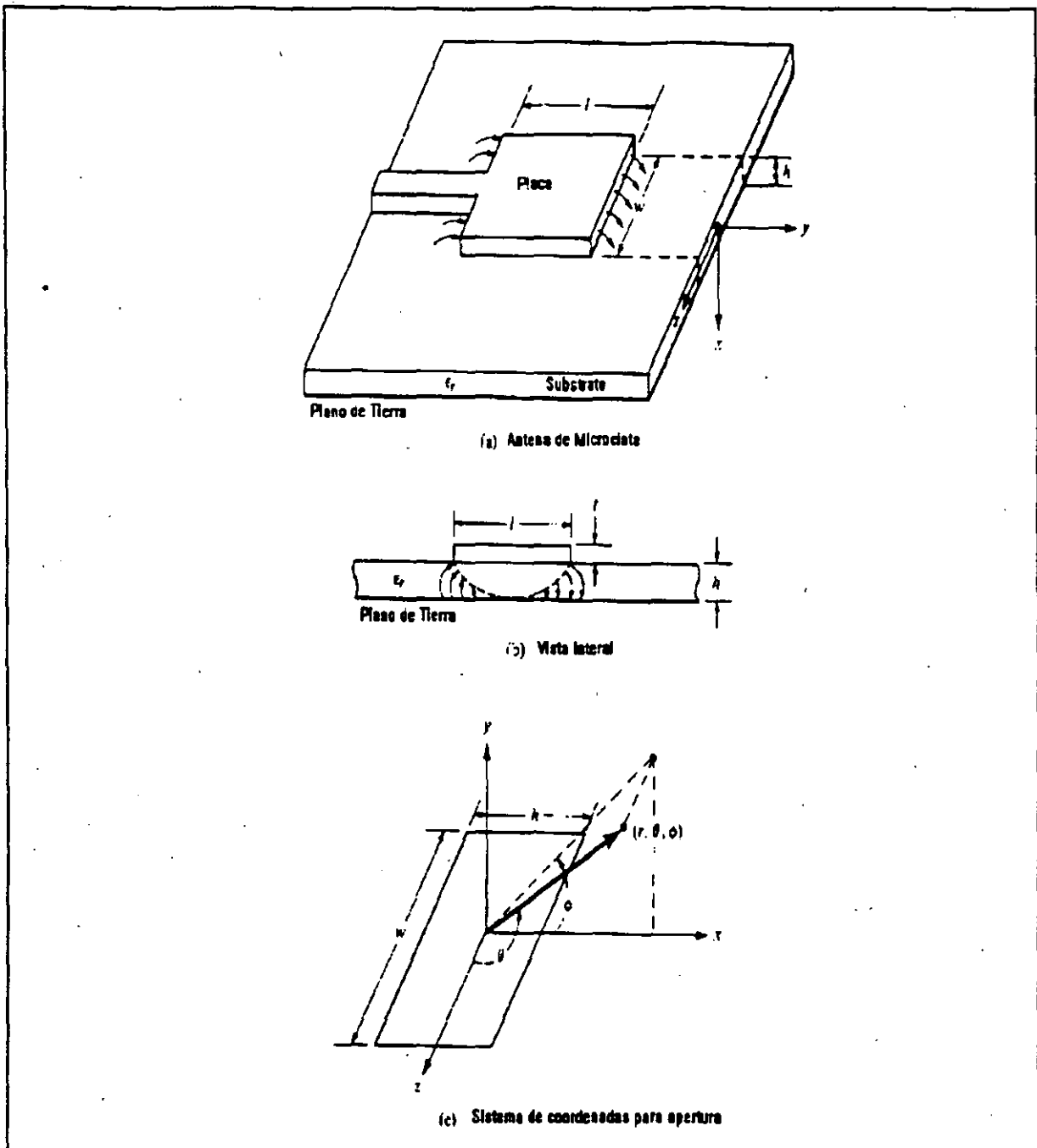


FIGURA II.4.53

alimentar un modo TEM, las componentes en  $x$  del campo eléctrico en la apertura, pueden suponerse constantes. Para valores pequeños de  $h$ , el campo radiado está dado por:

$$E_{\phi} = -j2 \frac{V_0 e^{-jkr}}{\pi r} \frac{\text{Sen}\left(\frac{kw}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \cos\left(\frac{kl}{2} \text{Sen}\theta \text{Sen}\phi\right) \quad \text{II.4.27}_0$$

donde  $V_0 = hE_0$  es el voltaje a través de la ranura.

Las antenas de microcintas se comportan como cavidades dieléctricas cargadas y exhiben resonancias de orden alto. Los campos dentro del dieléctrico (entre el parche y el plano de tierra) pueden obtenerse con mayor precisión, tratando esa región como una cavidad limitada por conductores (arriba y a abajo de ella) y por una pared magnética (para simular el circuito abierto) sobre el perímetro del parche. Este es un modelo aproximado, que en principio lleva a una impedancia de entrada reactiva (de valor de impedancia cero o infinita) y no radia potencia alguna. Sin embargo, suponiendo que los campos verdaderos son aproximadamente los generados por tal modelo, los campos, las admitancias, y las frecuencias de resonancia calculados se comparan adecuadamente con los obtenidos por mediciones.

Los campos dentro del dieléctrico pueden encontrarse suponiendo que sólo la componente  $E_x$ , cuyas variaciones funcionales son independientes de  $x$ , existe entre el parche y el plano de tierra. Además  $E_x$  debe satisfacer la ecuación escalar de Helmholtz. Para un parche rectangular de dimensiones  $l$  y  $h$ , se usan coordenadas rectangulares y el campo está dado por:

$$(\nabla^2 + k_d^2) E_x(y, z) = \left( \frac{\delta^2}{\delta y^2} + \frac{\delta^2}{\delta z^2} + k_d^2 \right) E_x(y, z) \quad \text{II.4.271}$$

= 0 (lejos de la alimentación)  
 $\omega \mu_0 J_x$  (en el punto de alimentación)

donde:

$$k_d = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_{or}}$$

Aplicando las condiciones de frontera el campo obtenido es:

$$E_x = A_{mn} \cos(k_y y) \cos(K_z z) = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{l} y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{w} z\right) \quad \text{II.4.272}$$

La frecuencia de resonancia de la cavidad es igual a la de una cavidad convencional. Los parámetros m, n representan el modo de propagación de los cuales se puede obtener la frecuencia de resonancia para cada uno de ellos. Las frecuencias de resonancia ocurren cuando las ranuras están separadas un múltiplo entero de medias longitudes de onda, el modo más bajo se obtiene en m=1 y n=0 o:

$$(f_r)_{1,0} = \frac{1}{2l\sqrt{\mu_0 \epsilon_{or}}} \quad \text{II.4.273}$$

La solución general para todos los modos es la suma arbitraria del conjunto de funciones ortogonales que representan las soluciones individuales y que puede escribirse como:

$$E_x = \sum_n \sum_m A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{l} y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{w} z\right) \quad \text{II.4.274}$$

Las componentes de campo pueden usarse para obtener densidades de corriente magnética equivalentes a los largo del perímetro del parche, lo que permite obtener expresiones de campo radiado más exactas que concuerdan con las mediciones que se han hecho de este tipo de antenas

Se pueden emplear procedimientos similares para parches circulares y algunas otras configuraciones. Las frecuencias de resonancia para los parches circulares son similares a las de guías de onda circulares, considerando que debe tomarse la permeabilidad efectiva.

#### CONDUCTANCIA DE RADIACION

Como los campos de las antenas de microcintas están definidas para ranuras, la potencia total radiada se define en función de la conductancia de radiación, siguiendo el mismo procedimiento que para las antenas convencionales y está dada por:

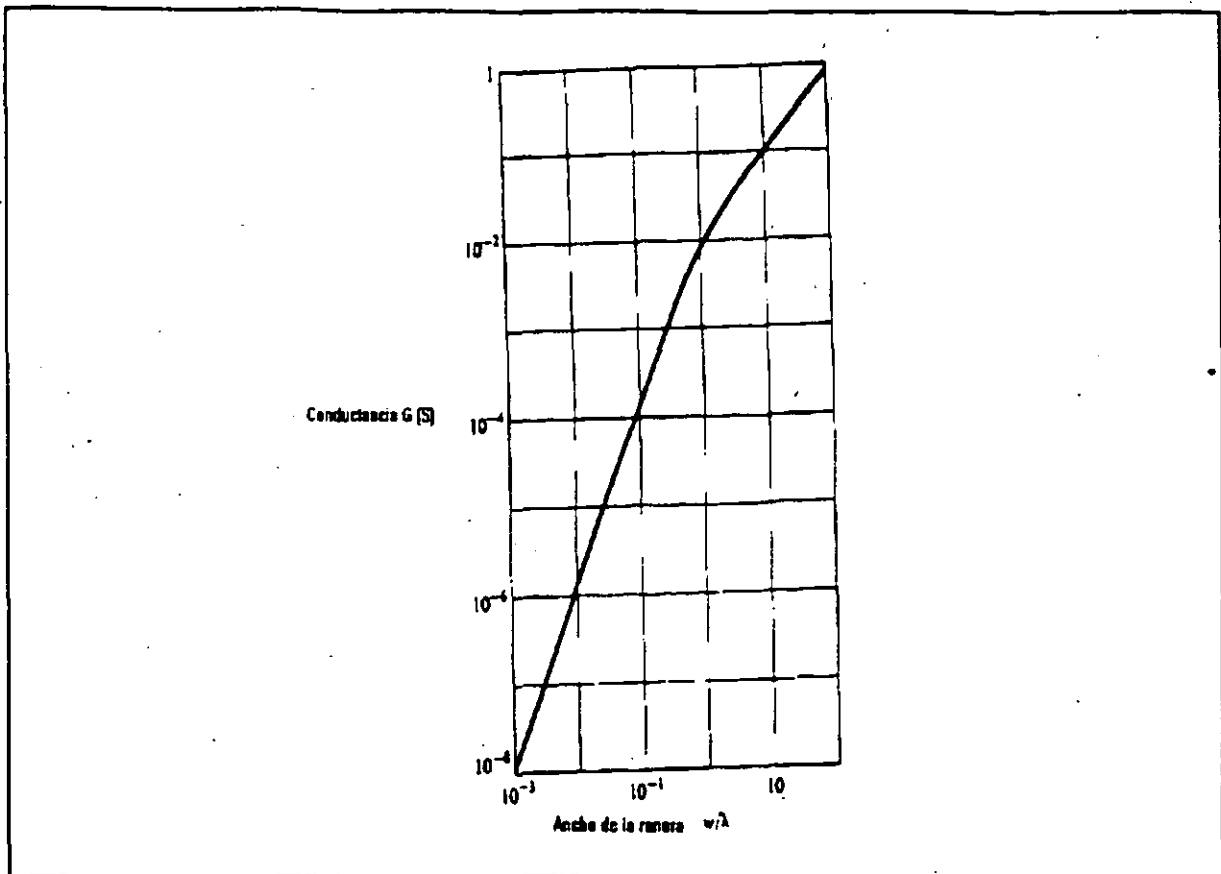
$$G = \frac{2W_t}{W_0^2} = \frac{1}{120\pi^2} I \quad \text{II.4.275}$$

donde:

$$I = \int_0^\pi \left[ \frac{\text{Sen}\left(\frac{kw}{2}\text{Cos}\theta\right)}{\text{Cos}\theta} \right]^2 \text{Sen}^3\theta d\theta \quad \text{II.4.276}$$

Para resolver la ecuación 276 se requiere usar métodos numéricos, en la figura II.4.54 se muestra una gráfica de la conductancia en función de  $w/\lambda$





II.4.54

### DIRECTIVIDAD

Siguiendo procedimientos similares a los de las antenas convencionales, se obtiene la directividad de este tipo de antenas como:

$$D = \left[ \frac{2\pi w}{\lambda} \right]^2 \frac{1}{\Gamma}$$

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**

C U R S O S   A B I E R T O S

IV CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES  
MODULO IV TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

INGENIERIA DE MICROONDAS

EXPOSITOR DR. JAVIER GONZALEZ.



École de technologie supérieure  
Département de génie électrique

INGENIERIA DE MICROONDAS

TELECOMUNICACIONES RF-MICROONDAS

FACULTAD DE INGENIERIA DE LA UNAM  
MEXICO

JAVIER GONZALEZ  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
ECOLE DE TECHNOLOGIE SUPERIEURE  
UNIVERSITE DU QUEBEC

**I BREVE HISORIA**

## QUE ES LA INGENIERIA DE MICROONDAS?

El termino microondas se refiere a  
todas las ondas comprendidas entre

**300 Mhz - 300 Ghz**

de periodo

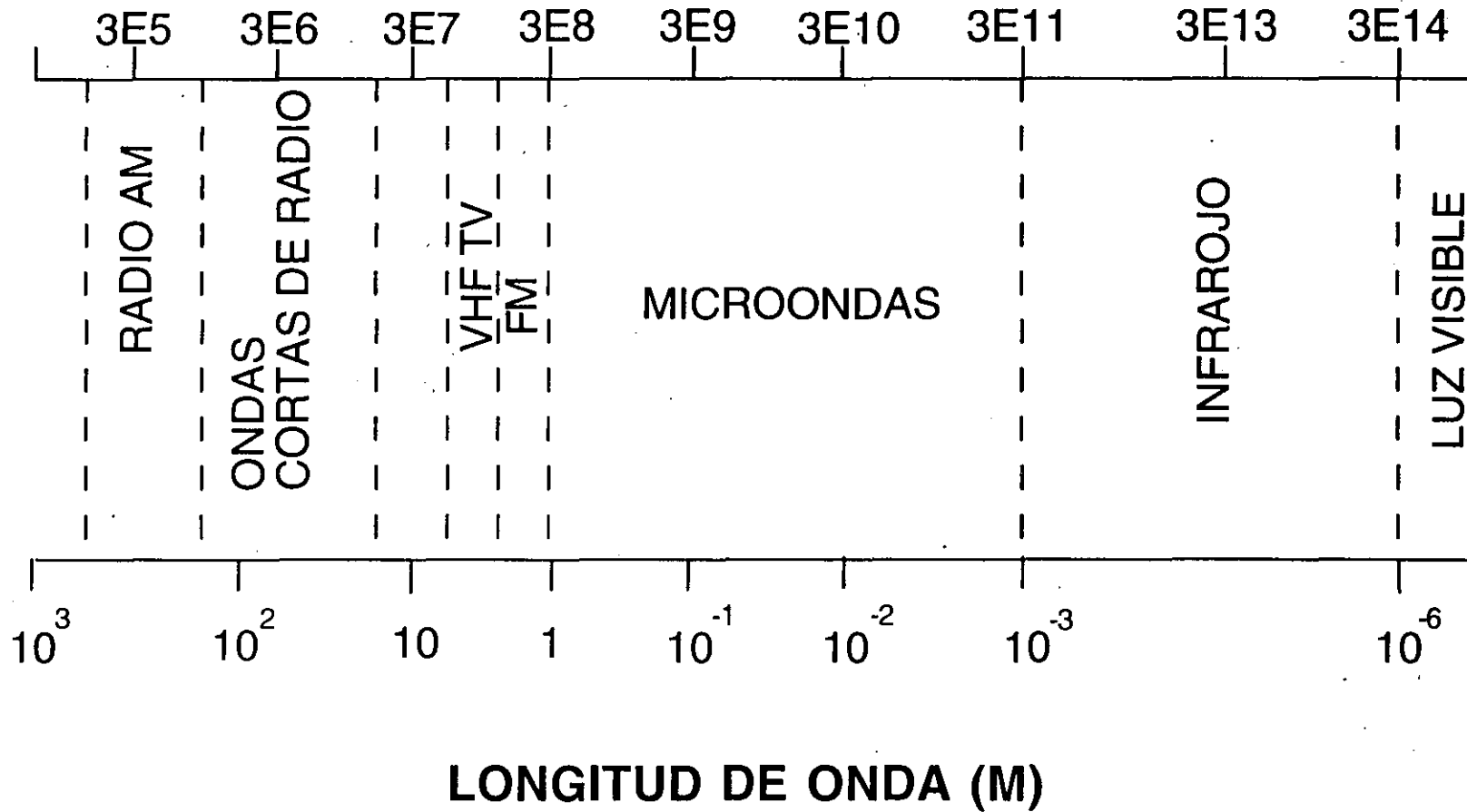
$$T = \frac{1}{f} \quad 3 \text{ ns (3 E-g seg)} - 3 \text{ ps (3 e - 12 seg)}$$

y de longitud de Onda

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad 1\text{m} - 1\text{mm}$$

# ESPECTRO ELECTROMAGNETICO

Frecuencia (Hz)



**BANDAS DE FRECUENCIA TIPICAS****DESIGNACION DE BANDAS**

<b>AM</b>	<b>535-1605 Khz</b>	<b>L</b>	<b>1-2 Ghz</b>
<b>Ondas cortas</b>	<b>3-30 Mhz</b>	<b>S</b>	<b>2-4 Ghz</b>
<b>FM</b>	<b>88-108 MHZ</b>	<b>C</b>	<b>4-8 Ghz</b>
<b>VHF TV (2-4)</b>	<b>54-72 Mhz</b>	<b>X</b>	<b>8-12 Ghz</b>
<b>VHF TV (5-6)</b>	<b>76-88 Mhz</b>	<b>Ku</b>	<b>12-18 Ghz</b>
<b>UHF TV (7-13)</b>	<b>174-216 Mhz</b>	<b>K</b>	<b>18-26 Ghz</b>
<b>UHF TV (14-83)</b>	<b>470-890 Mhz</b>	<b>Ka</b>	<b>26-40 Ghz</b>
<b>Hornos Microondas</b>	<b>2.5 Ghz</b>	<b>U</b>	<b>40-60 Ghz</b>



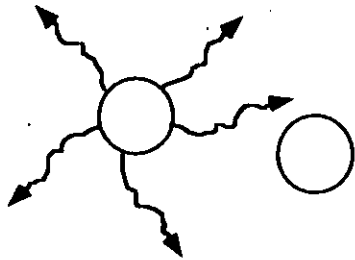
## BREVE HISTORIA DE LAS MICROONDA

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H}$$

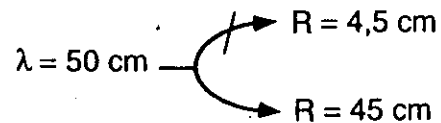
$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon \vec{E}$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0$$



TEM, TM<sub>mn</sub>, TE<sub>mn</sub>



**1873**

**James Clerk MAXWELL**

**Teorias Electromagnetica**

**1887-1895**

**Henrich HERTZ**

**Primer ingeniero en  
microondas**

**1897**

**Lord Ray leigh  
Teoria de la propaga cion**

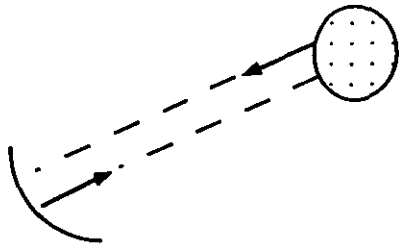
**1936**

**G. Southworth y  
W. Barrow  
Propagacion a traves de  
un tubo**

# RADAR

1930 Desarrollo del magnetron en Inglaterra

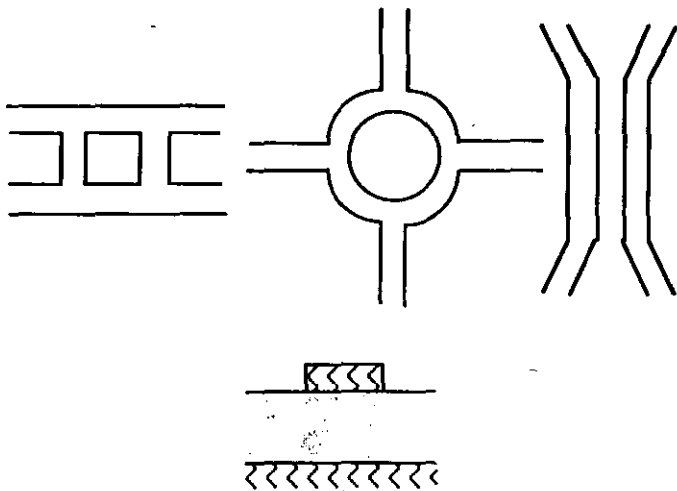
1940 RADAR en la banda de microondas en Inglaterra y USA,



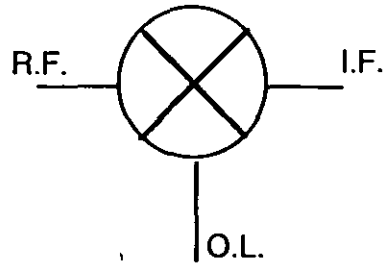
# LINEAS DE TRANSMISION PLANAS

1950 Diferentes componentes fabricados con líneas

1960 ITT desarrolla la guía microstrip



## DISPOSITIVOS ACTIVOS MICROONDAS



$$\frac{S_0}{N_0}$$

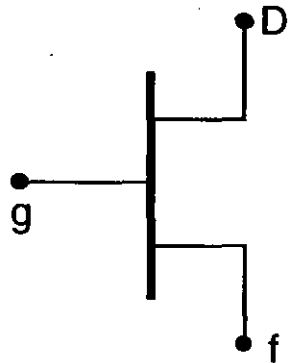
**1920** Diodos de cristal y mezcladores son utilizados para la conversión de frecuencia

Friis contribuye al estudio del ruido

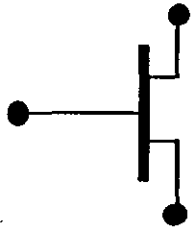
**1930** Desarrollo de magnetron

**1937** Los hermanos varian inventan el klystron

**1950** Concepción de amplificadores de bajo ruido utilizando los tubes de ondas viajeras y los masers



**1952** W. Shockley, Teoria del transistor FET



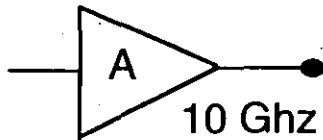
1965

Primer FET realizado en el Cal Tech.

MMIC

Finales 1960's

Primer circuito integrado monolitico microondas



1976

Primer amplificador MMIC desarrollado en los laboratorios PLESSEY

TEGFET  
HEMT

1980

Thomson-CSF y FUJITSU presentan un FET a heteroestructura

RAM 16 bits  
35k MESFETS's

Finales 80's

Numerosos laboratorios en Europa, Estados Unidos, Japon desrrollan MMIC's complejos

RAM 4 kbits  
8k TEGFET's

## Aplicaciones futuras. Bandas milimetricas

62-63 Ghz  
65-66 Ghz  
100 Mbit/s

1993

Proyecto RACE. Desarrollo de una Red B-ISDN para los usuarios mobiles

76-77 Ghz

General Motors propone a la FCC un sistema de radar para el trafico automovilistico

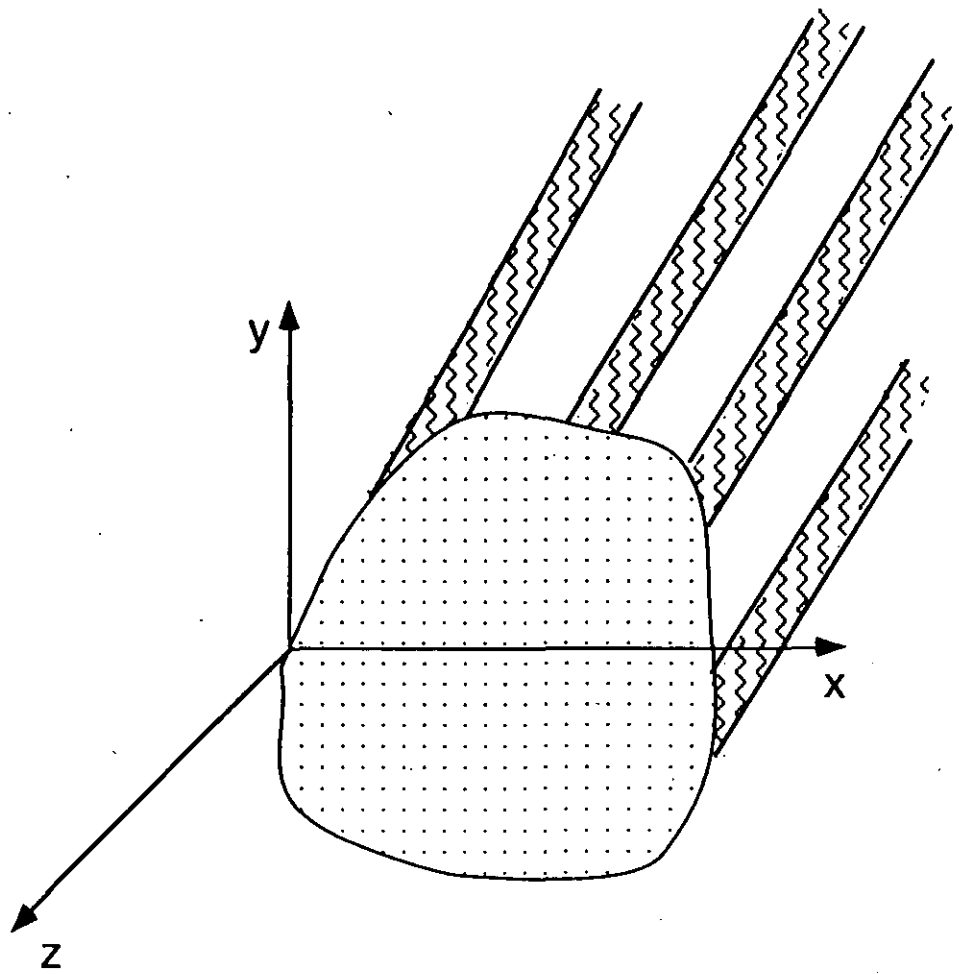
90's

Acesso inalambrico aplicado a la telefonia

**II - LINEAS DE TRANSMISION Y GUIAS**

**DE ONDA MICROONDAS**

# PROPAGACION GUIADA



**Lineas de transmision:**  
- Dos a mas conductores  
- TEM, TM, TE

**Guias de onda:**  
- un solo conductor  
- TM y TE  
- Fc de propagación

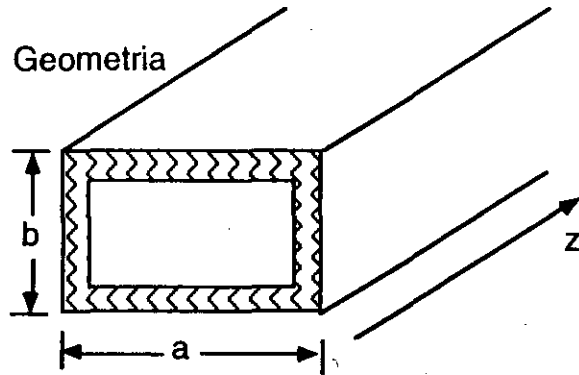
**Caracteristicas:**  
- constante de propagacion  
- Impédancia caracteristica  
- Atenuación  
- Banda de operación

## GUIA DE ONDAS RECTANGULAR

- **Primera estructura utilizada para el transporte de microondas**
- **Banda de operación 1 Ghz - 220 Ghz**
- **Modo dominante de propagación TE<sub>10</sub>**
- **Componentes disponibles : Acopladores, aisladores, atenuadores...**



# GUIA DE ONDAS RECTANGULAR METALICA



**Frecuencia de corte para los modos TE<sub>mn</sub> y TM<sub>mn</sub>**

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

**Impedancia de onda**

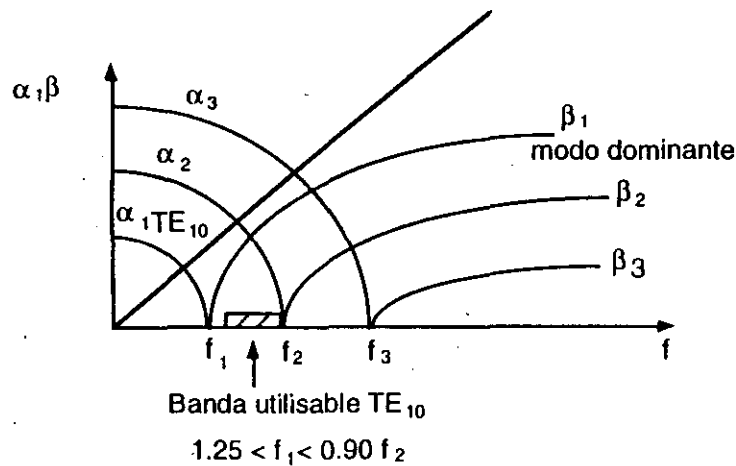
$$Z_{TE} = \frac{377/\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1-f_c^2/f^2}} \quad Z_{TM} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{1-\frac{f_c^2}{f^2}}$$

$\epsilon_r$  constante dieléctrica

**Potencia máxima de transmisión**

$$P_{max} = 3.6 a \left| \begin{array}{c} b \\ in \end{array} \right| \sqrt{1-\frac{f_c^2}{f^2}} \quad MW$$

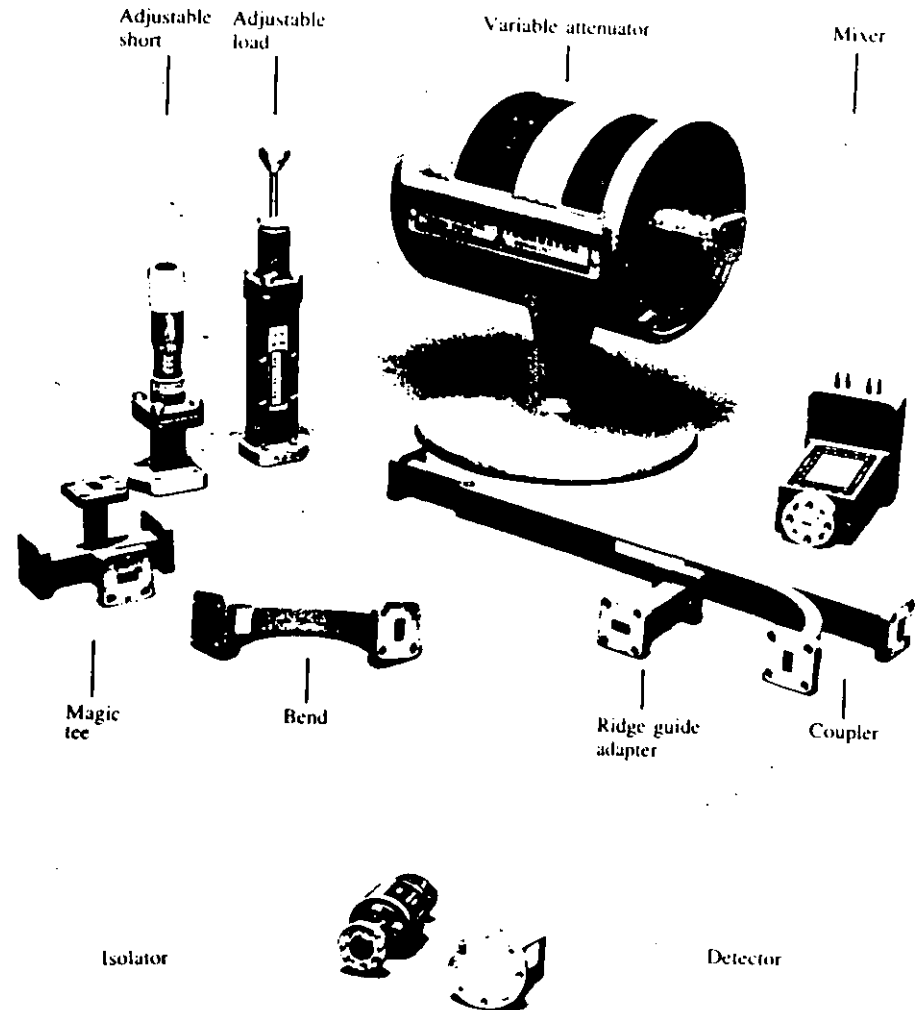
**Bandas de frecuencia. Diagrama de dispersión**



## Tabla de las guías de onda rectangulares IEC

Type 153 IEC--	Bande de fréquences en GHz		Dimensions		Affaiblissement en dB/m		
	Mode dominant de	à	a/mm	b/mm	à f/GHz	théorique	max.
R 3	0,32	0,49	584,2	292,1	0,386	0,00078	0,0011
R 4	0,35	0,53	533,4	266,7	0,422	0,00090	0,0012
R 5	0,41	0,62	457,2	228,6	0,49	0,00113	0,0015
R 6	0,49	0,75	381,0	190,5	0,59	0,00149	0,002
R 8	0,64	0,98	292,1	146,05	0,77	0,00222	0,003
R 9	0,76	1,15	247,65	123,82	0,91	0,00284	0,004
R 12	0,96	1,46	195,58	97,79	1,15	0,00405	0,005
R 14	1,14	1,73	165,10	82,55	1,36	0,00522	0,007
R 18	1,45	2,20	129,54	64,77	1,74	0,00749	0,010
R 22	1,72	2,61	109,22	54,61	2,06	0,00970	0,013
R 26	2,17	3,30	86,36	43,18	2,61	0,0138	0,018
R 32	2,60	3,95	72,14	34,04	3,12	0,0189	0,025
R 40	3,22	4,90	58,17	29,083	3,87	0,0249	0,032
R 48	3,94	5,99	47,55	22,149	4,73	0,0355	0,046
R 58	4,64	7,05	40,39	20,193	5,57	0,0431	0,056
R 70	5,38	8,17	34,85	15,799	6,46	0,0576	0,075
R 84	6,57	9,99	28,499	12,624	7,89	0,0794	0,103
R 100	8,20	12,5	22,860	10,160	9,84	0,110	0,143
R 120	9,84	15,0	19,050	9,525	11,8	0,133	
R 140	11,9	18,0	15,799	7,898	14,2	0,176	
R 180	14,5	22,0	12,954	6,477	17,4	0,238	
R 220	17,6	26,7	10,668	4,318	21,1	0,370	
R 260	21,7	33,0	8,636	4,318	26,1	0,435	
R 320	26,4	40,0	7,112	3,556	31,6	0,583	
R 400	32,9	50,1	5,690	2,845	39,5	0,815	
R 500	39,2	59,6	4,775	2,388	47,1	1,060	
R 620	49,8	75,8	3,759	1,880	59,9	1,52	
R 740	60,5	91,9	3,099	1,549	72,6	2,03	
R 900	73,8	112	2,540	1,270	88,6	2,74	
R 1 200	92,2	140	2,032	1,016	111	3,82	
R 1 400	114	173	1,651	0,826	136,3	5,21	
R 1 800	145	220	1,295	0,648	174,0	7,50	
R 2 200	172	261	1,092	0,546	206,0	9,70	
R 2 600	217	330	0,864	0,432	260,5	13,76	

## Grá fica de diferentes guías de onda rectangulares



# EJEMPLO GUIA DE ONDA RECTANGULAR

Considerar una guia de onda para la banda K. Enseguida a partir de las tablas de la IEC determinar las dimensiones de la guia y la banda de operación recomendada.

## Solucion:

La región de frecuencia de la banda K esta definida en el rango 18.0-26.5 Ghz. Asi, utilizando la tabla de la IEC, podemos observar que la guía R220, cuyas dimensiones son  $a = 10.66$  mm y  $b = 4.3$  mm, es adecuada.

La frecuencia de corte de las dos primeros modos de propagación son :

$$f_{c10} = \frac{C}{2a} = 14.02 \text{ Ghz}$$

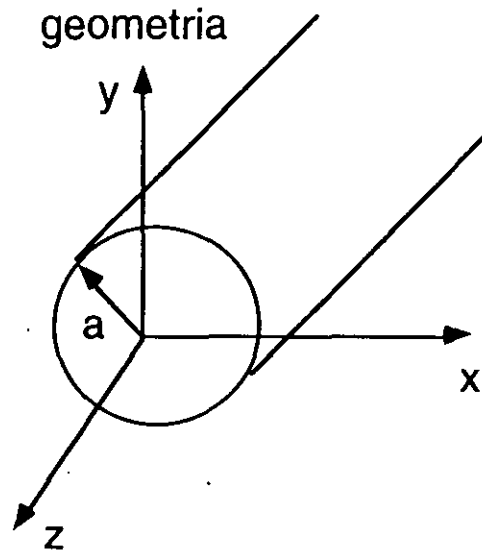
$$f_{c20} = \frac{C}{a} = 28.04 \text{ Ghz}$$

Banda recomendada :

$$f_1 \times 1.25 < f < 95 f_2$$

$$17.5 \text{ Ghz} - 26.6 \text{ Ghz}$$

# GUIA DE ONDA CIRCULAR METALICA



- Propagación de los modos TE y TM
- Ondas polarizadas en forma circular
- TE<sub>0m</sub> disminución de la atenuación al aumentar la frecuencia
- TE<sub>11</sub> modo dominante
- TE<sub>11</sub>, TM<sub>01</sub>, TE<sub>21</sub>, TE<sub>01</sub>/TM<sub>11</sub>, TE<sub>31</sub>

## Frecuencia de corte

$$f_{cTE_{nm}} = \frac{P_{nm} C}{2\pi a} \quad f_{cTM_{nm}} = \frac{q_{nm} C}{2\pi b}$$

$P_{nm}, q_{nm}$  zeros de la funcion de Bessel

## Impedancia de onda

$$Z_{TE} = \frac{377/\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}} \quad Z_{TM} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}$$

$\epsilon_r$  constante dielectrica

## Potencia máxima

$$P_{\max_{TE_{11}}} = 2.7 (2a)^2 \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}} \quad \text{MW}$$

a en pulgadas

## Tabla de las guias circulares descripción IEC

Type	Rayon a/mm	Fréquences de coupure en GHz			Affaiblissement en dB/m. mode TE <sub>11</sub>		
		Mode TE <sub>11</sub>	Mode TM <sub>01</sub>	Mode TE <sub>21</sub>	f/GHz	théorique	max.
C 3.3	323,9	0,27	0,35	0,56	0,325	0,00067	0,0009
C 4	276,7	0,32	0,41	0,66	0,380	0,00085	0,0011
C 4.5	236,4	0,37	0,48	0,77	0,446	0,00108	0,0014
C 5.3	201,9	0,43	0,57	0,90	0,522	0,00137	0,0018
C 6.2	172,5	0,51	0,66	1,06	0,611	0,00174	0,0023
C 7	147,39	0,60	0,78	1,24	0,715	0,00219	0,0029
C 8	125,92	0,70	0,91	1,45	0,838	0,00278	0,0036
C 10	107,57	0,82	1,07	1,70	0,980	0,00352	0,0046
C 12	91,88	0,96	1,25	1,99	1,147	0,00447	0,0058
C 14	78,50	1,20	1,46	2,33	1,343	0,00564	0,0073
C 16	67,05	1,31	1,71	2,73	1,572	0,00715	0,0093
C 18	57,29	1,53	2,00	3,19	1,841	0,00906	0,012
C 22	48,93	1,79	2,34	3,74	2,154	0,0115	0,015
C 25	41,81	2,10	2,74	4,37	2,521	0,0140	0,018
C 30	35,71	2,46	3,21	5,12	2,952	0,0184	0,024
C 35	30,52	2,88	3,76	5,99	3,455	0,0233	0,030
C 40	25,99	3,38	4,41	7,03	4,056	0,0297	0,039
C 48	22,22	3,95	5,16	8,23	4,744	0,0375	0,049
C 56	19,05	4,61	6,02	9,60	5,534	0,0473	0,062
C 65	16,27	5,40	7,05	11,2	6,480	0,0599	0,078
C 76	13,894	6,32	8,26	13,2	7,588	0,0759	0,099
C 89	11,912	7,37	9,63	15,3	8,850	0,0956	0,124
C 104	10,122	8,68	11,3	18,1	10,42	0,1220	0,150
C 120	8,737	10,00	13,1	20,9	12,07	0,1524	
C 140	7,544	11,6	15,2	24,2	13,98	0,1893	
C 165	6,350	13,8	18,1	28,8	16,61	0,2459	
C 190	5,563	15,8	20,6	32,9	18,95	0,3003	
C 220	4,762	18,4	24,1	38,4	22,14	0,3787	
C 255	4,165	21,1	27,5	43,9	25,31	0,4620	
C 290	3,563	24,6	32,2	51,2	29,54	0,5834	
C 330	3,175	27,7	36,1	57,6	33,20	0,6938	
C 380	2,781	31,6	41,3	65,7	37,91	0,8486	
C 430	2,387	36,8	48,1	76,6	44,16	1,0650	
C 495	2,184	40,2	52,5	83,7	48,26	1,2190	
C 580	1,790	49,1	64,1	102	58,88	1,643	
C 660	1,583	55,3	72,3	115	66,41	1,967	
C 765	1,384	63,5	82,9	132	76,35	2,413	
C 890	1,194	73,6	96,1	153	88,30	3,011	

## Tabla de ceros de la función de Bessel

For TE modes  $f_c = q_{nm} c / 2\pi b$ , and for TM modes  $f_c = p_{nm} c / 2\pi b$ , where b is the radius of the waveguide.

a. Values of  $q_{nm}$  for TE Modes

$$J'_n(q_{nm}) = 0$$

n	$q_{n1}$	$q_{n2}$	$q_{n3}$
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841 <sup>a</sup>	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970
3	4.201	8.015	11.346

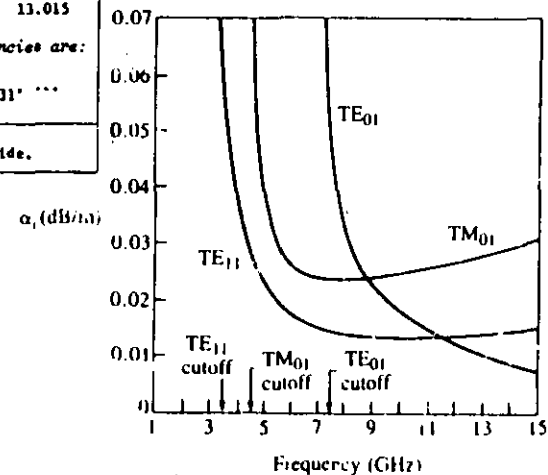
b. Values of  $p_{nm}$  for TM Modes

$$J_n(p_{nm}) = 0$$

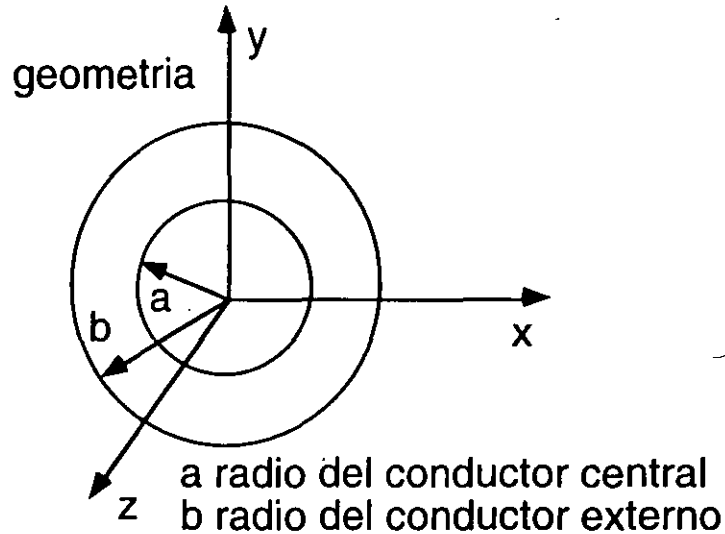
n	$p_{n1}$	$p_{n2}$	$p_{n3}$
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620
3	6.380	9.761	13.015

Modes with ascending cutoff frequencies are:  
TE<sub>11</sub>, TM<sub>01</sub>, TE<sub>21</sub>, TE<sub>01</sub>/TM<sub>11</sub>, TE<sub>31</sub>, ...

<sup>a</sup> Lowest mode of the circular waveguide.



# GUIA DE ONDA COAXIAL



- Modo dominante TEM
- Propagacion al interior del conductor exterior

## Impedancia caracteristica

$$Z_0 = \eta \frac{\ln b/a}{2\pi} \quad \eta = \sqrt{\mu/\epsilon'}$$

## Atenuación

$$\alpha = \frac{R_s}{2\eta \ln b/a} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) + \frac{\omega \epsilon'' \eta}{2}$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad \text{tg } \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$

## Limite superior de frecuencia

$$f_{c_{TE_{11}}} = c \frac{k_c}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}} \quad k_c = \frac{2}{a+b}$$

## Potencia maxima

$$P_{\max} = \frac{\pi a^2 E_d^2}{\eta} \ln \frac{b}{a}$$

## EJEMPLO DE LA LINEA COAXIAL

Considerar una línea coaxial RG-142 cuyas dimensiones son  $a = 0.035$  in y  $b = 0.116$  in. La constante dieléctrica del aislante es  $\epsilon_r = 2.2$ . Determinar la banda de la operación en frecuencia de esta línea?

Solucion :

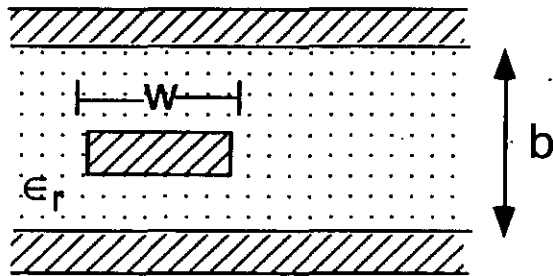
Primero calculamos  $K_c = \frac{2}{a+b} = 521.4 \text{ m}^{-1}$ , enseguida aplicando la ecuación de la frecuencia máxima

$$f_{c_{TE_{11}}} = c \frac{K_c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} = 16.7 \text{ Ghz}$$

en la practica  $f_{\max} = 0.90 \times f_c \approx 16 \text{ Ghz}$

# GUIA DE ONDA STRIPLINE

geometria



- TEM modo dominante
- Propagacion entre dos conductores

w - ancho del conductor central  
 b - separación entre conductores externos  
 $\epsilon_r$  - permitividad relativa del dieléctrico

Calcule las dimensiones para una  $Z_0$  :

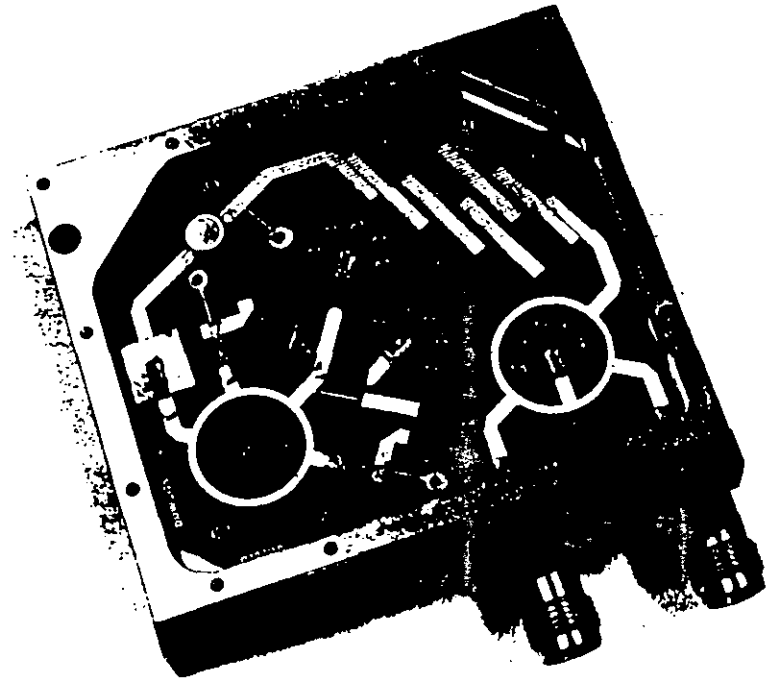
$$\frac{w}{b} \begin{cases} x \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - x} \end{cases}$$

para  $\sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120$

para  $\sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120$

$$x = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_0} - 0.441$$

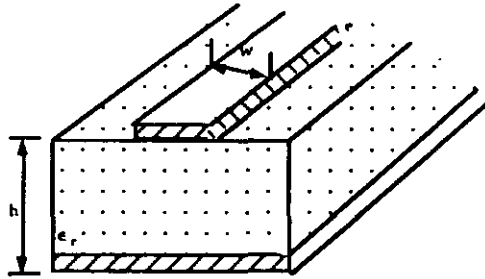
$Z_0$  impedancia característica





# GUIA DE ONDA MICROSTRIP

geometria



• Quasi-TEM modo dominante

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/w}}$$

w - ancho del conductor  
 d - ancho del dielectrico  
 E<sub>r</sub> - constante dielectrica

## Cálculo de las dimensiones para una Z<sub>0</sub> dada

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } w/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } w/d > 2 \end{cases}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377 \pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

donde

## EJEMPLO DE CALCULO DE UNA LINEA MICROSTRIP

Calcular el ancho y la longitud de una línea microstrip para una impedancia característica de 50 ohms y de longitud eléctrica de  $90^\circ$  a 2.5 Ghz. Considerar un espesor y una constante dieléctrica del aislante  $d = 0.127$  cm y  $\epsilon_r = 2.20$ .

**Solucion:**

En primer lugar calculamos la relación  $w/d$  para una impedancia característica  $Z_0 = 50 \Omega$  tomando la fórmula  $w/d > 2$ .

$$B = 7.985 \quad \text{y} \quad w/d = 3.081 \quad w/d > 2$$

$$\text{entonces } w = 0.391 \text{ cm}$$

**La longitud eléctrica es:**

$$E = 90^\circ = \beta \ell = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_e} \ell \quad \text{donde } \epsilon_e = 1.87$$

$$\text{asi } \ell = 2.19 \text{ cm}$$

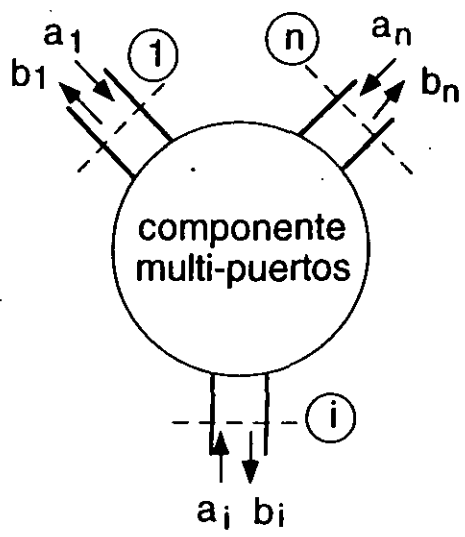
## Resumen de las lineas de transmision y guias mas comunes

CARACTERISTICAS	COAXIAL	GUIA DE ONDA METALICA	STRIPLINE	MICROSTRIP
Modos	TEM	TE <sub>10</sub>	TEM	QUASI-TEM
Otros	TM, TE	TM, TE	TM, TE	Hibrido, TM, TE
Dispersión	Nula	Media	Nula	Baja
Ancho de banda	Grande	Estrecho	Grande	Grande
Perdidas	Media	Baja	Alta	Alta
Capacidad en potencia	Grande	Alta	Baja	Baja
Dimensiones	Grandes	Grandes	Medias	Pequeñas
Facilidad de fabricación	Media	Media	Facil	Facil
Integración con otros componentes	Dificil	Dificil	Media	Facil

**III - DISPOSITIVOS, COMPONENTES Y TECNOLOGIAS**

**DE MICROONDAS**

# MATRIX [S]

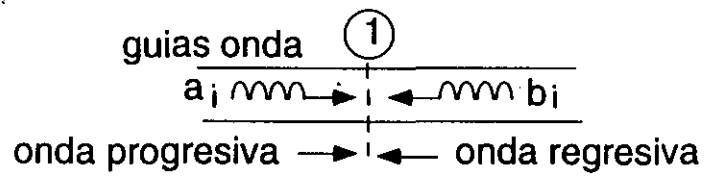


$$[b] = [s] [a]$$

$$s_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \Big|_{a_k=0} \quad \text{para todos los accesos } j \neq i \text{ adaptados}$$

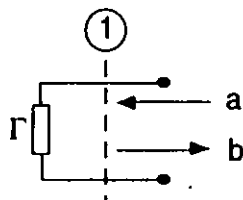
$$s_{ji} = \frac{b_j}{a_i} \Big|_{a_k=0} \quad \text{para todos los accesos } k \neq i \text{ adaptados}$$

transmisión de i hacia j



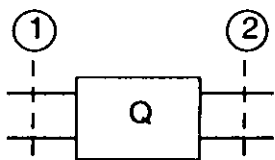
$$a_i = \frac{V_i + Z_{oi} I_i}{2\sqrt{Z_{oi}}} \quad b_i = \frac{V_i - Z_{oi} I_i}{2\sqrt{Z_{oi}}}$$

# REPRESENTACION DE LOS COMPONENTES Y DISPOSITIVOS MICROONDAS



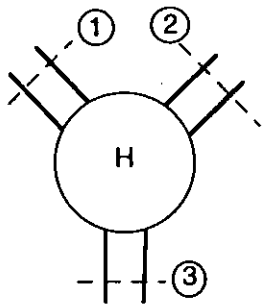
$$b = \Gamma_a$$

Diodos  
Impedancias  
Cargas



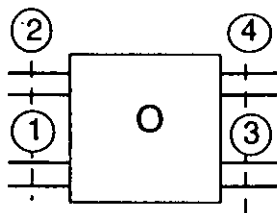
$$[S_Q] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Guia de ondas  
Atenuador  
Defasador  
Transistor



$$[S_H] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

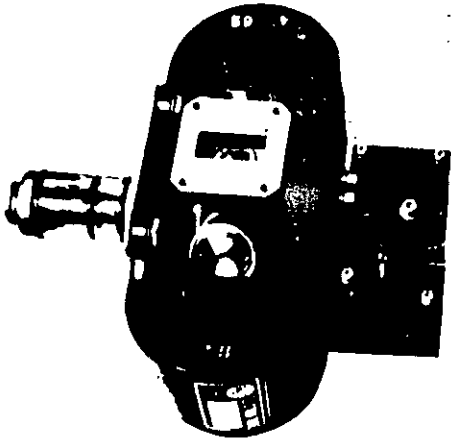
Circulador  
Divisor de potencia



$$[S_O] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

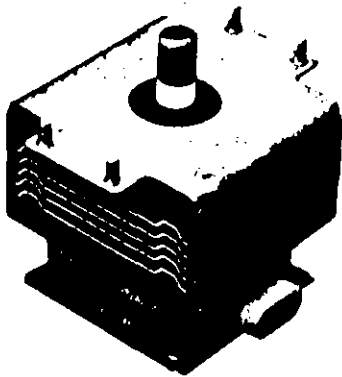
Acopladores

## TUBOS MICROONDAS

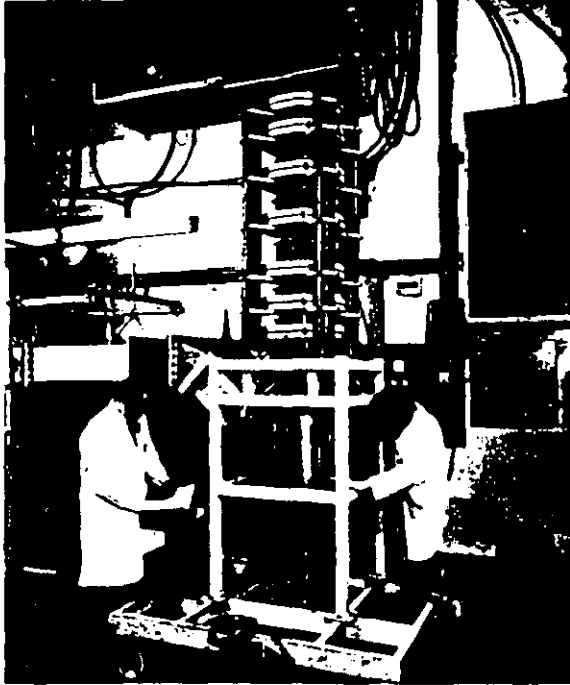


### MAGNETRON

- Alta potencia 10 kW a 10 mW
- Frecuencias milimetricas 100 GHz
- Rendimiento 90 %
- Radar a Impulsión
- Horn os de microondas



## TUBOS MICROONDAS (cont ...)



### KLYSTRON

- Amplificador u oscilador
- 2 Cavidades 20 dB
- Rendimiento 60 %
- Alto costo
- Astronomie



## DISPOSITIVOS MICROONDAS DE ESTADO SOLIDO DIODOS

IMPATT : Impact ionization avalanche transit time

Union PN, Si

Tension inversa 70-100 V

Resonadora Q ↑ e Impact → oscilador

Amplificador

2 - 100 GHz

GUN : Dispositivo a transferencia de electrones

Barra de semiconductor Ga As o Inp

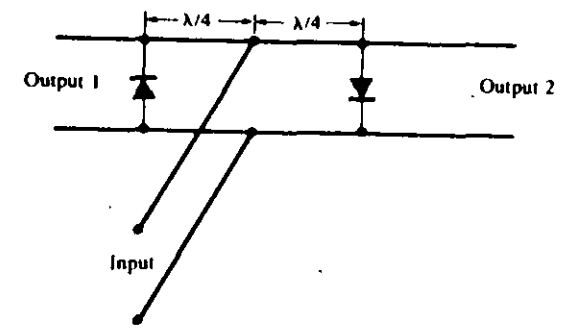
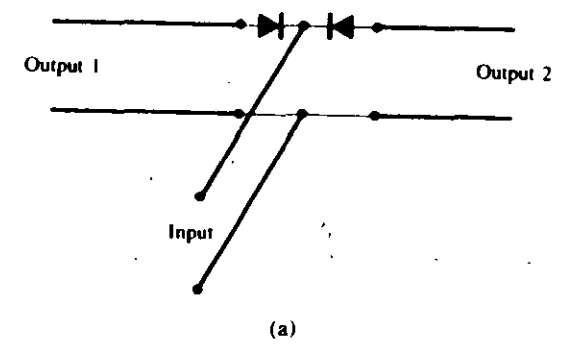
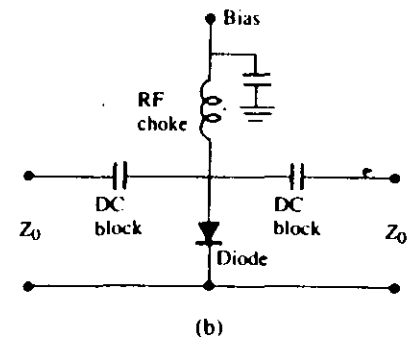
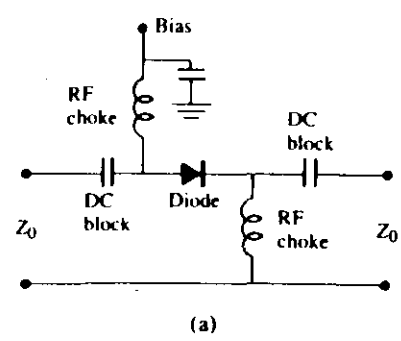
Tension 6 - 15 V → 10 a 100 mW

Amplificador )  
Oscilador ) 2-100GHz

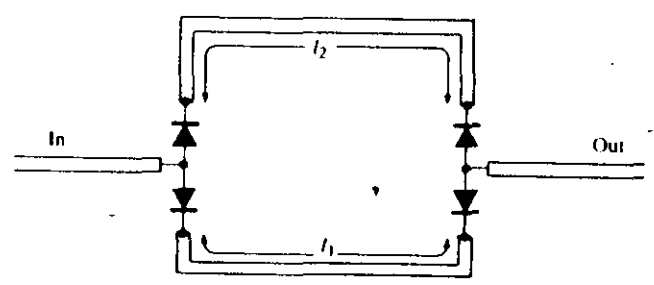
PIN :            Tres regiones, dos dopadas P y N y una intrínseca  
                    Banda intrínseca a resistencia variable ( $10\text{ K}\Omega - 1\ \Omega$ )  
                    Atenuadores, limitadores, circuitos de interrupción, de fasadores

SCHOTTKY :    Unión metal - semiconductor  
                    Característica I - V no lineal  
                    Detectores, osciladores, mezcladores

# Circuitos microondas a diodos



$$\Delta\phi = \beta(\ell_2 - \ell_1),$$



# DISPOSITIVOS MICROONDAS DE ESTADO SOLIDO TRANSISTORES

BJT : Transistor bipolar

Silicio

NPN

$f_T$  ganancia unitaria

$f_{max} G_{Amax} = 1$

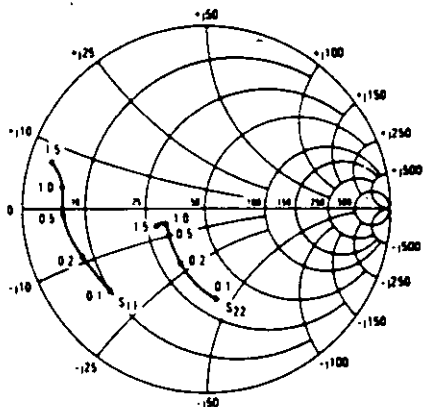
MESFET : Transistor a efecto de campo a union metal semiconductor

Union Schottky

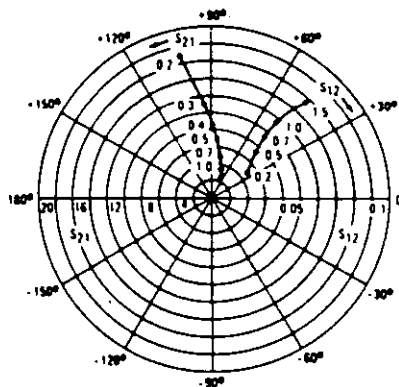
Ga As

MRF962 COMMON-EMITTER S-PARAMETERS

INPUT/OUTPUT REFLECTION COEFFICIENTS versus FREQUENCY  
(VCE = 10 V, IC = 50 mA)



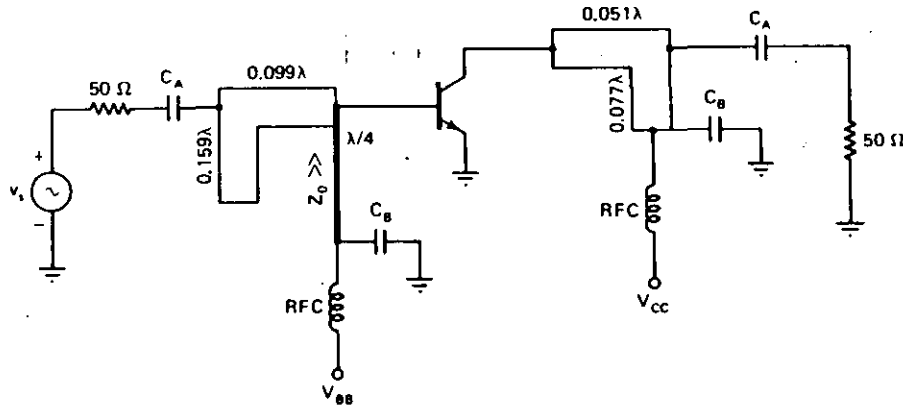
FORWARD/REVERSE TRANSMISSION COEFFICIENTS versus FREQUENCY  
(VCE = 10 V, IC = 50 mA)



VCE (Volts)	IC (mA)	f (MHz)	S11		S21		S12		S22	
			S11	∠φ	S21	∠φ	S12	∠φ	S22	∠φ
5.0	10	100	0.70	-102	17.42	128	0.044	43	0.65	-57
		300	0.75	-156	7.11	98	0.058	24	0.32	-97
		500	0.78	-170	4.36	86	0.064	25	0.26	-110
		700	0.78	-176	3.16	77	0.071	26	0.23	-117
		1000	0.78	176	2.26	67	0.078	27	0.24	-126
		1500	0.79	167	1.51	54	0.092	29	0.31	-133
	25	100	0.69	-131	24.24	118	0.029	38	0.56	-87
		300	0.77	-167	8.76	95	0.039	32	0.35	-137
		500	0.79	-176	5.28	85	0.046	36	0.32	-150
		700	0.80	178	3.82	78	0.055	40	0.31	-158
		1000	0.79	173	2.72	70	0.067	42	0.32	-164
		1500	0.81	164	1.82	59	0.086	42	0.34	-167
	50	100	0.71	-147	27.72	113	0.021	37	0.53	-107
		300	0.78	-173	9.59	94	0.030	40	0.41	-152
		500	0.81	179	5.72	85	0.038	46	0.39	-163
		700	0.81	176	4.09	78	0.048	50	0.38	-169
		1000	0.81	171	2.89	71	0.061	51	0.38	-175
		1500	0.82	163	1.96	62	0.082	49	0.40	-177
10	10	100	0.71	-92	18.77	131	0.037	47	0.70	-44
		300	0.74	-150	8.00	100	0.051	28	0.34	-69
		500	0.75	-166	5.01	87	0.056	28	0.27	-75
		700	0.76	-174	3.82	78	0.064	28	0.24	-79
		1000	0.76	179	2.58	69	0.071	30	0.24	-88
		1500	0.77	168	1.72	55	0.085	31	0.31	-104
	25	100	0.67	-120	27.10	122	0.027	42	0.57	-68
		300	0.73	-163	10.27	97	0.035	36	0.27	-110
		500	0.76	-174	6.21	86	0.043	39	0.22	-124
		700	0.77	-179	4.48	78	0.051	41	0.20	-132
		1000	0.77	175	3.19	71	0.062	43	0.20	-139
		1500	0.78	166	2.13	59	0.080	42	0.25	-142
	50	100	0.68	-137	31.53	116	0.020	37	0.49	-85
		300	0.74	-169	11.17	96	0.028	40	0.27	-131
		500	0.77	-177	6.89	85	0.037	46	0.24	-144
		700	0.77	178	4.82	78	0.047	48	0.23	-152
		1000	0.77	173	3.42	71	0.060	50	0.23	-158
		1500	0.79	165	2.30	61	0.078	47	0.27	-159

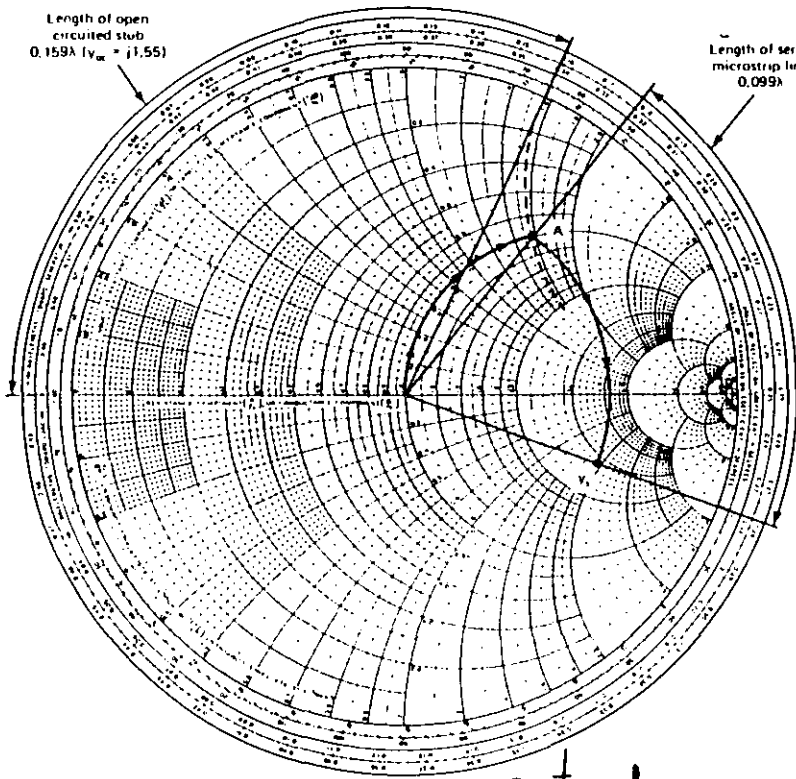
MATRIZ |S| DE UN TRANSISTOR MICROONDAS

# Amplificador microondas



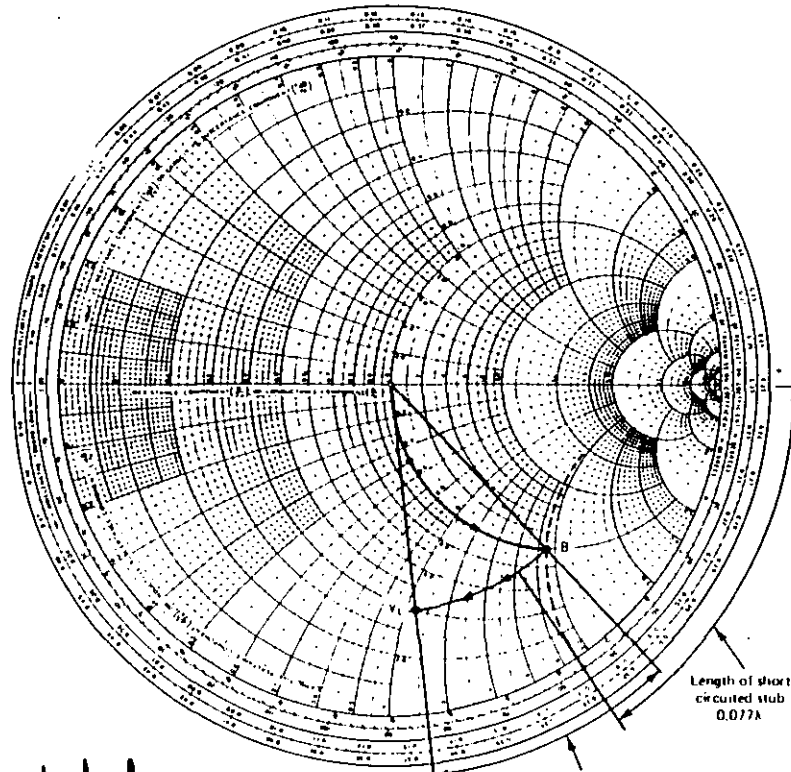
Length of open  
circuited stub  
 $0.159\lambda$  ( $\Gamma_{max} = j1.55$ )

Length of series  
microstrip line  
 $0.099\lambda$



entrada

(i)

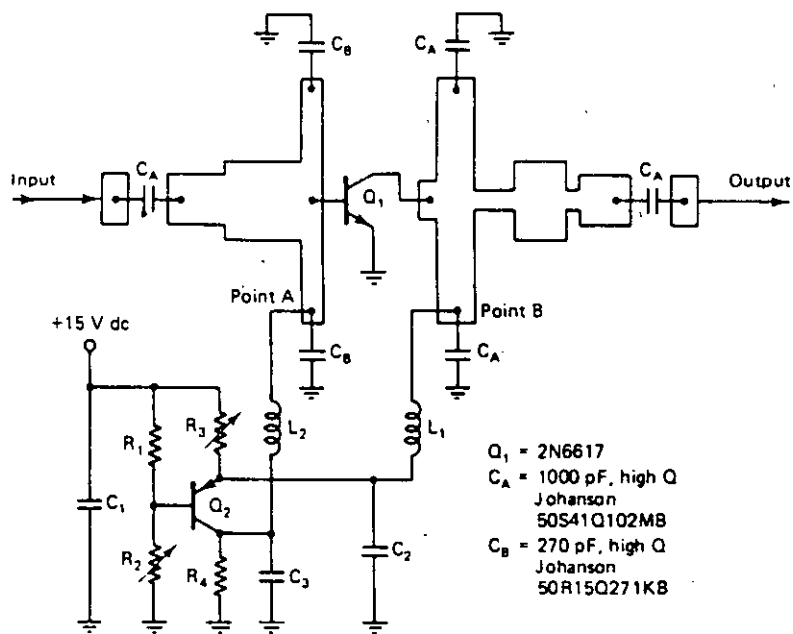


Length of short  
circuited stub  
 $0.077\lambda$

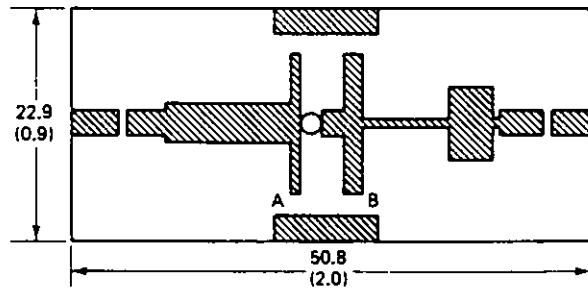
Length of series  
microstrip line  
 $0.051\lambda$

salida

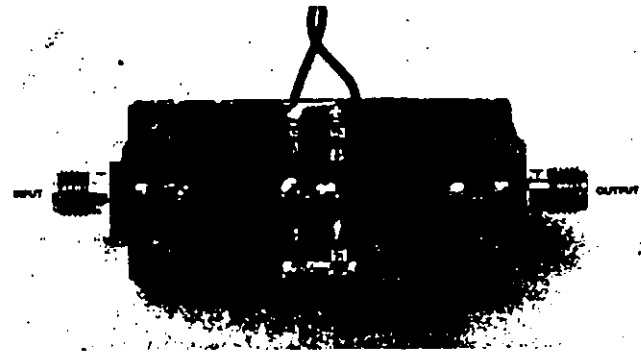
(ii)



(a)



Dimensions in millimeters (inches)

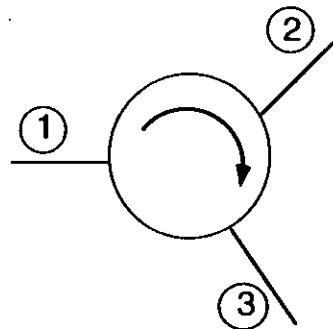


# COMPONENTES MICROONDAS A 3 ACCESOS

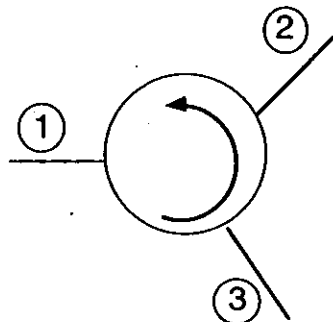
Circuladores

Componentes no reciprocos

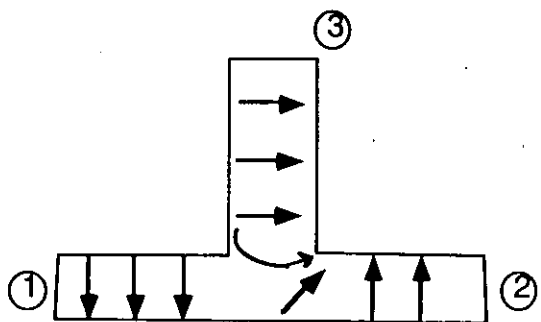
$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

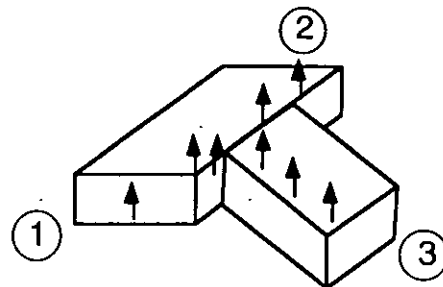


T<sub>e</sub> paralela



$$S_{11} = S_{22} \quad S_{13} = -S_{23}$$

1 y 2 en oposicion de fase



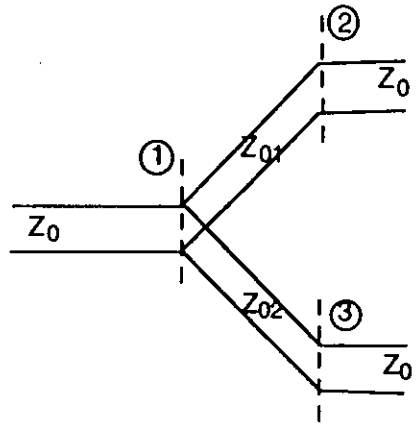
$$S_{11} = S_{22} \quad S_{13} = S_{23}$$

1 y 2 en fase



## DIVISORES DE POTENCIA

Divisor sin perdidas



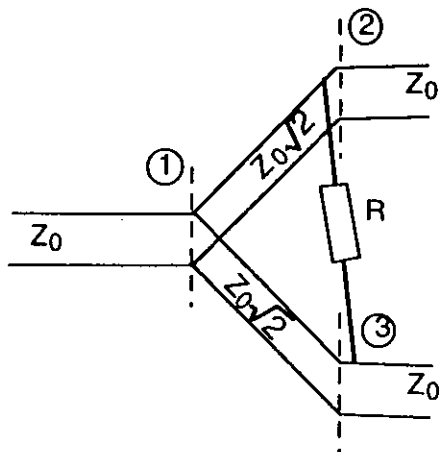
$$S_{11} = 0 \quad S_{22} \neq 0$$

$$S_{33} \neq 0$$

$$Z_{01} = Z_0 \sqrt{n}$$

$$Z_{02} = Z_0 \sqrt{\frac{n}{n-1}}$$

Divisor Wilkinson

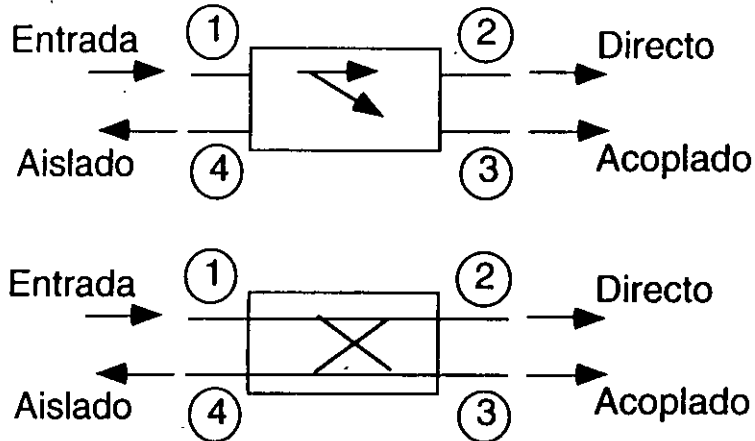


$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$$

$$R = 2 Z_0$$

## COMPONENTES MICROONDA A 4 ACCESOS

### ACOPLADORES DIRECTIVOS



$$\text{Acoplamiento} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \text{ dB}$$

$$\text{Directividad} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \text{ dB}$$

$$\text{Aislamiento} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \text{ dB}$$

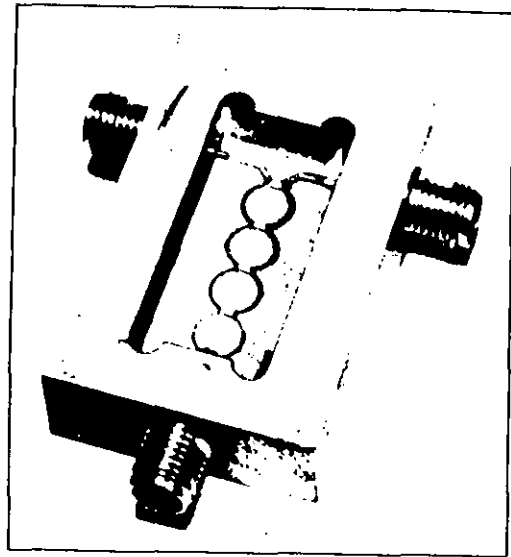
$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\theta = 90^\circ$$

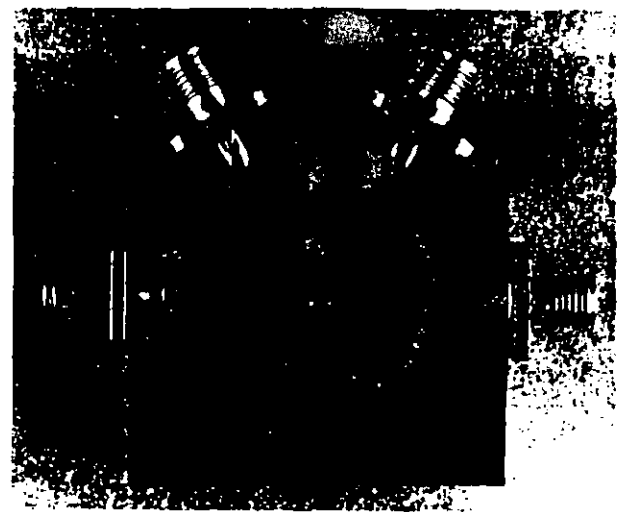
$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\theta = 180^\circ$$

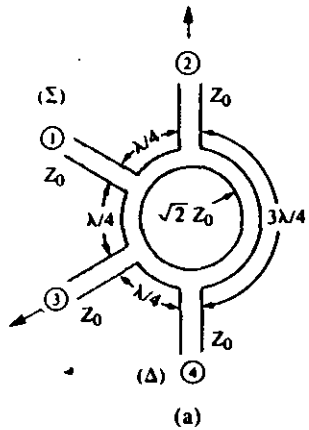
Divisor Wilkinson



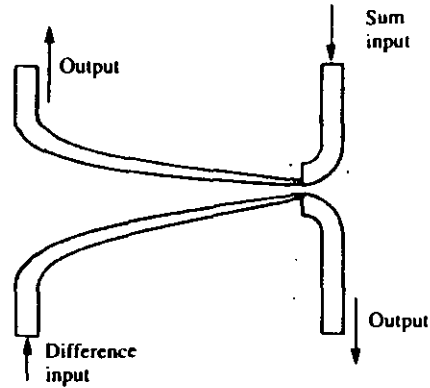
Acoplador en anillo



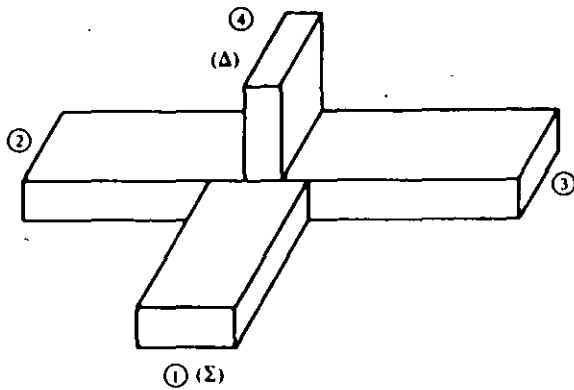
# Acopladores



(a)



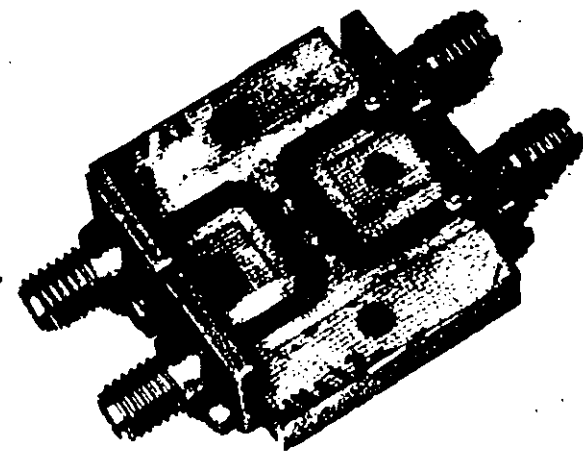
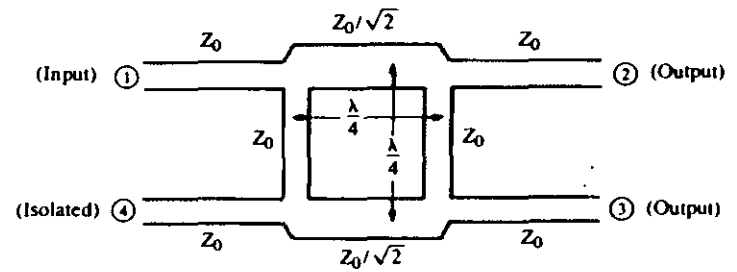
(b)



(c)

- a) Rat-Race
- b) a línea
- c) T-magica

# Acoplador Branch-line





# CIRCUITOS INTEGRADOS

## MICROONDAS

### VENTAJAS DE LA TECNOL. HIBRIDA

- SUBSTRATOS A BAJO COSTO Y MAS GRANDES
- POSIBILIDAD DE SINTONIZACION POSTERIOR A LA FABRICACION
- COMPONENTES A Q MAS ELEVADA Y MENORES PERDIDAS
- SELECCION EXTENSA DE COMPONENTES

### VENTAJAS DE LA TECNOL. MONOLITICA

- PARASITOS MAS PEQUEÑOS Y MAS CONTROLADOS
- MAYOR INTEGRACION POSIBLE
- DIMENSIONES MAS PEQUEÑAS Y MENOR PESO
- MEJOR REPRODUCCION Y RENDIMIENTO
- DISEÑO DE CIRCUITOS ESPECIFICOS: ADAPTACION BANDA ANCHA Y CONTROL TERMICO.



RELATIVAS DESVENTAJAS DEL AsGa SOBRE  
EL Si PARA LOS CIRCUITOS INTEGRADOS  
MICROONDAS

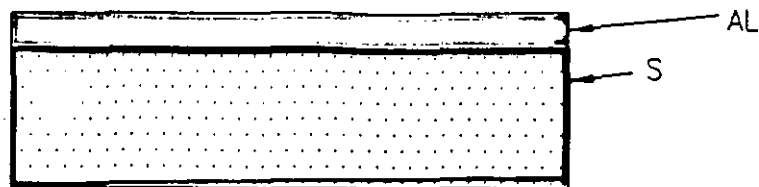
- EL AsGa TIENE UNA CONDUCTIVIDAD TERMICA INFERIOR AL Si
- AsGa ES MAS FRAGIL Y MAS DIFICIL DE MANIPULAR QUE EL Si
- LOS DISPOSITIVOS TIPO P NO SON DISPONIBLES EN AsGa
- EL AsGa TIENE UN RUIDO 1/F SUPERIOR

RELATIVAS VENTAJAS DEL AsGa SOBRE EL  
Si PARA LOS CIRCUITOS INTEGRADOS  
MICROONDAS

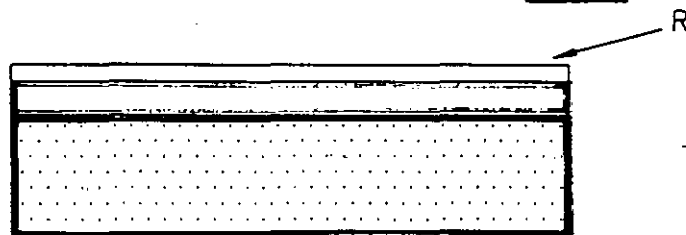
- EL AsGa TIENE UN DESEMPEÑO SUPERIOR A ALTAS FRECUENCIAS  
( P.E.,  $f_t$  FRECUENCIA DE RELAJACION Y  $f_{max}$  SUPERIORES)
- CAPACITANCIAS PARASITAS MAS PEQUEÑAS
- POSIBILIDAD DE LOGRAR COMPONENTES PASIVOS CON UN FACTOR DE CALIDAD Q SUPERIOR (INDUCTORES, LINEAS DE TRANSMISION, ETC)
- LA TOLERANCIA A LAS RADIACIONES PUEDE SER MEJOR EN EL AsGa
- EL AsGa (MESFET) ES UNA INTERFACE COMODA ENTRE LOS COMPONENTES OPTICOS Y DE ALTA FRECUENCIA.

## CIRCUITOS INTEGRADOS HIBRIDOS

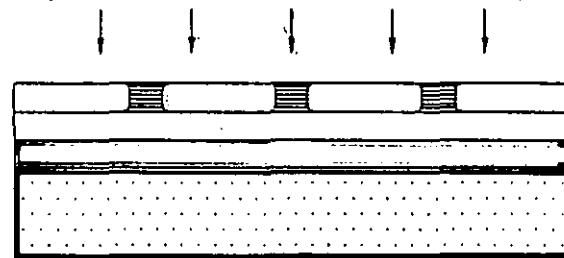
*Substratos de capa delgada, líneas microcinta, combinados con componentes discretos activos y pasivos utilizando interconexiones por alambres.*



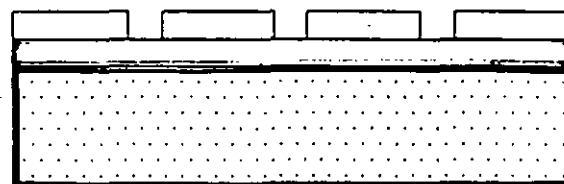
DEPOSITO DE UNA CAPA UNIFORME DE METAL



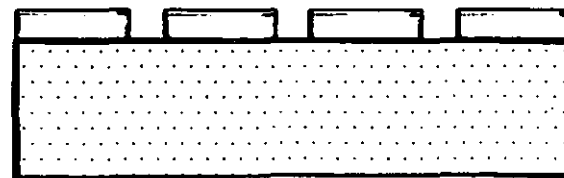
DEPOSITO DE UNA CAPA UNIFORME DE RESINA  
 FOTOSENSIBLE Y COCIDO A UNA TEMPERATURA MEDIA DE LA RESINA  
 (PARA QUE ELLA SE SOLIDIFIQUE)



APLICACION SOBRE LA RESINA DE UNA MASCARILLA FOTOGRAFICA  
 REPRESENTANDO EL DISEÑO E ILUMINACION POR UNA LAMPARA ULTRAVIOLETA



DESPEGAMIENTO DE UNA RESINA NO POLIMERIZADA, LO QUE DEJA DESNUDO EL  
 METAL CORRESPONDIENTE A LAS ZONAS DONDE DEBE SER ELIMINADO



ATAQUE DEL METAL QUE SE ELIMINA EN LAS ZONAS DEFINIDAS  
 POR LA MASCARILLA.

S = SUBSTRATO

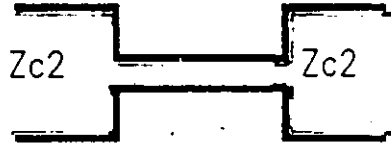




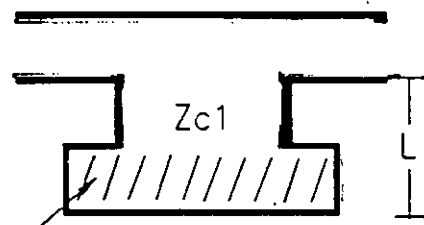
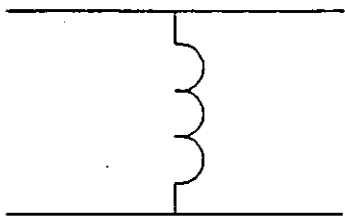
INDUCTOR



$Z_{c1} \gg Z_{c2}$

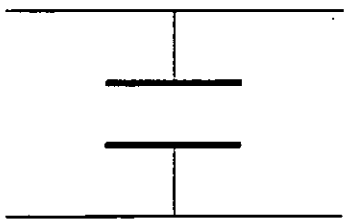


INDUCTOR PARALELO

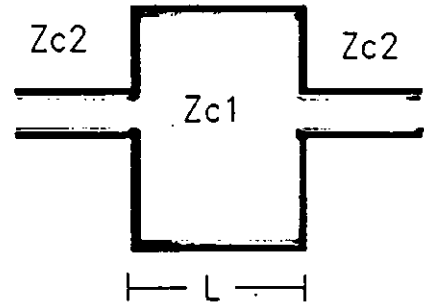


CORTO CIRCUITO

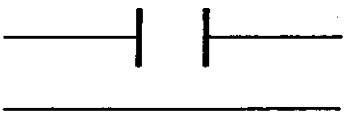
CACITOR PARALELO



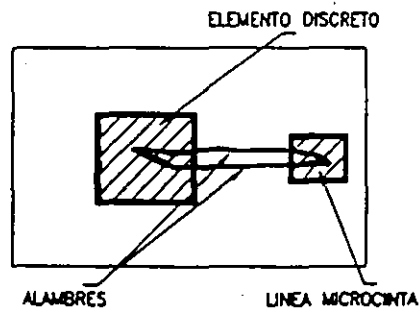
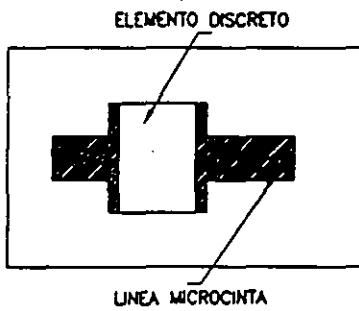
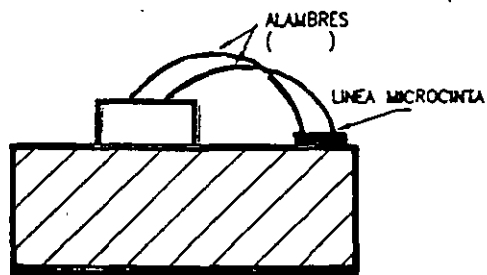
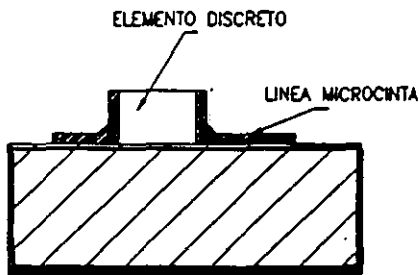
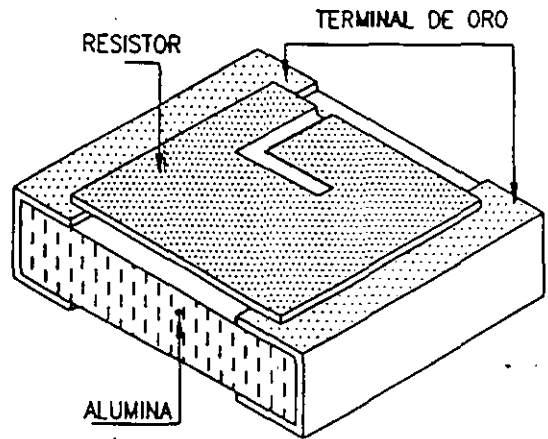
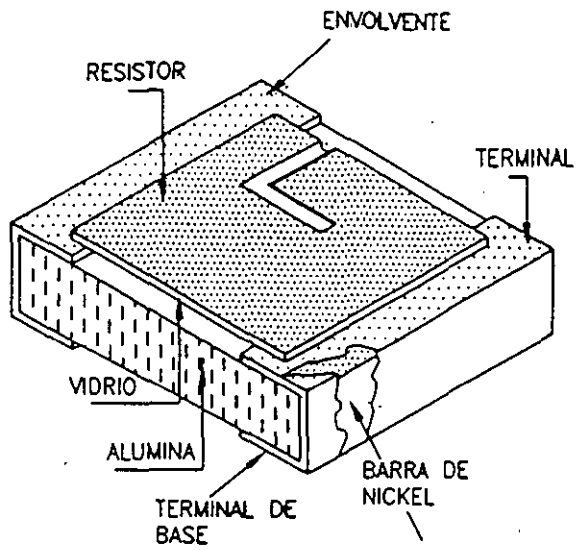
$Z_{c2} \gg Z_{c1}$



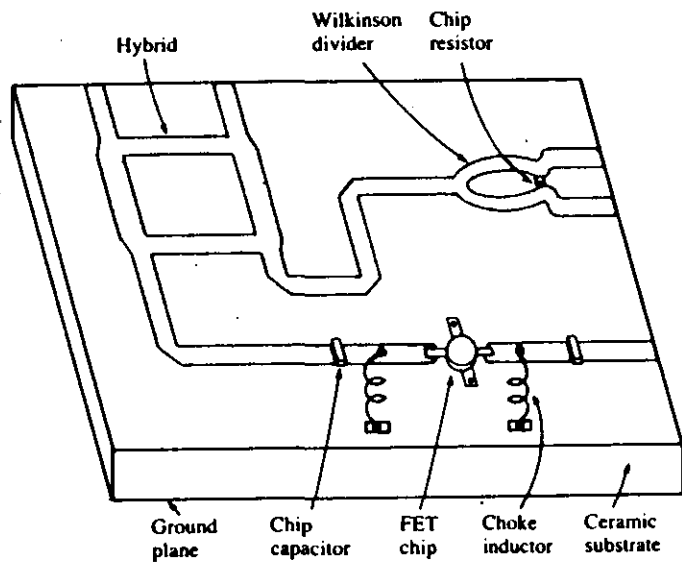
CAPACITOR SERIE



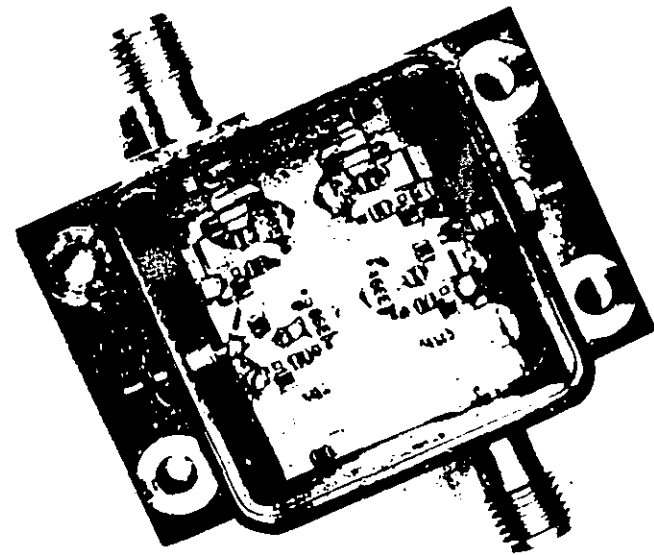
DIFICIL REALIZACION



LAY OUT



AMPLIFICADOR FET



# CIRCUITOS INTEGRADOS MONOLITICOS

*Todos los componentes activos y pasivos así como las interconexiones sobre el mismo substrato AsGa.*

*Los elementos se realizan por medio de depósitos sucesivos de metales y dieléctricos y en algunos casos ataques químicos.*

ETAPAS DE LA TECNOLOGIA MONOLITICA MICROONDAS

CAPA ACTIVA



ASLAMIENTO



CONTACTO OHMICO



COMPUERTA



PRIMER METAL



DIELECTRICO



SEGUNDO METAL



CONTACTO A LA MASA (HOYO)



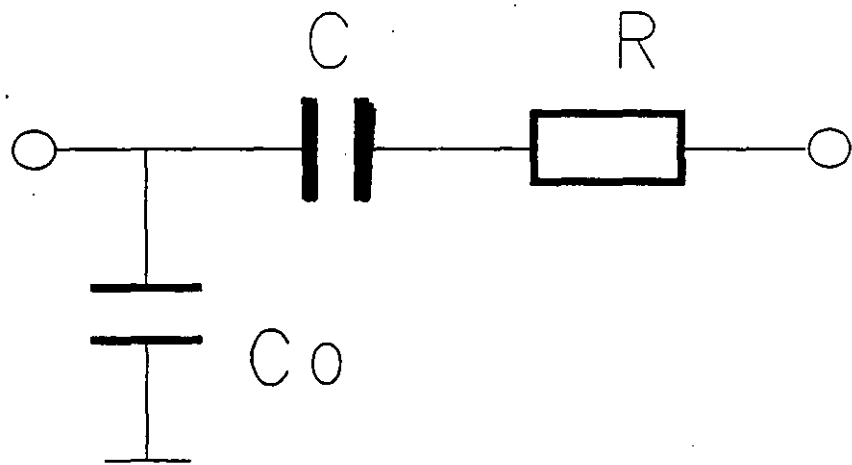
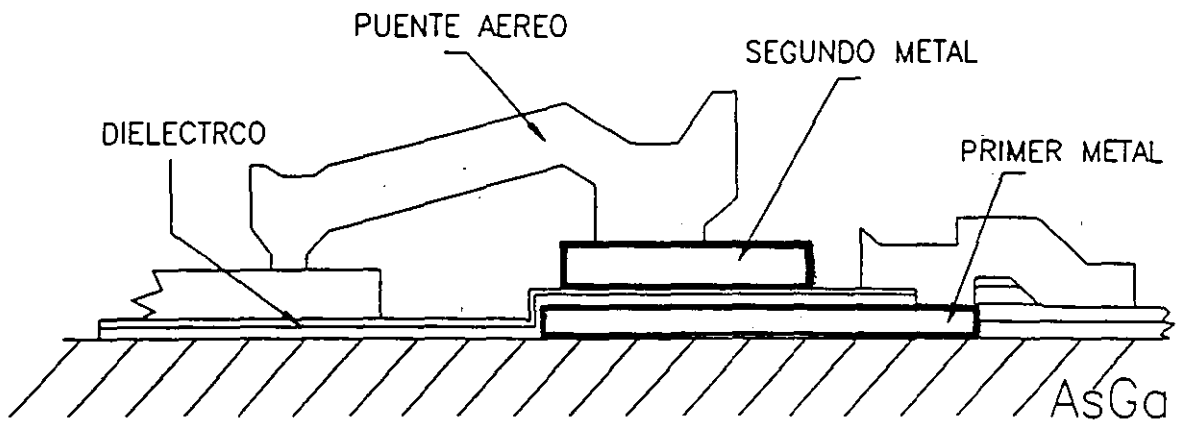
HOYO

TEC

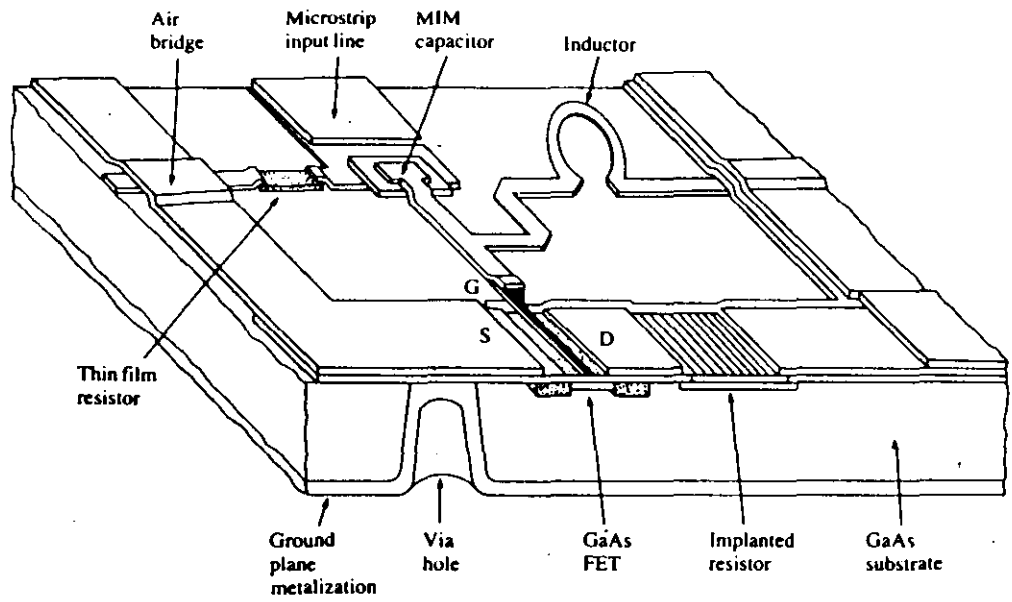
DIODO

RESISTENCIA

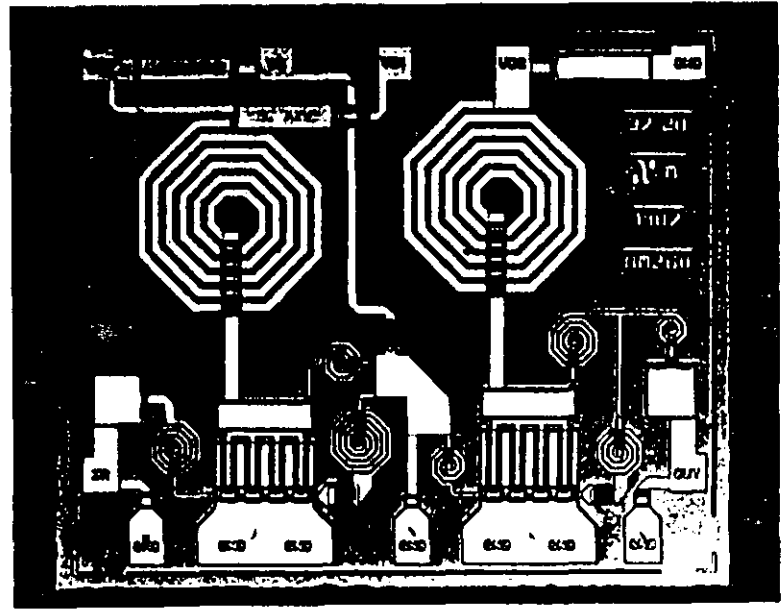
CAPACITOR



LADO DE LA ARMADURA INFERIOR



LAYOUT



AMPLIFICADOR  
a  
2 ETAPAS  
GaAs MESFET

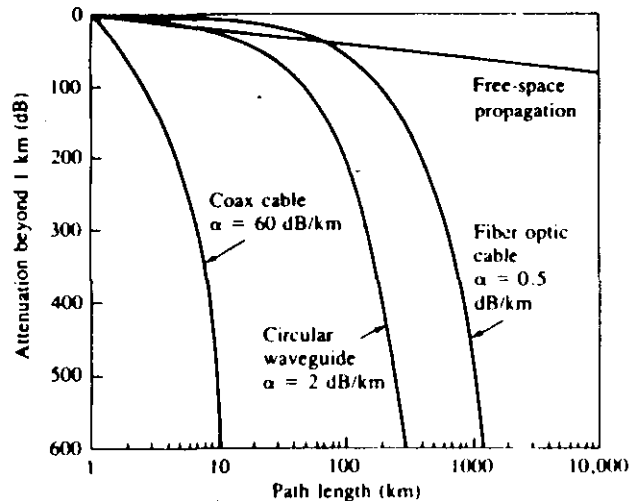
**MICROONDAS Y APLICACIONES**

**FUTURAS**



# SISTEMAS DE COMUNICACION MICROONDAS

Transmisión de señales de voz, de datos y de television por medio de enlaces interurbanos y/o espaciales



## Sistemas de onda guiada

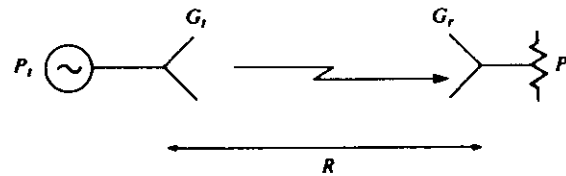
- Línea coaxial y guía de onda
- limitación a ~ 1Ghz

- Fibra Óptica; inmunidad EM, atenuación
- Potencia  $\downarrow \rightarrow e^{-2\alpha z}$
- aplicaciones: telefonía larga distancia, líneas de acceso,, conexión de antenas, sensado, etc.

## Sistemas de Enlace Radio

- Propagación radio microondas; línea de visión
- Transmisión de alto volumen de información
- $f_c=4 \text{ Ghz} > 1000,000$  canales de voz o 66 canales de television
- Potencia  $\downarrow \rightarrow 1/R^2$

## ENLACE DE RADIO MICROONDAS



Potencia Recibida

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

Ecuacion de Transmision de Potencia de FRIIS

Ejemplo: Una estacion terrena transmite una potencia de 120 W a 6 GHz con una ganancia de la antena de 42 dB. La antena del satelite geostacionario tiene una ganancia de 31 dB. Cual es la potencia recibida en dBm?

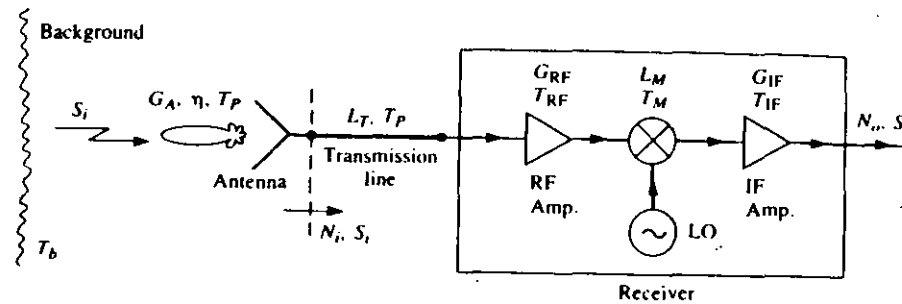
Solucion:

$$G_t = 10^{42/10} = 15849, \quad G_R = 10^{31/10} = 1259, \quad \lambda = 0.05 \text{ m} \quad \text{y} \quad R = 36000 \text{ km}$$

$$P_R = \frac{120(15849)(1259)(0.05)^2}{(4\pi)^2 (36 \times 10^6)^2} = 2.94 \times 10^{-11} \text{ W} = -75.3 \text{ dBm}$$

# RUIDO EN UN RECEPTOR MICROONDAS

Nivel minimo de senal detectable en el receptor?



Relacion senal a ruido a la salida del receptor

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i}{kBT_{sys}}$$

$$T_{sys} = T_A + T_{TL} + L_T T_{REC}$$

$$T_A = \eta T_b + (1-\eta) T_p$$

$$T_{TL} = (L_T - 1) T_p$$

$$T_{REC} = T_{RF} + \frac{T_M}{G_{RF}} + \frac{T_{IF} L_M}{G_{RF}}$$

$$K = 1.38 \times 10^{-23}$$

$$T = (F-1) T_0$$

## ENTRADA

S<sub>i</sub> - potencia recibida

## ANTENA

η - eficiencia

T<sub>p</sub> - temperatura fisica

T<sub>b</sub> - temperatura background

## LINEA DE TRANSMISION

L<sub>t</sub> - perdidas

T<sub>p</sub> - temperatura fisica

## RELACION SENAL A RUIDO EN EL RECEPTOR

Ejemplo: Un receptor microondas tiene los siguientes parametros:

$$\begin{array}{llllll}
 f = 4.06 \text{ GHz} & \eta = 0.90 & L_T = 1.5 \text{ dB} & L_M = 6.0 \text{ dB} & F_{IF} = 30 \text{ dB} & \\
 B = 1 \text{ MHz} & T_p = 300 \text{ K} & G_{RF} = 20 \text{ dB} & F_M = 7.0 \text{ dB} & & \\
 G_A = 26 \text{ dB} & T_b = 200 \text{ K} & F_{RF} = 30 \text{ dB} & G_{FI} = 30 \text{ dB} & & 
 \end{array}$$

Calcular la Relación señal a ruido a la salida del receptor para  $S_i = -80 \text{ dBm}$ .

Solución

$$G_{RF} = 10^{20/10} = 100$$

$$L_T = 10^{1.5/10} = 1.41$$

$$T_M = (F_M - 1)T_0 = (10^{7/10} - 1)(290) = 1163 \text{ K}$$

$$G_{IF} = 10^{30/10} = 1000$$

$$L_M = 10^{6/10} = 4.0$$

$$T_{RF} = (F_{RF} - 1)T_0 = (10^{3/10} - 1)(290) = 289 \text{ K}$$

$$T_{IF} = (F_{IF} - 1)T_0 = (10^{4/10} - 1)(290) = 84 \text{ K}$$

$$T_{REC} = 289 + \frac{1163}{100} + \frac{84(4.0)}{100} = 304 \text{ K}$$

$$T_{TL} = (L_T - 1)T_p = (1.41 - 1)300 = 123 \text{ K}$$

$$T_A = \eta T_b + (1 - \eta)T_p = 0.9(200) + (1 - 0.9)(300) = 210 \text{ K}$$

$$T_{sys} = T_A + T_{TL} + L_T T_{REC} = 210 + 123 + (1.41)(304) = 762 \text{ K}$$

$$kBT_{sys} = 1.38 \times 10^{-23} (10^6) (762) = 1.05 \times 10^{-4} = -110 \text{ dBm}$$

$$\boxed{\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i}{kBT_{sys}} = -80 + 110 = 30 \text{ dB}}$$

# SISTEMAS RADAR

---

## APLICACIONES CIVILES

Vigilancia en aeropuertos

Navegación marina

Radar climatológico

Altímetro

Aterrizaje aéreo

Medida de la velocidad (policia)

Mapeo

## APLICACIONES MILITARES

Navegación marina y aérea

Detección y rastreo

aviones, misiles, etc.

Guia de misiles

Armas teleguiadas

Reconocimiento

## APLICACIONES CIENTIFICAS

Astronomía

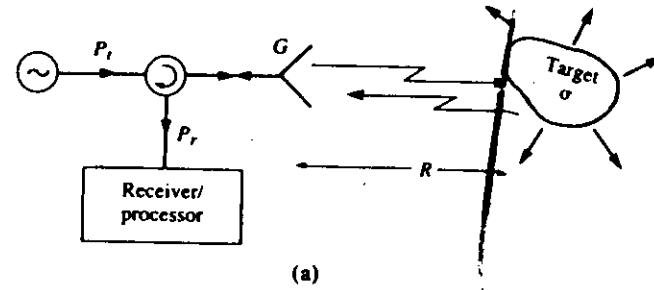
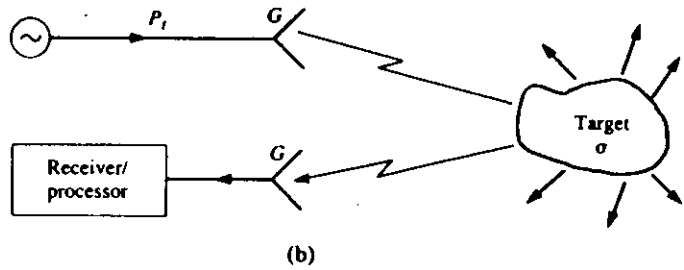
Mapeo e imágenes

Medida de la distancia

Sensado de los recursos  
naturales

---

# ECUACION DE RADAR

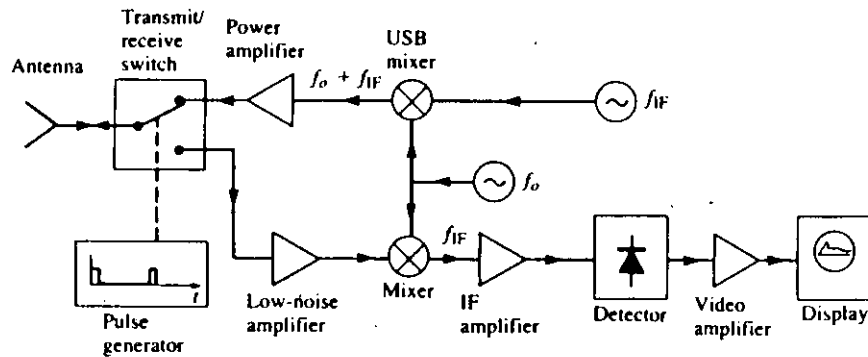


$$P_R = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4}$$

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\min}} \right]^{1/4}$$

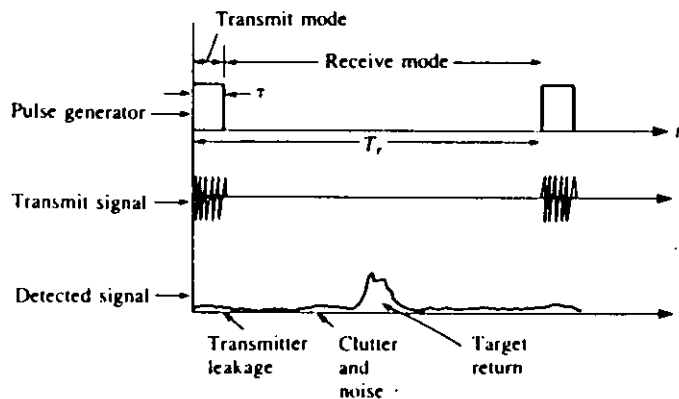
# RADAR A IMPULSIONES

Rango del objeto a detectar ??

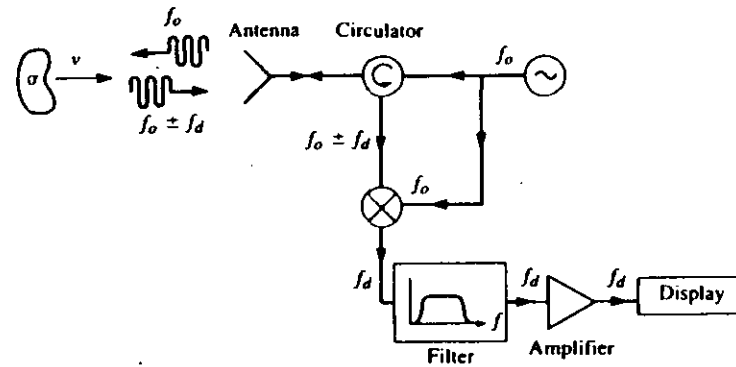


$\tau$  ancho del pulso de transmisión  
100 ms a 50 ns

$f_R = \frac{1}{T_R}$  frecuencia de repetición  
100 Hz - 100KHz



# SISTEMAS RADAR DOPPLER



Frecuencia Doppler

$$f_D = \frac{2v f_0}{c}$$

$c$  velocidad de la luz  
 $v$  velocidad del objeto

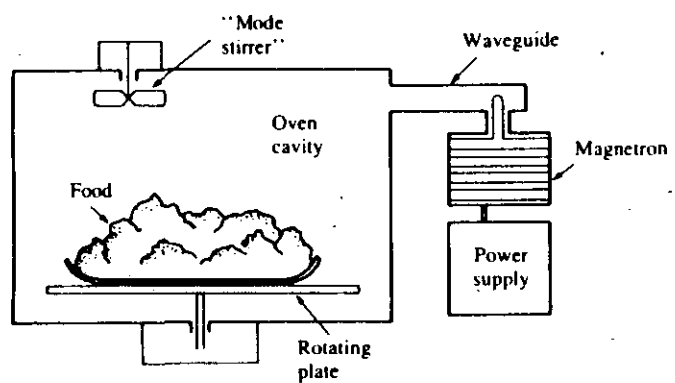
Senal recibida

$$f_0 \pm f_D$$

+ objeto acercandose  
- objeto alejandose



# CALENTAMIENTO POR MICROONDAS

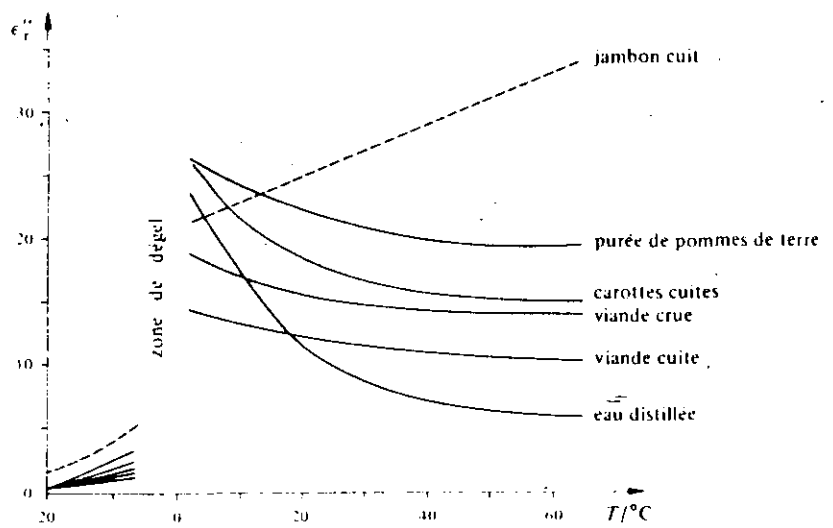


Descubrimiento: • 1945

Principio: • Magnetron a 2.45 GHz

•  $q \sim 10 \text{ kW}$

• Radiación electromagnética transformada en calor



$$P_{abs} = 2\pi E_0 |E|^2 \epsilon''$$

$P_{abs}$  potencia media convertida en calor

$\epsilon''$  constante dieléctrica según los alimentos

# **COMUNICACIONES TERRESTRES**

## **Interes**

- buena directividad con antenas a dimensiones modestas
- Ancho de banda grande permitiendo altas tazas de informacion
- Abajo de 10Ghz FDM, arriba de 10 Ghz TDM

## **Enlaces Microondas Analogos 4/6 Ghz**

- Instalado por la B.T. para servicio telefonico y de television
- Modulacion de frecuencia
- Distancia entre estaciones entre 40 Km y 100 Km

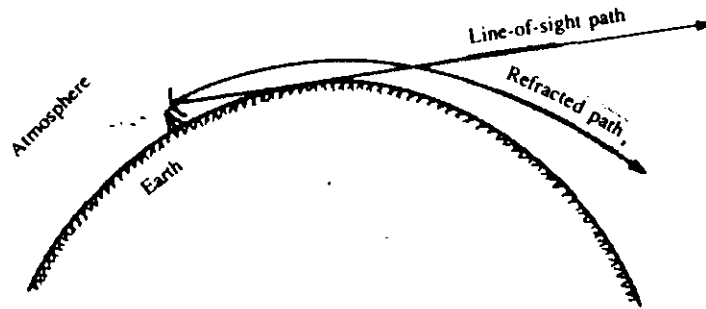
## **Enlaces de tipo TROPOSCATTER**

- Distancias superiores a 200 Km, p.e. entre la tierra y las estaciones en el mar del norte
- Dado que el angulo de difusion debe ser lo mas pequeno posible la antena debe estar a una altura elevada

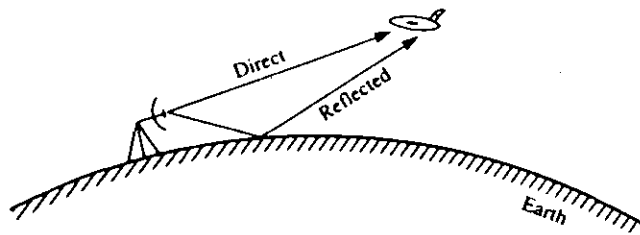
## **Enlaces Digitales Microondas**

- A frecuencias de 11 Ghz o mas elevadas
- Modulacion QPSK a 70 Mb/s

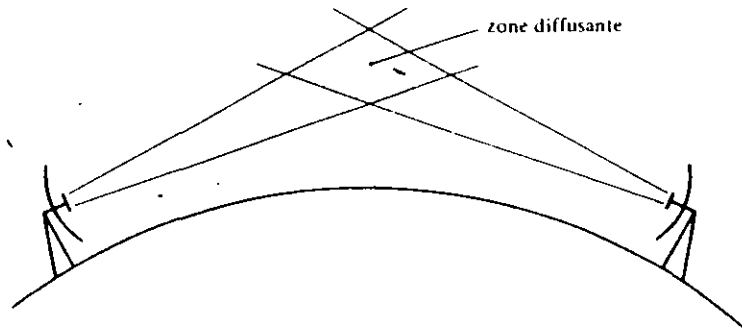
# PROPAGACION ATMOSFERICA



- Propagación Línea de visión



- Propagación multi trayectorias



- Propagación Troposferica

# Emlaces Terrestres

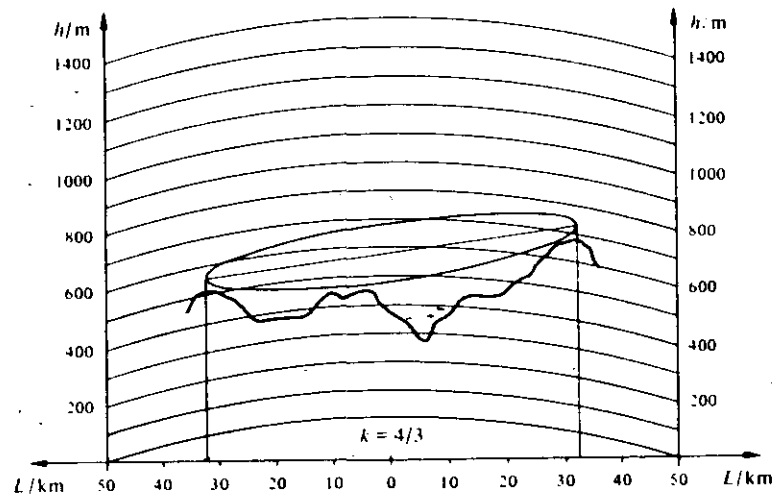


Diagrama  
altitud-Posición

Enlace Terrestre  
sobre la tierra  
con radio

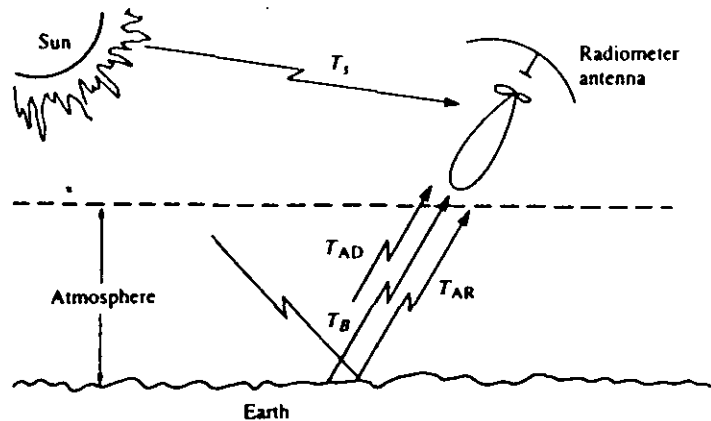
$$R_T = K R$$

donde

$$K = 4/3$$

R = radio de la  
tierra

# RADIOMETRIA



## Environmental Applications

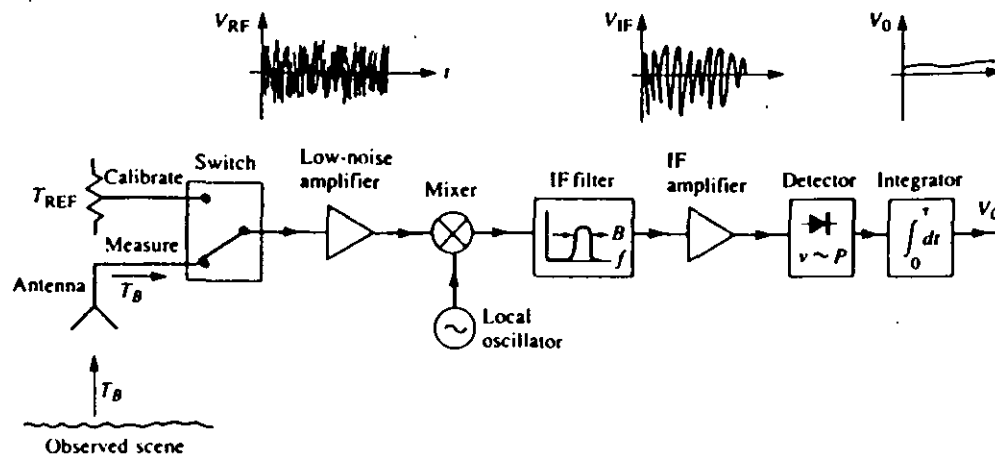
- Measurement of soil moisture
- Flood mapping
- Snow cover/Ice cover mapping
- Ocean surface windspeed
- Atmospheric temperature profile
- Atmospheric humidity profile

## Military Applications

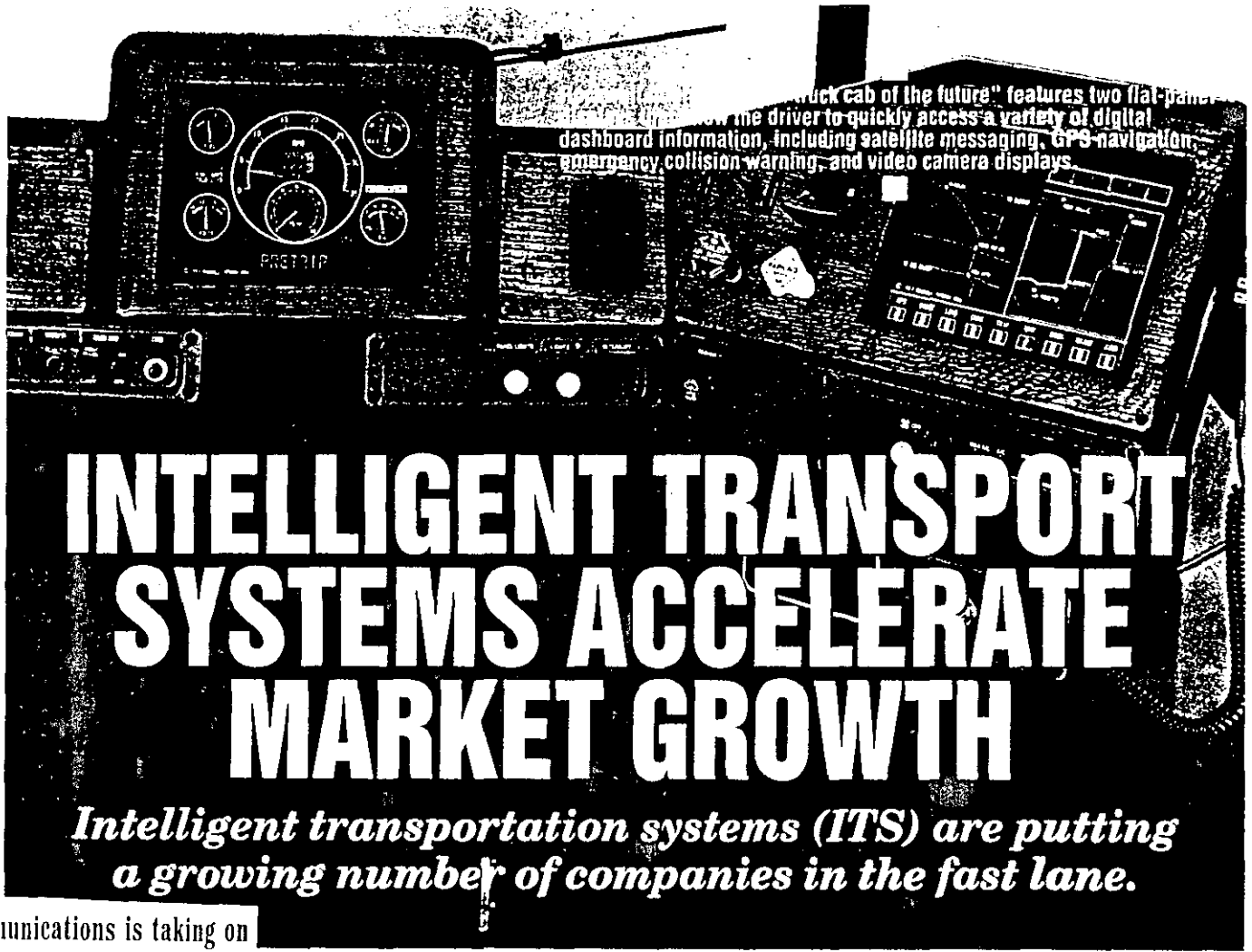
- Target detection
- Target recognition
- Surveillance
- Mapping

## Astronomy Applications

- Planetary mapping
- Solar emission mapping
- Mapping of galactic objects
- Measurement of cosmological background radiation



# SISTEMAS DE TRANSPORTE INTELIGENTES



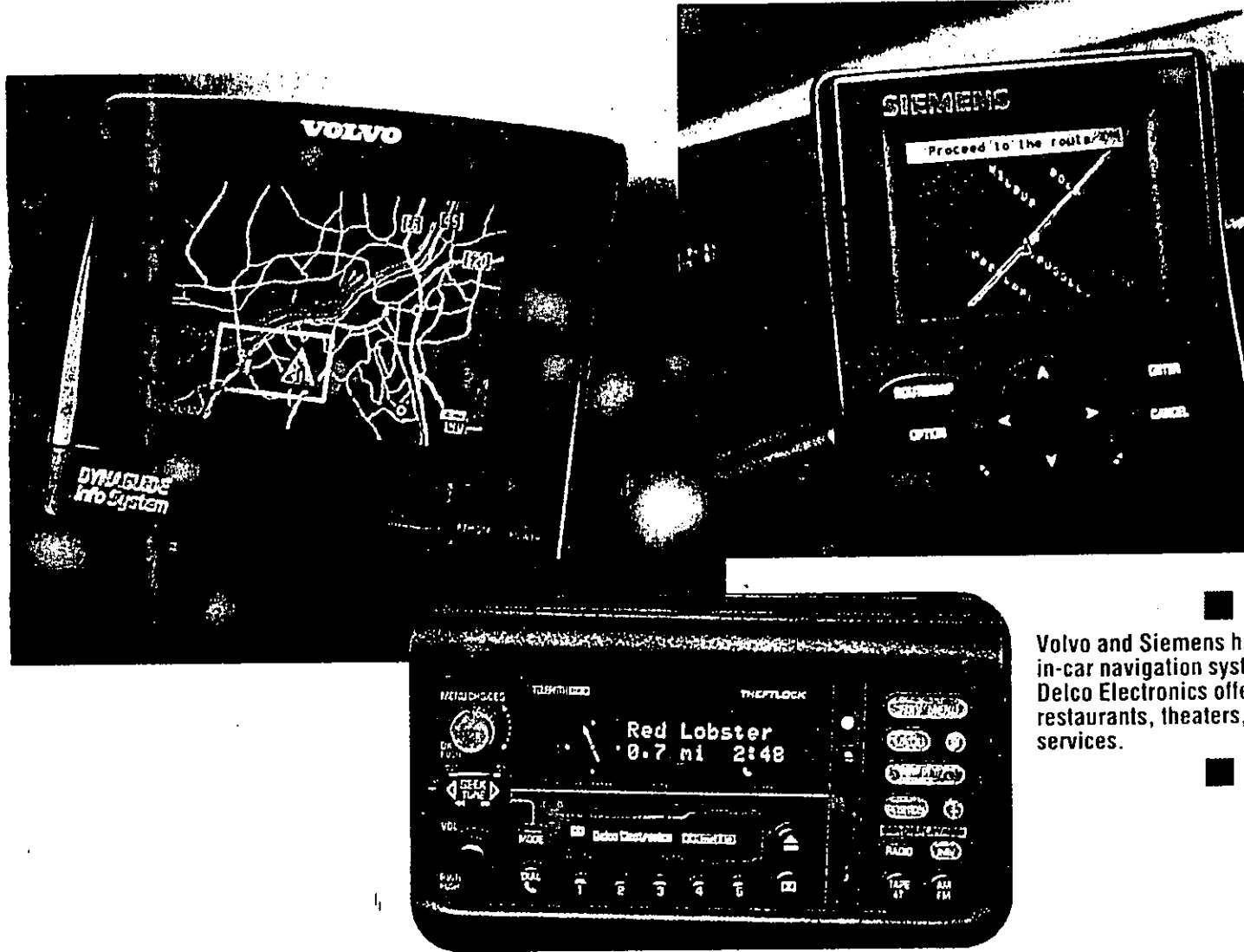
## INTELLIGENT TRANSPORT SYSTEMS ACCELERATE MARKET GROWTH

*Intelligent transportation systems (ITS) are putting a growing number of companies in the fast lane.*

**M**OBILE communications is taking on new meaning as intelligent transportation systems (ITS) gain market acceptance.

Four million electronic highway-toll tags have already been issued and 161,000 vehicles are using satellites for navigation in the U.S. Several American, European, and Japanese auto makers are expected to

# COMUNICACIONES MOBILES



Volvo and Siemens ha  
in-car navigation syst  
Delco Electronics offe  
restaurants, theaters,  
services.

## COMUNICACIONES MOBILES



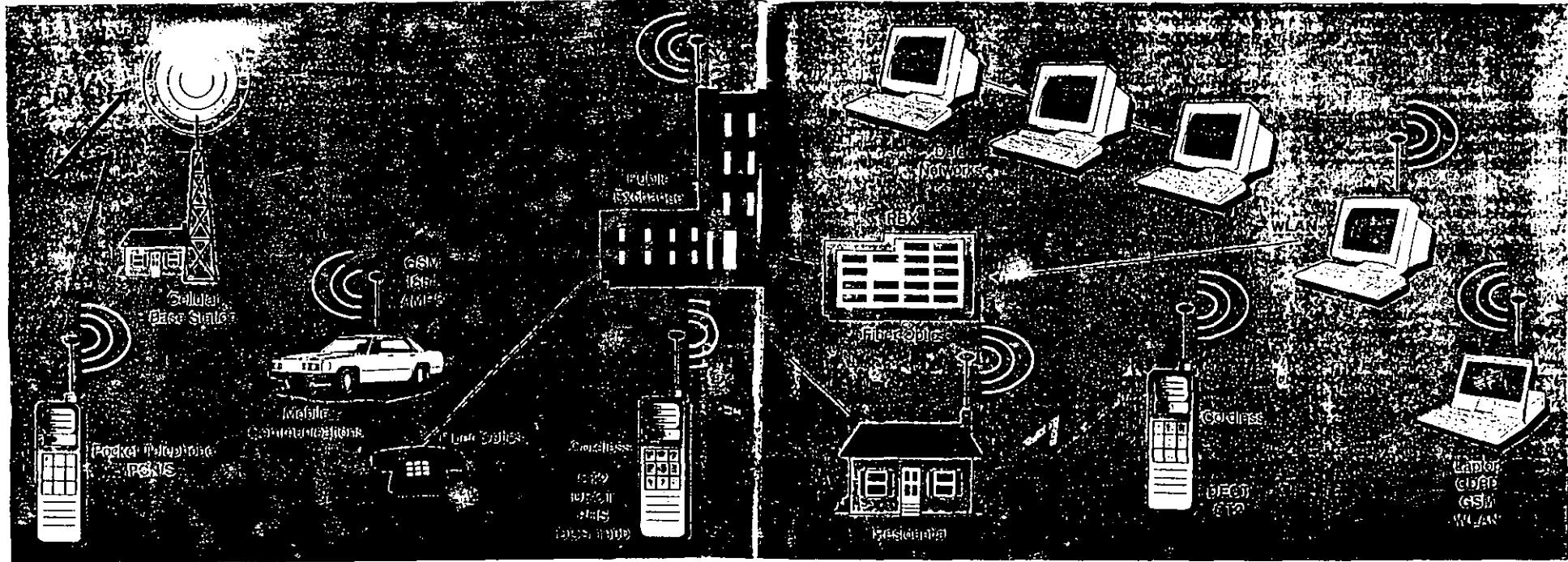
# MOBILE COMMUNICATIONS SATELLITES BOOST HARDWARE MARKET

*With billions of dollars at stake,  
the mobile communications satellite networks  
will pick their vendors very carefully.*

**W**ITH the Federal Communications Commission (FCC) poised to begin licensing space-based mobile phone systems, vendors are queuing up to design and build everything from the satellites themselves to ground-station hardware and other major systems and subsystems that will eventually serve business travelers as well as remote towns and villages throughout the world. Billions of dollars are at stake, but some winners have already emerged.



# ACCESO INALAMBRICO



**T**HE industry's vision that virtually everything that is wired will eventually be wireless may still be a long way off, but the pace clearly quickened during two recent major trade shows—the *Microwaves & RF*-sponsored WIRELESS Symposium & Exhibition in Santa Clara, CA and the Cellular Telecommunications Industry Association's (CTIA's) annual meeting, held this year in New Orleans, LA.



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

IV CURSO INTERNACIONAL EN TELECOMUNICACIONES

MODULO IV TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

TEMA

CIRCUITOS EN MICROONDAS

ING. JOSE LUIS MEDINA  
MONRROY

ING. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA

**IV CURSO INTERNACIONAL EN TELECOMUNICACIONES**

**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**UNAM**

**MODULO IV**

**TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**

---

**CIRCUITOS EN MICROONDAS**

---

**José Luis Medina Monroy**

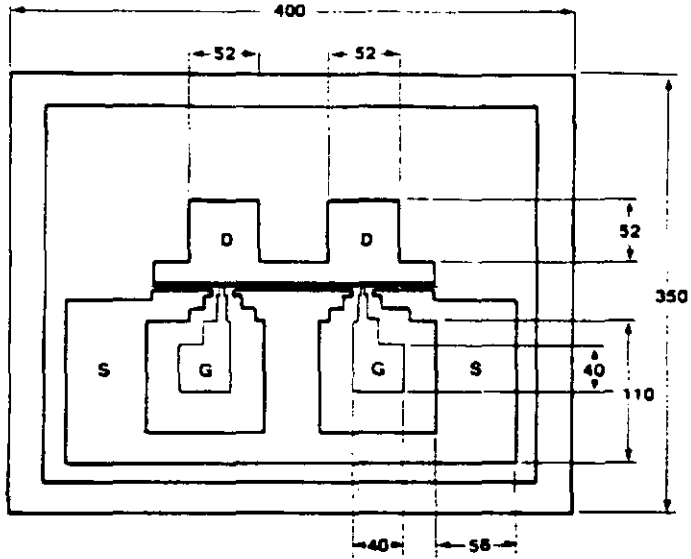
**Arturo Velázquez Ventura**

**Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada B.C**

**C I C E S E**

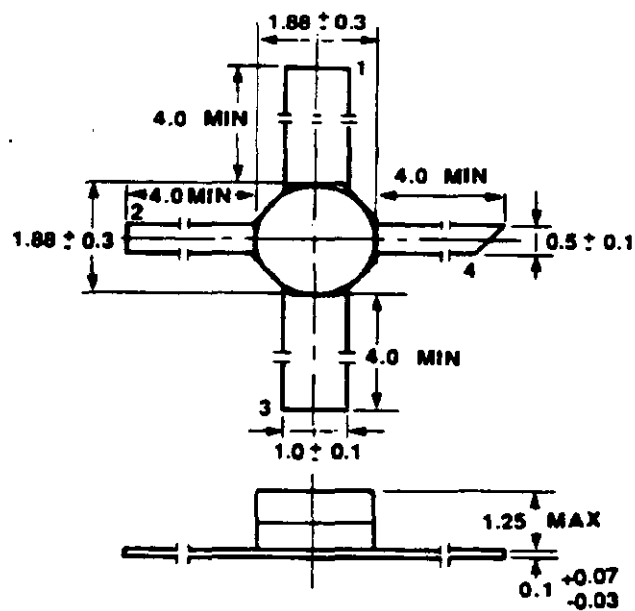
**Junio 1995**

**Transistor "Chip" típico**  
(Dimensiones en  $\mu\text{m}$ )



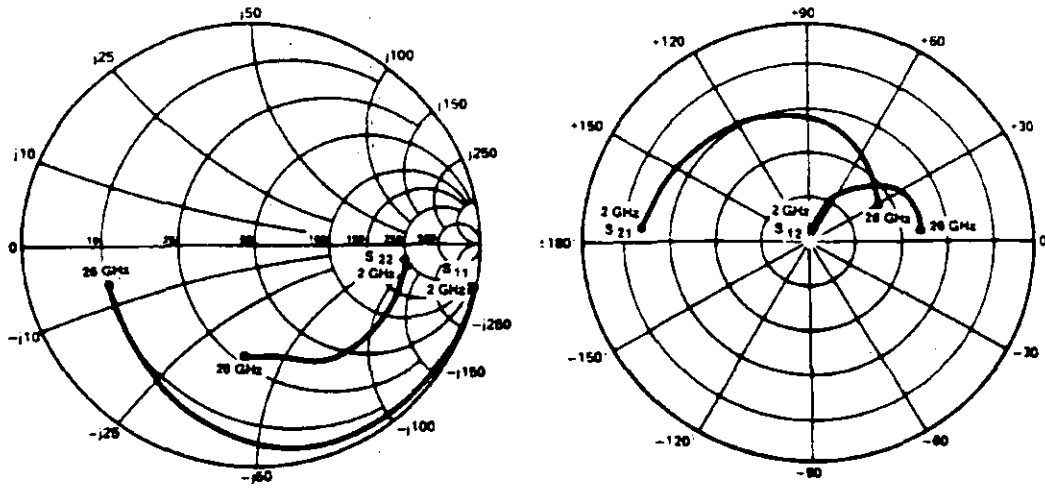
Espesor:  $140 \pm 10 \mu\text{m}$

**Transistor encapsulado típico**  
(Dimensiones en mm.)

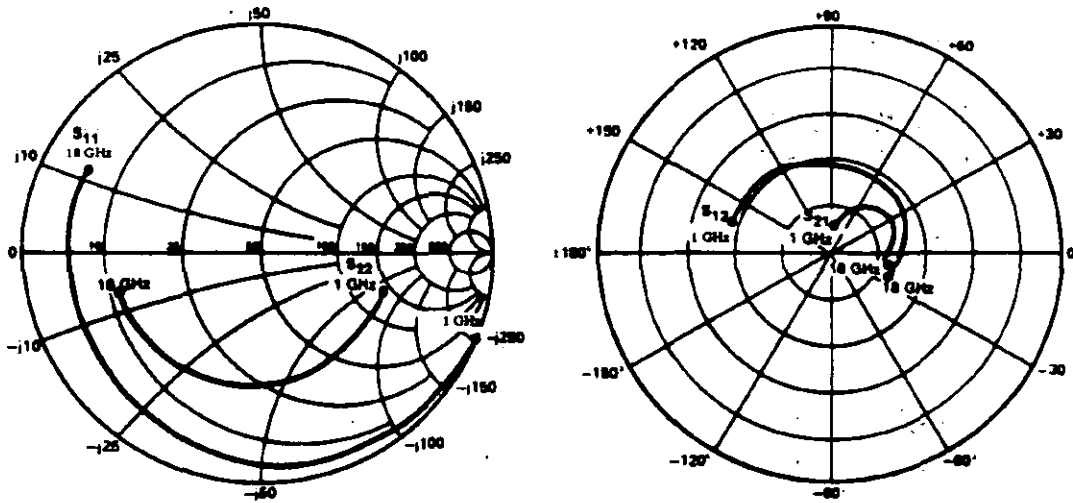


- 1. Fuente
- 2. Drenaje
- 3. Fuente
- 4. Compuerta

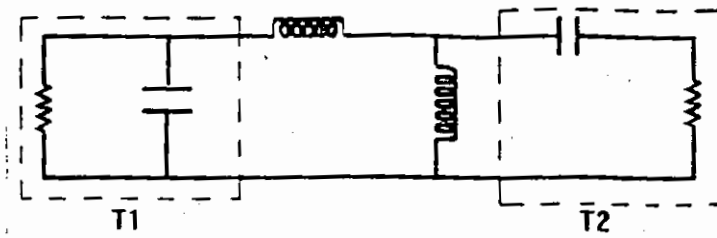
### Parámetros "S" típicos de un "Chip"



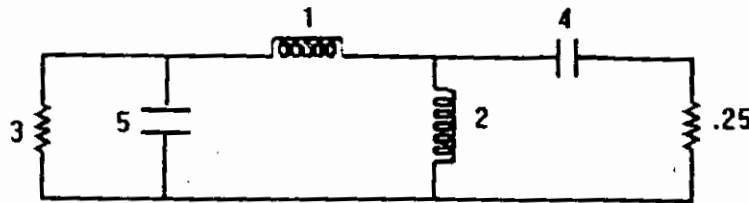
### Parámetros "S" de un transistor encapsulado



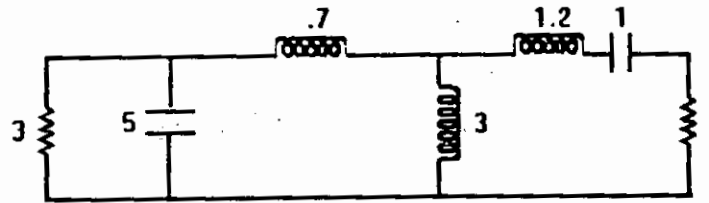
5) Seleccionar una topología adecuada.



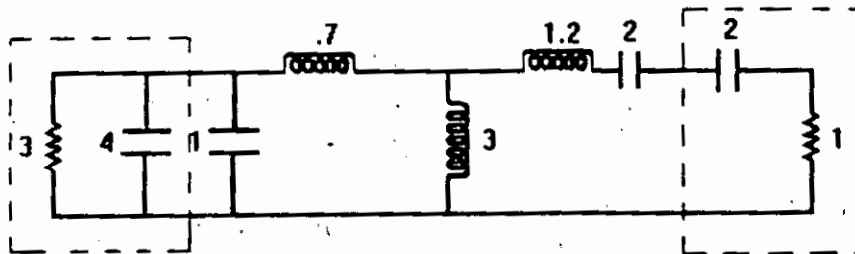
6) Sintetizar la red (determinar los valores de los elementos).



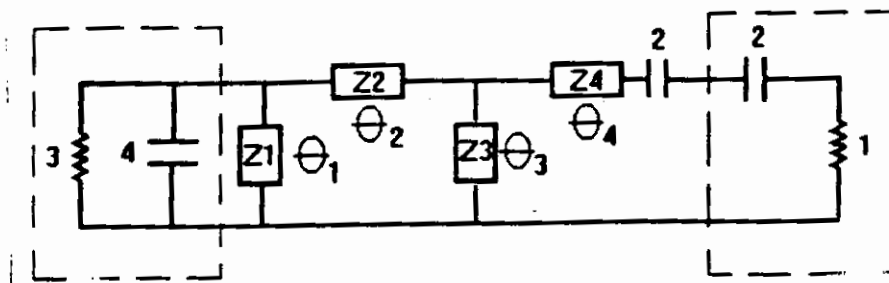
7) Transformación de impedancias.



8) Separar las impedancias del dispositivo.



9) Transformar a distribuidos para obtener el circuito final.



### 3) METODO DE OPTIMIZACION:

Es un método alternativo al método gráfico y al de síntesis de redes que sin embargo se puede usar como un complemento para compensar las posibles fuentes de error debidas a:

- El modelo del transistor no representa los parámetros reales del dispositivo.
- Suposición unilateral del dispositivo ( $S_{12} = 0$ ).
- Aproximación de elementos concentrados a distribuidos.
- Al transformar a microcinta y añadir discontinuidades.

El proceso de optimización consiste en analizar un circuito activo o pasivo. La respuesta calculada se compara con una respuesta objetivo y se calcula el error. Los elementos del circuito se modifican hasta obtener la mejor aproximación.

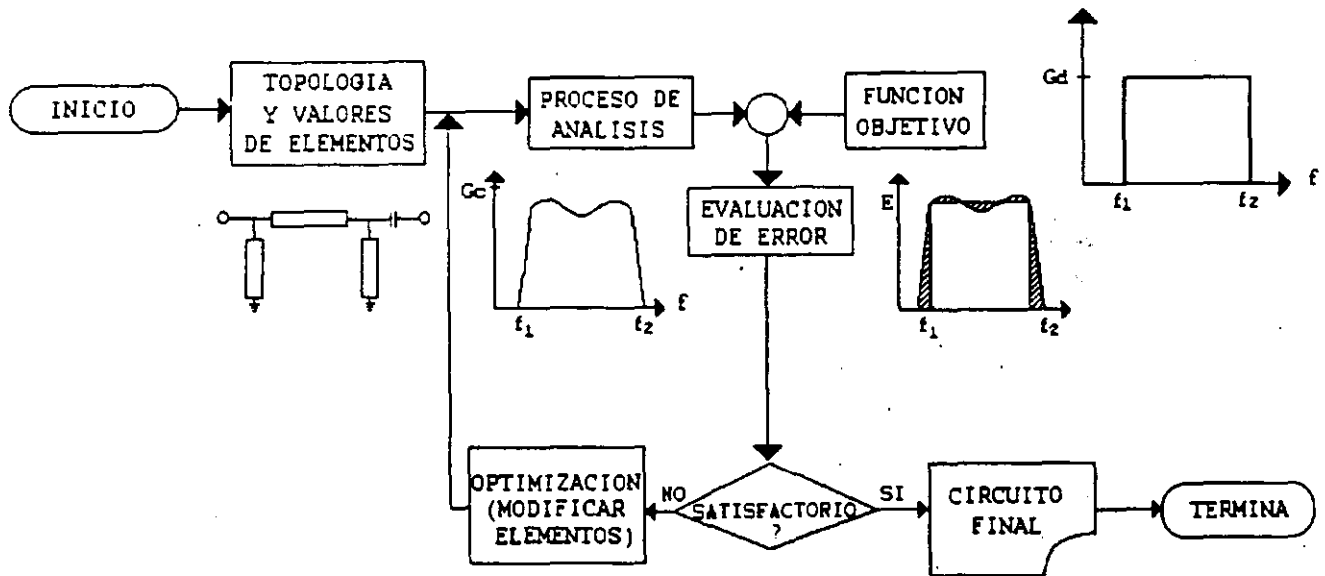


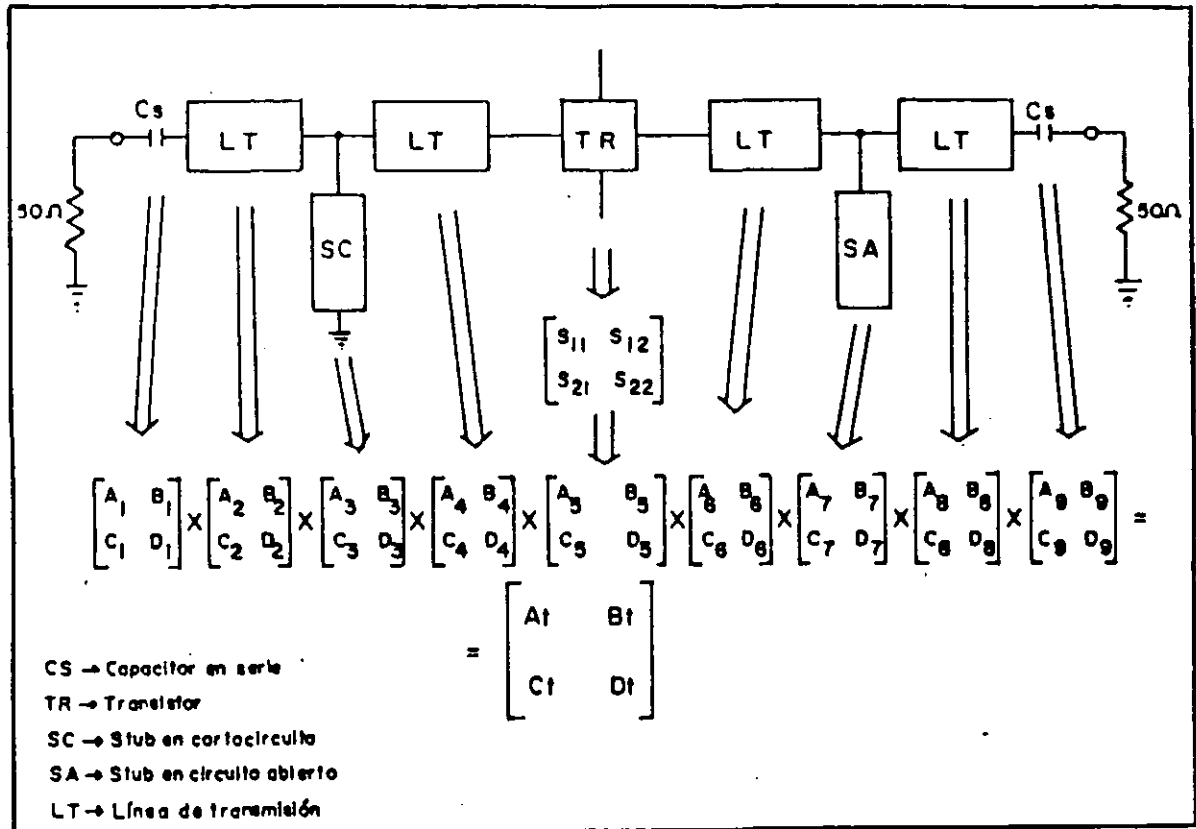
Figura 9). Proceso de Optimización.

**-PROCESO DE ANALISIS:**

Consiste en obtener la matriz ABCD de cada uno de los elementos, para posteriormente obtener la matriz total ABCD mediante la multiplicación de las matrices de cada uno de los elementos.

La matriz ABCD total se convierte a [S] utilizando las tablas de conversión de matrices y se calculan G, ROE, etc.

El proceso de análisis se efectúa tantas veces como números de frecuencias discretas se tengan.



**Figura 10). Proceso de Análisis.**

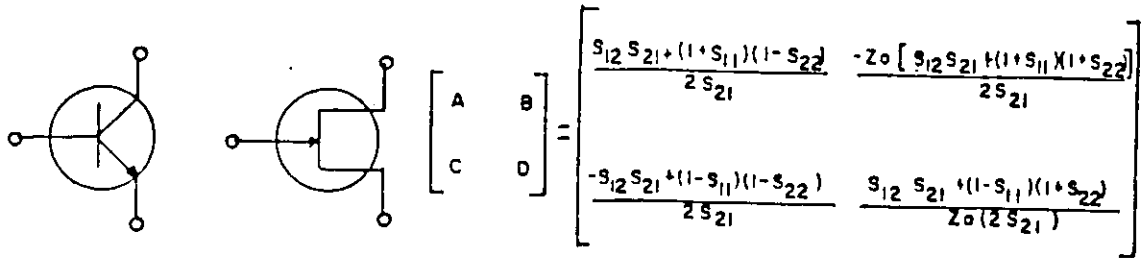
**OPTIMIZACION.**

El proceso de optimización básicamente es un proceso de búsqueda de una respuesta deseada partiendo de valores iniciales de los elementos, los cuales son ajustados hasta disminuir el error entre lo deseado y lo calculado. Se emplean métodos de optimización conocidos:

-Gradiente, Aleatorio, MinMax, etc.



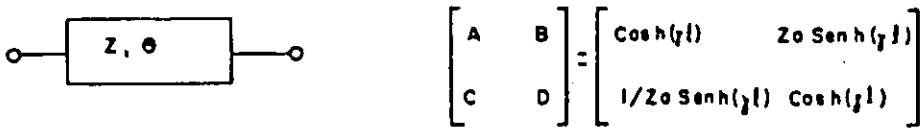
Transistor bipolar o GaAsFET (Código: TR)



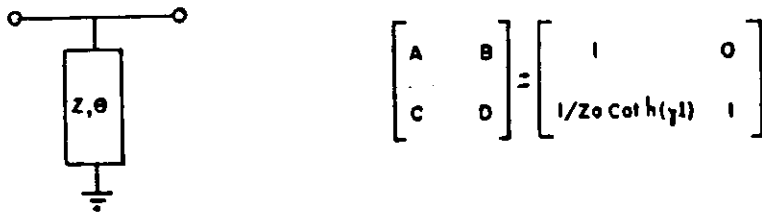
Capacitor en serie (Código: CS)



Línea de transmisión en serie (Código: LT)



Stub en corto circuito en paralelo (Código: SC)



Stub en circuito abierto en paralelo (Código: SA)

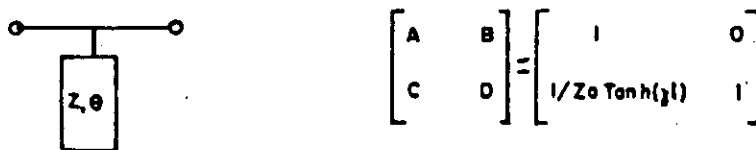


Figura 11). Matrices ABCD de los elementos mas comunes.



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

IV CURSO INTERNACIONAL EN TELECOMUNICACIONES  
MODULO IV TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

TEMA  
DISEÑO DE CIRCUITOS DE MICROONDAS

ING. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA  
ING. JOSE LUIS MEDINA MORROY

# **TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**

## **Diseño de Circuitos de Microondas**

**Arturo Velázquez Ventura, José Luis Medina Monroy  
CICESE**

### **CONTENIDO**

#### **I. INTRODUCCION**

#### **II. ELEMENTOS PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES**

**II.1 ESTABILIDAD**

**II.2 GANANCIA**

**II.3 FACTOR DE RUIDO**

#### **III. DISEÑO DE AMPLIFICADORES**

**III.1 METODOLOGIA DE DISEÑO**

**III.2 DISEÑO PARA BAJO RUIDO**

**III.3 DISEÑO PARA GANANCIA ELEVADA**

**III.4 DISEÑO PARA POTENCIA**

#### **IV. REDES DE ACOPLAMIENTO**

**IV.1 CIRCUITOS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS**

**IV.2 CIRCUITOS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS**

**IV.3 TRANSFORMACION DE ELEMENTOS  
CONCENTRADOS A DISTRIBUIDOS**

**IV.4 CIRCUITOS DE MICROCIANTA**

#### **V. EJEMPLOS DE ANALISIS Y OPTIMIZACION**

## IV. REDES DE ACOPLAMIENTO

En un sistema de líneas de transmisión, en general las impedancias del generador y la carga no son iguales a la impedancia característica de la línea. Esto provoca un desacoplamiento que se puede mejorar si se insertan redes de acoplamiento las cuales aseguran una máxima transferencia de potencia al hacer un acoplamiento conjugado.

El desacoplamiento se especifica en términos de:

-Coeficiente de reflexión  $\Gamma$  ( $0 \leq \Gamma \leq 1$ )

-Pérdidas por regreso PR

-Relación de onda estacionaria ROE o VSWR ( $1 \leq VSWR \leq \infty$ )

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad |\Gamma| = \frac{VSWR-1}{VSWR+1} \quad PR = -20 \log |\Gamma|$$

### CASOS TÍPICOS DE DESACOPLAMIENTO:

- **Generador a una carga**
- **Subsistemas: Transmisor o receptor a una antena**
- **Entre componentes: Filtro a un amplificador, etc.**
- **En amplificadores: (Transistor a un generador o carga)**

### TIPOS DE CIRCUITOS:

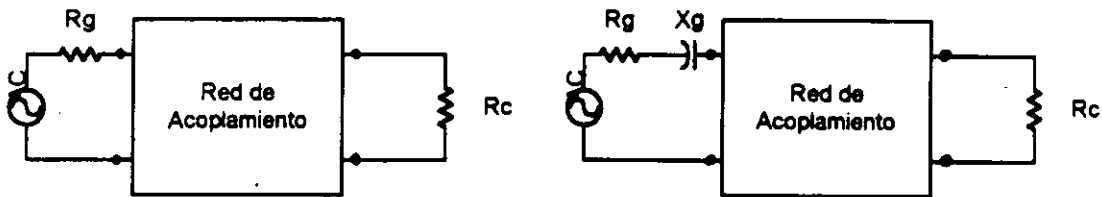
- **Circuitos con elementos concentrados (Bajas frecuencias)**
  - **Resistencias**
  - **Capacitancias**
  - **Inductancias**
- **Circuitos con elementos distribuidos (Altas frecuencias)**
  - **Segmentos de línea de transmisión en serie**
    - **Transformador de  $\lambda/4$**
  - **Segmentos de línea de transmisión en paralelo (stubs)**
    - **Stub abierto**
    - **Stub en corto**

## ANCHO DE BANDA:

- **Banda angosta (< 10% de  $F_0$ )**
  - Método simple
    - Elementos concentrados
    - Elementos distribuidos
- **Banda ancha (2 o 3 octavas)**
  - Método de Síntesis de Redes
  - Método de Optimización

## ACOPLAMIENTO ENTRE IMPEDANCIAS:

- Reales
- Complejas



Acoplamiento resistivo

Acoplamiento resistivo-complejo



Acoplamiento complejo-complejo

## Casos típicos de acoplamiento

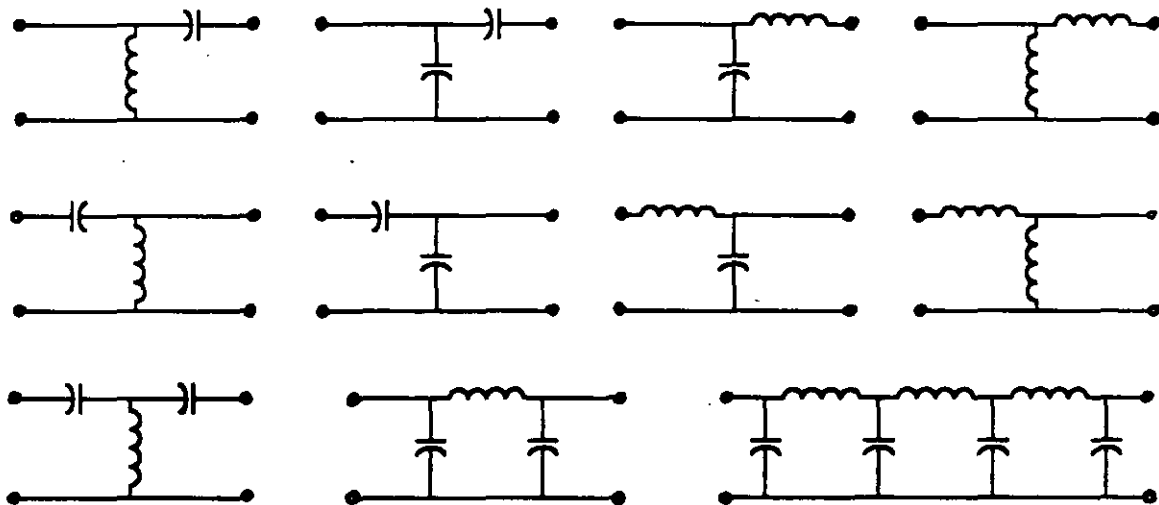
## IV.1 CIRCUITOS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

El acoplamiento se realiza por medio de Inductancias y capacitancias.

- Se aplican a circuitos de baja frecuencia.
- En altas frecuencias, se realiza el acoplamiento y se transforma a elementos distribuidos.
- Acoplamiento entre impedancias reales a complejas.
- Acoplamiento entre impedancias complejas.

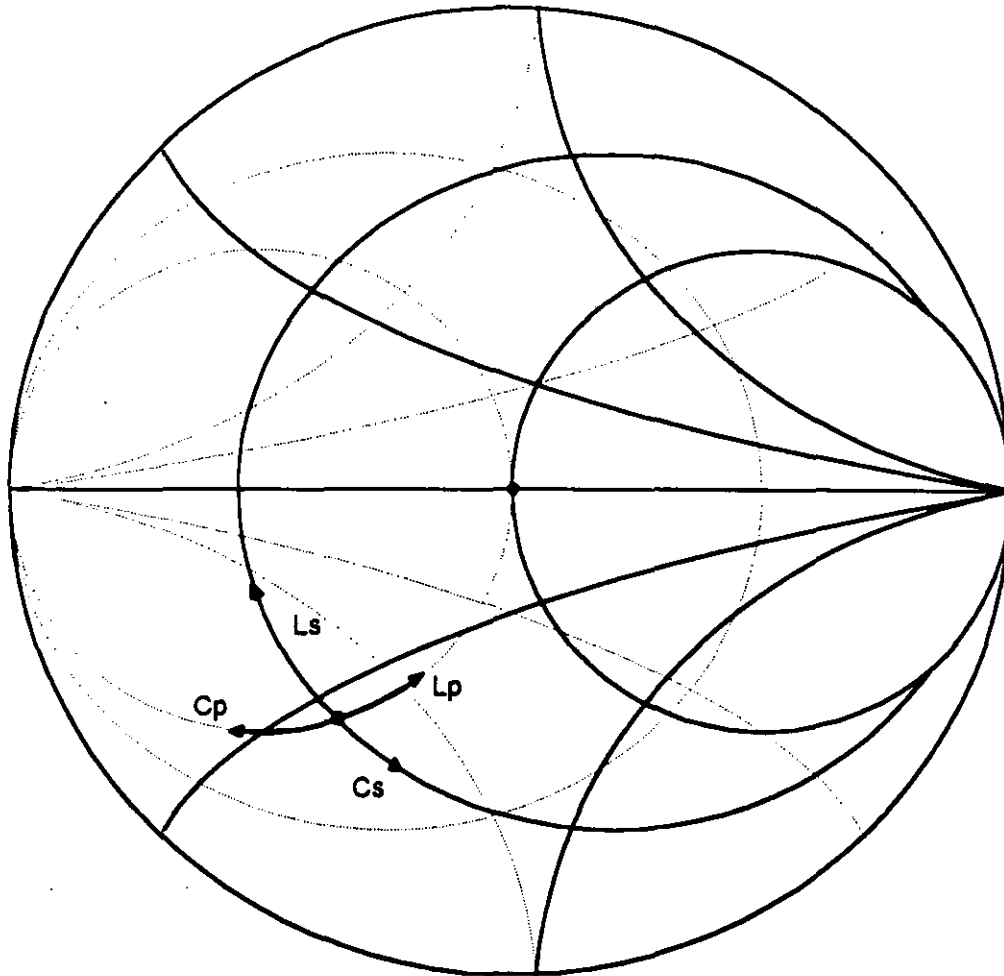
Diferentes topologías de redes:

- Redes "L"
- Redes "T"
- Redes "PI"
- Redes Escalera



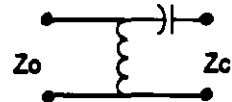
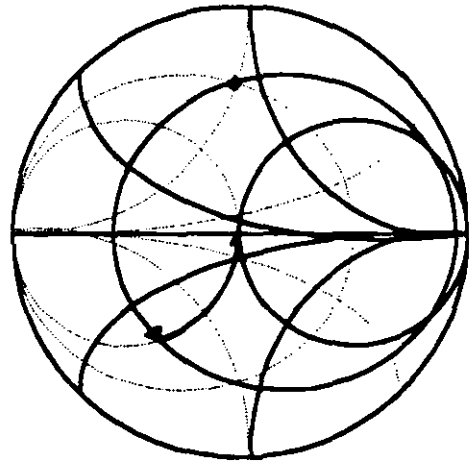
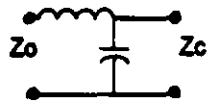
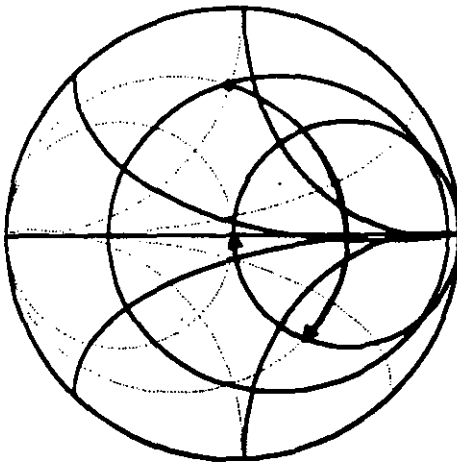
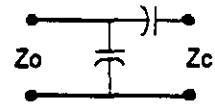
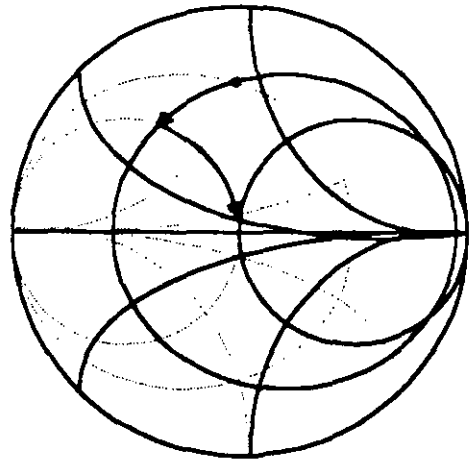
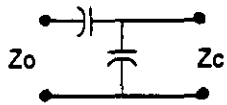
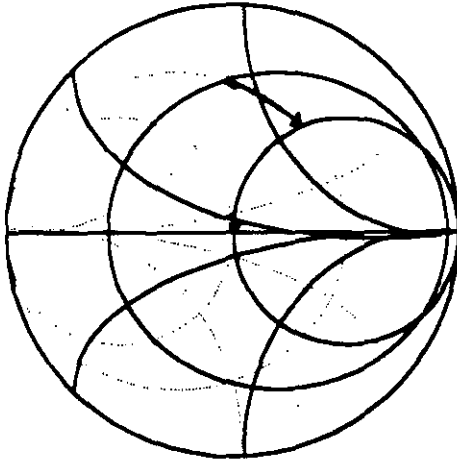
Topologías de Redes de acoplamiento

## Acoplamiento con elementos concentrados



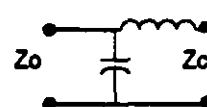
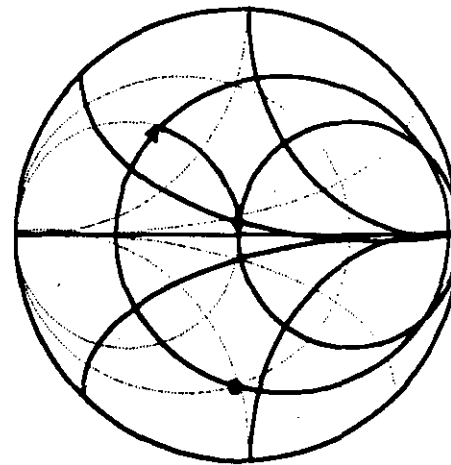
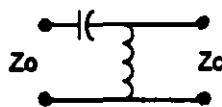
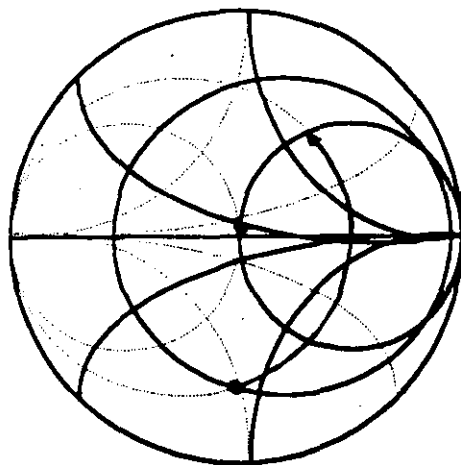
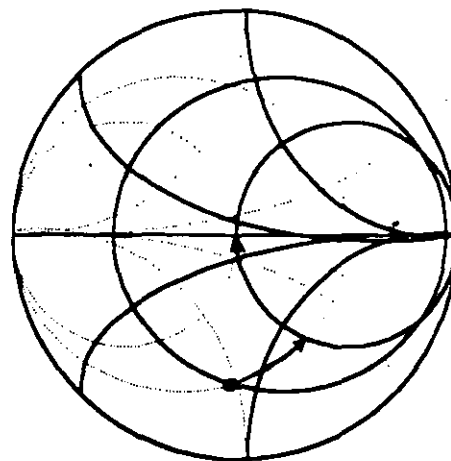
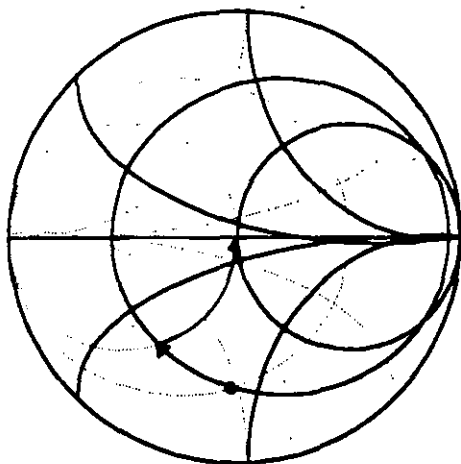
- **Elemento en serie**  $\Rightarrow$  **Círculos de resistencia constante**
- **Elemento en paralelo**  $\Rightarrow$  **Círculos de conductancia constante**
- **Inductores**  $\Rightarrow$  **Hacia parte superior (+jX)**
- **Capacitores**  $\Rightarrow$  **Hacia parte inferior (-jX)**
- **Se consideran los círculos de resistencia y conductancia unitaria**

### Acoplamientos con elementos concentrados



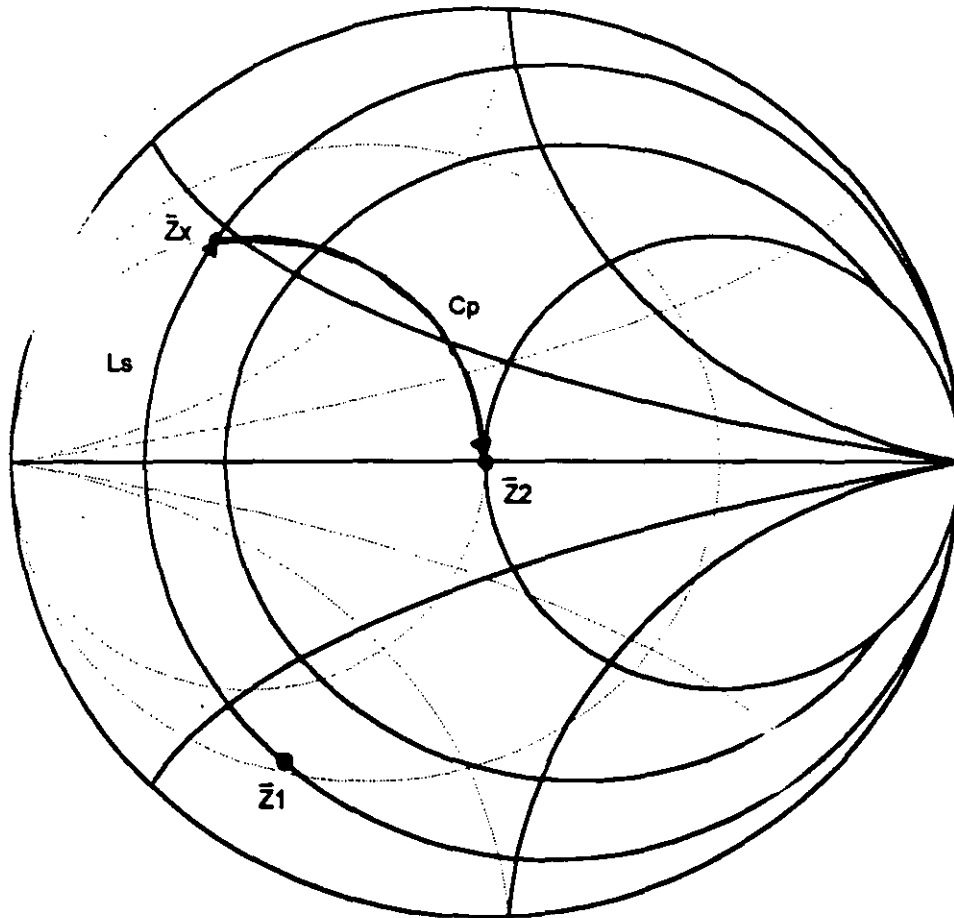
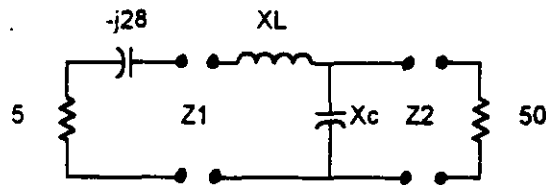


Acoplamientos con elementos concentrados



**Ejemplo:**

**Acoplar una impedancia  $Z_1 = 5 - j28$  a una impedancia  $Z_2 = 50$  Ohms por una red LC.**



$$\bar{Z}_1 = \frac{Z_1}{Z_0} = 0.1 - j0.56 \quad \text{al cruzar } \bar{G}=1 \text{ se tiene } \bar{Z}_x = 0.1 + j0.3$$

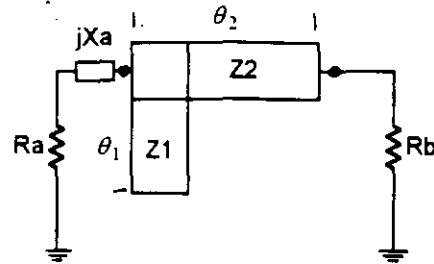
$$\bar{X}_L = \bar{X}_x - \bar{X}_1 = 0.3 - (-0.56) = 0.86 \quad ; \quad X_L = \bar{X}_L(50) = j43$$

$$\bar{X}_c = -\frac{1}{\bar{B}_x} = -\frac{1}{j3} = -j0.3333 \quad ; \quad X_C = \bar{X}_C(50) = -j16.67$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad \text{y} \quad C = \frac{1}{2\pi f X_C}$$

## IV.2 CIRCUITOS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS

### Acoplamientos con elementos en paralelo (Stub's):



Red con Stub y transformador de un cuarto de longitud de onda

Este tipo de acoplamiento se puede efectuar mediante la siguiente metodología:

1.- Se tiene una impedancia compleja  $Z_a = R_a + jX_a$  que debe acoplarse a una impedancia de carga real  $R_b$  por un circuito como el de la figura.

2.- Dado que el "stub" es un circuito en paralelo, se determina su admitancia:

$$Y_a = \frac{R_a}{R_a^2 + X_a^2} - j \frac{X_a}{R_a^2 + X_a^2} = G_a - jB_a$$

3.- Se proporciona un valor a la impedancia del stub  $Z_1$  (físicamente realizable).

4.- Se calcula la longitud eléctrica  $\theta_1$  que para un stub abierto es:

$$\theta_1 = \text{Tan}^{-1}[-Z_1 B_a]$$

y para un stub en cortocircuito es:

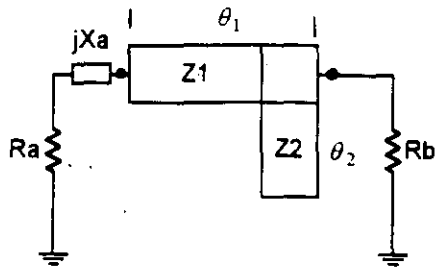
$$\theta_1 = \text{Tan}^{-1}\left[\frac{1}{Z_1 B_a}\right]$$

en ambos casos, cuando  $\theta_1 < 0$  (negativo) se hace:

$$\theta_1 = \theta_1 + 180^\circ$$

5.- Se calcula la impedancia  $Z_2$  de un transformador de un cuarto de onda.

$$Z_2 = \sqrt{R_b / G_a} \text{ donde } \theta_2 = 90^\circ$$



### Red con transformador de un cuarto de longitud de onda y un Stub

El procedimiento de acoplamiento para este tipo de red, cambia de la siguiente manera:

1.- Se calcula la impedancia del transformador de un cuarto de onda por:

$$Z_1 = \sqrt{R_a R_b} \quad \text{con } \theta_1 = 90^\circ$$

2.- Se proporciona un valor a la impedancia del stub  $Z_2$  y se calcula  $\theta_2$  donde para un stub abierto esta dada por:

$$\theta_2 = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{-Z_2 X_a}{R_a R_b} \right]$$

mientras que para un stub en corto se calcula:

$$\theta_2 = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{R_a R_b}{X_a Z_2} \right]$$

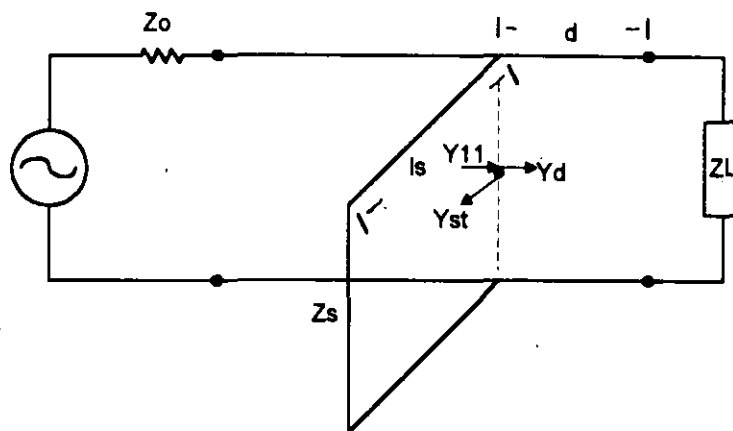
cuando  $\theta_2 < 0$  entonces,

$$\theta_2 = \theta_2 + 180^\circ$$

### Método gráfico utilizando Stub's:

Otro caso típico de acoplamiento se presenta cuando una línea de transmisión con impedancia característica  $Z_0$  se debe acoplar a un sistema receptor, transmisor, antena, etc. que presenta una impedancia de carga  $Z_L$ .

Para esto, se utilizan stubs con impedancias  $Z_s$  y la longitud  $l_s$  el cual debe estar localizado a una distancia  $d$  de la carga.



Para obtener la máxima transferencia de potencia del generador se requiere que  $y_{11} = y_0$  donde  $y_{11}$  es la admitancia total (línea + stub)  
 $y_{11} = y_d \pm y_{st}$ .

El stub debe mostrar una susceptancia pura (inductiva ó capacitiva) y debe estar localizado a una distancia  $d$  de la carga donde se cumpla:  $\bar{y}_{11} = \bar{y}_d \pm \bar{y}_{st} =$  para valores normalizados.

Este problema se puede resolver gráficamente utilizando la carta de Smith en donde se determinan  $Z_s, l_s$  y  $d$ .

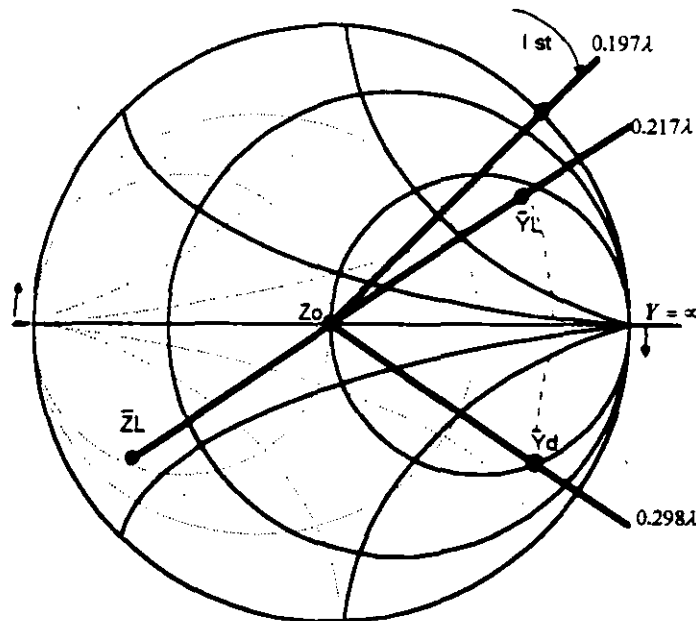
**Ejemplo .-** Acoplar una línea con impedancia característica  $Z_0 = 50\Omega$  a una carga  $Z_L = 5.575 - j10.4$  utilizando un stub en corto. Calcular la distancia  $d$  a la cual hay que poner un stub con impedancia  $Z_{st} = 50\Omega$  y calcular la longitud  $l_s$  del stub a la frecuencia de 4 GHz. Calcular además  $l_s$  a la misma frecuencia cuando  $Z_{st} = 100\Omega$ .

Solución:

Se tiene que para trazar en una Carta  $Z_L = 5.75 - j10.4$  se debe normalizar:

$$\bar{Z}_L = \frac{Z_L}{Z_0} = 0.1115 - j0.208 \text{ la cual se traza de la Carta de Smith}$$

**Acoplamiento con elementos distribuidos**



Como el stub es un elemento en paralelo se determina su admitancia haciendo una rotación de  $180^\circ$  en la carta resultando:

$$\bar{y}_L = 2.0 + j3.7$$

Con el propósito de encontrar la distancia  $d$  que haga que al acoplar un stub en ese punto, la parte real de  $y_d = y_0$ . Efectuando una rotación de la carga hacia el generador hasta que encuentre un círculo unitario donde la parte real de  $\bar{y}_d$  sea  $\bar{G}=1$ , en ese punto la admitancia será:

$$\bar{y}_d = 1 - j2.9$$

La distancia  $d$  del stub a la carga se determinará de las lecturas en fracciones de longitud de onda hacia el generador:

$$d = (0.298\lambda - 0.217\lambda) = 0.081\lambda$$

Si la frecuencia es 4 GHz ;  $\lambda = 7.5$  cm, por lo tanto la longitud física será:

$$d = 0.081(7.5) = 6.075\text{mm}$$

la longitud del stub con impedancia  $Z_{st} = 50\Omega$  se determinará encontrando primero la suceptancia con la cual contribuye.

$$\text{Se debe cumplir : } \bar{y}_{11} = \bar{y}_d \pm \bar{y}_{st} = 1; \quad \bar{y}_{st} = \bar{y}_{11} - \bar{y}_d$$

$$\bar{y}_{st} = 1 - (1-j2.9) = +j2.9$$

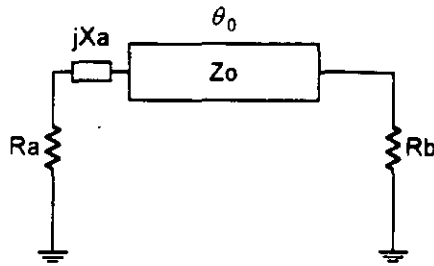
Entonces el stub capacitivo  $\bar{y}_s = j2.9$  deberá cancelar la suceptancia inductiva  $-j2.9$  de  $\bar{y}_d$ .

Trazando en la carta  $\bar{y}_s = 0 + j2.9$  la distancia en fracciones de  $\lambda$  correspondiente es  $0.197\lambda$ , entonces la longitud del stub se encuentra del punto en cortocircuito ( $y = \infty$ )  $\Rightarrow 0.25\lambda$  al punto correspondiente a la suceptancia vista por el stub.

$$l_{\text{stub}} = (0.25 + 0.197)\lambda = 0.447\lambda \quad \text{y} \quad Z_{st} = 50\Omega$$

$$= 0.447(7.5) = 3.35 \text{ cm.}$$

**Acoplamientos utilizando segmentos de línea de transmisión en serie de impedancia  $Z_0$  y longitud eléctrica  $\theta_0$  :**



donde la impedancia del elemento se calcula de:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_a(R_b)^2 - (R_a^2 + X_a^2)R_b}{R_b - R_a}}$$

y la longitud eléctrica  $\theta_0$  por:

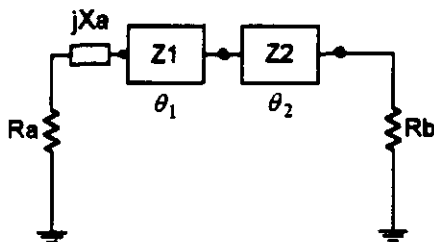
$$\theta_0 = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{Z_0(R_a - R_b)}{-R_b X_a} \right]$$

**Limitaciones:**

- valor dentro del radical  $< 0$ , acoplamiento imposible
- cuando  $\theta_0 < 0$ , entonces:

$$\theta_0 = \theta_0 + 180^\circ$$

**Cuando el valor dentro del radical es negativo, el acoplamiento con un solo elemento es imposible y se deben usar 2 ó más elementos de la forma:**





En este método se proporcionan valores realizables físicamente a  $Z_1$  y  $\theta_1$  y se calcula la impedancia intermedia  $Z_x$  localizada entre los elementos 1 y 2 por:

$$Z_x = Z_1 \left[ \frac{(R_a + jX_a) + jZ_1 \tan \theta_1}{Z_1 + j(R_a + jX_a) \tan \theta_1} \right]$$

y se calculan  $Z_2$  y  $\theta_2$  por:

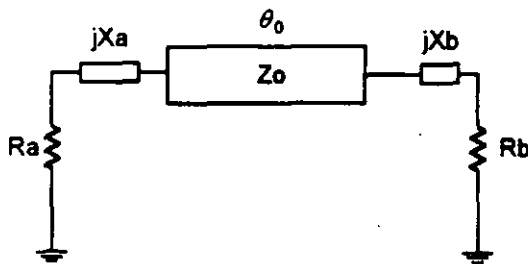
$$Z_2 = \sqrt{\frac{R_x(R_b)^2 - (R_x^2 + X_x^2)R_b}{R_b - R_x}}$$

y  $\theta_2$  por:

$$\theta_2 = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{Z_2(R_x - R_b)}{-R_b X_x} \right]$$

Si el valor dentro del radical de  $Z_0$  es negativo ó bien los valores obtenidos  $Z_0$  y  $\theta_0$  no son valores realizables, entonces  $Z_1$  y  $\theta_1$  se cambian por otros nuevos valores y se repite el proceso.

**Acoplamiento complejo-complejo:**

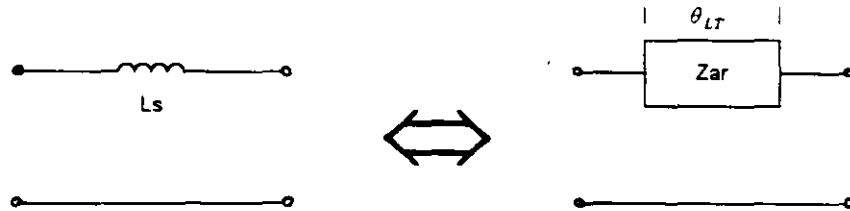


$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R_a^2 + X_a^2)R_b - (R_b^2 + X_b^2)R_a}{R_a - R_b}}$$

$$\theta_0 = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{Z_0(R_b - R_a)}{X_a R_b - X_b R_a} \right]$$

### IV.3. TRANSFORMACION DE ELEMENTOS CONCENTRADOS A DISTRIBUIDOS.

**1.- Inductor en serie.** Tiene su equivalente a una línea de transmisión en serie de alta impedancia.

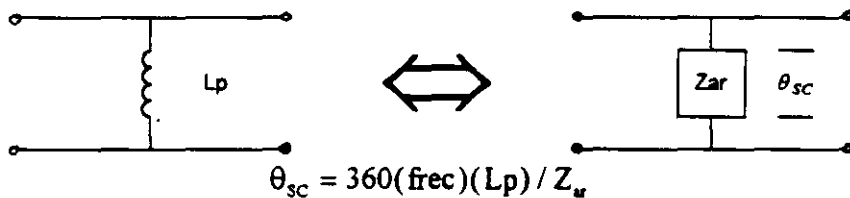


Se proporciona un valor  $Z_{ar}$  lo más alto realizable y se calcula  $\theta_{LT}$  por:

$$\theta_{LT} = 360(\text{frec})(L_s) / Z_{ar} \text{ con: } Z_{ar} \gg 2\pi f L_s$$

$$\theta_{LT} = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{2\pi f L_s}{Z_{ar}} \right]$$

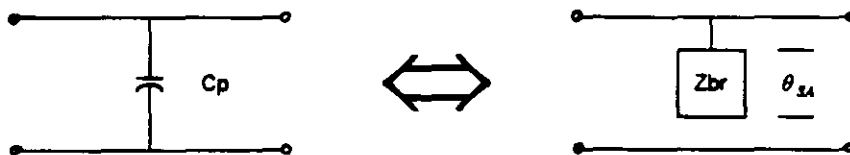
**2.- Inductor en paralelo.** Se transforma a un stub en corto de alta impedancia.



$$\theta_{SC} = 360(\text{frec})(L_p) / Z_{ar}$$

$$\theta_{SC} = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{2\pi f L_p}{Z_{ar}} \right] = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{X_R}{Z_{ar}} \right]$$

**3.- Capacitor en paralelo.** se aproxima a un stub abierto de baja impedancia.



$$\theta_{SA} = 360(\text{frec})(C_p)(Z_{BR}) \text{ con: } Z_{BR} \gg \frac{1}{2\pi f C_p}$$

$$\theta_{SA} = \text{Tan}^{-1} [2\pi f C_p Z_{BR}] = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{Z_{BR}}{X_C} \right]$$

## IV.4 CIRCUITOS DE MICROCIANTA

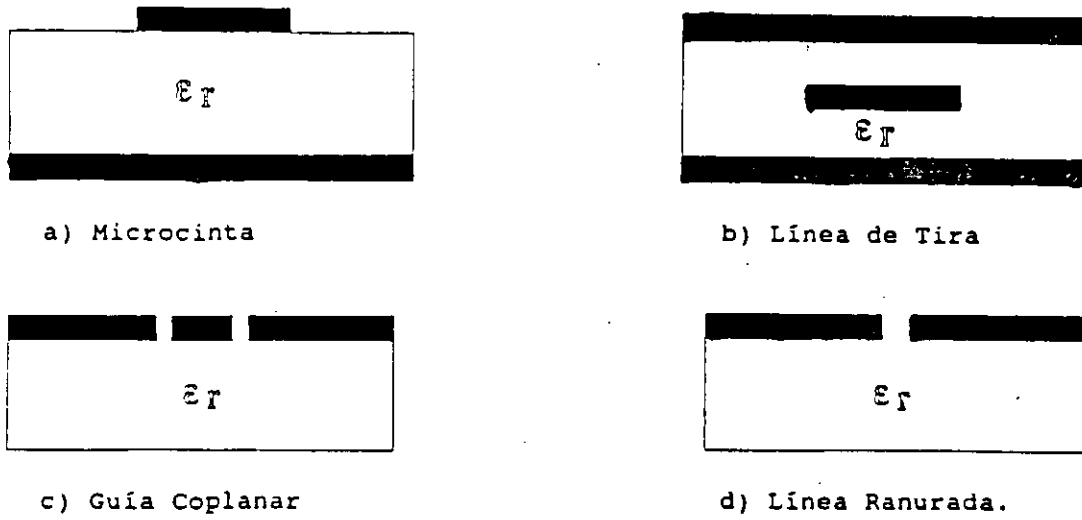


Figura 1). Estructuras planares de Microondas

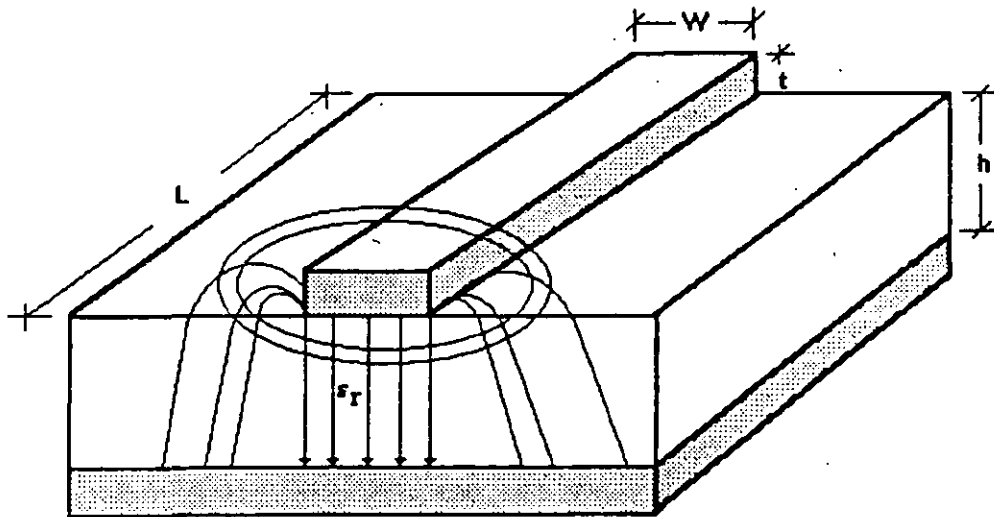


Figura 2). Línea de microcinta y sus campos Eléctricos y Magnéticos.

## MODELOS CUASI-ESTATICOS:

-Modelo de Schneider [2]:

Utilizó una solución analítica exacta para calcular la impedancia característica de la microcinta aplicando mapeo conforme y resolviendo la integral de Schwarz - Christoffel expresada en términos de funciones  $\theta$  de variable compleja. Por aproximación de funciones racionales obtuvo un par de ecuaciones para  $Z_0$  que tienen un error máximo de  $\pm 0.25 \%$  para  $0 \leq w/h \leq 10$ :

$$Z_0 = 60 \ln \left( \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad \frac{w}{h} \leq 1 \quad (11)$$

$$Z_0 = \frac{120 \pi}{\frac{w}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{w} + \left( 1 - \frac{h}{w} \right)^6} \quad \frac{w}{h} \geq 1 \quad (12)$$

La constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$ , determinada por aproximación de funciones con los resultados obtenidos por mapeo conforme para el cálculo de las capacitancias en el aire y en el dieléctrico con un Error máximo de  $\pm 2 \%$ :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10h}{w} \right)^{-0.5} \quad (13)$$

La impedancia de la microcinta  $Z_m$  se obtiene por:

$$Z_m = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (14)$$

-Modelo de Wheeler [3].

Basandose en resultados obtenidos por mapeo conforme desarrolló una fórmula empírica reversible para calcular la impedancia característica de líneas delgadas como anchas con un error menor al 2 %:

$$Z_0 = \frac{42.4}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln \left\{ 1 + \left( \frac{4h}{w} \right) \left[ \left( \frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \right) \left( \frac{4h}{w} \right) + \sqrt{\left( \frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \right)^2 \left( \frac{4h}{w} \right)^2 + \left( \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2} \right)^2 \pi^2} \right] \right\} \quad (15)$$

La constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  se obtiene utilizando la ecuación (15) dos veces, una para el aire ( $\epsilon_r = 1$ ) para obtener  $Z_0$  y otra para el dieléctrico para calcular  $Z_m$ . Sustituyendo dichos valores en la ecuación (9) se obtiene  $\epsilon_{eff}$ .

-Modelo de Hammerstad [4].

Obtuvo ecuaciones para el cálculo de  $Z_0$  y  $\epsilon_{\text{eff}}$  basándose en resultados obtenidos teóricamente. De esta manera, la impedancia característica  $Z_0$  para un medio homogéneo se puede calcular de la siguiente manera:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln \left[ \frac{X_1}{(w/h)} \sqrt{1 + \left(\frac{2}{(w/h)}\right)^2} \right] \quad (16)$$

donde  $\eta_0$  es la impedancia en el medio ( $\eta_0 = 376.73\Omega \approx 120\pi$ ) y  $X_1$  es función de la relación ancho espesor ( $w/h$ ) dada como:

$$X_1 = 6 + (2\pi - 6) e \left[ - \left( \frac{30.666}{(w/h)} \right)^{0.7528} \right] \quad (17)$$

El error en este modelo es 0.01 % para  $w/h \leq 1$  y 0.03 % para  $w/h \leq 1000$ .

La constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\text{eff}}$  se obtiene por aproximación funcional con valores calculados numéricamente como sigue:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + \frac{10}{(w/h)} \right]^{-a} b \quad (18)$$

donde los exponentes  $a$  y  $b$  son funciones de la relación  $w/h$  y  $\epsilon_r$  respectivamente y se obtienen con las ecuaciones (19) y (20):

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[ \frac{(w/h)^4 + (w/52h)^2}{(w/h)^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[ 1 + \left( \frac{(w/h)}{18.1} \right)^3 \right] \quad (19)$$

$$b = 0.564 \left( \frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (20)$$

El error para  $\epsilon_{\text{eff}}$  calculado por las ecuaciones (18-20), es menor a 0.2 % para  $\epsilon_r \leq 128$  y  $0.01 \leq w/h \leq 100$ .

COMPORTAMIENTO DE  $\epsilon_{eff}$  Y  $Z_o$ :

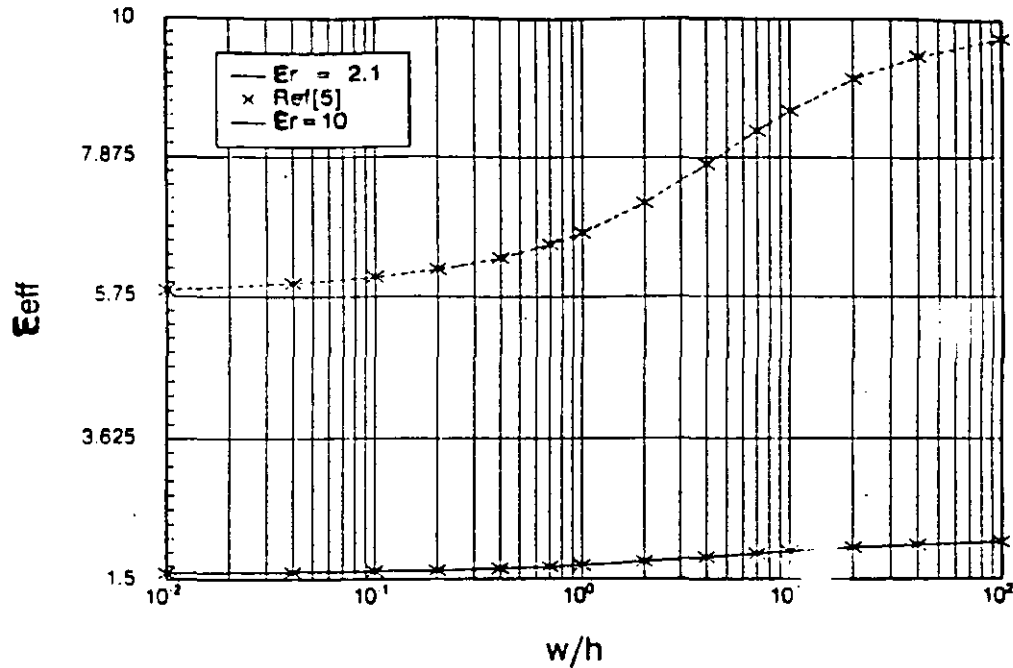


Figura 4) Comportamiento de  $\epsilon_{eff}$  en función de  $w/h$  para  $\epsilon_r = 2.1$  y  $10$ .

Tabla I Porcentaje de error relativo máximo de los modelos para el cálculo de  $\epsilon_{eff}$  comparados con el método de las funciones de Green [5].

$\epsilon_r$	Schneider	Wheeler	Hammerstad
2.1	1.986	.316	.158
10.0	3.469	1.571	.211
128.0	3.855	2.142	.233

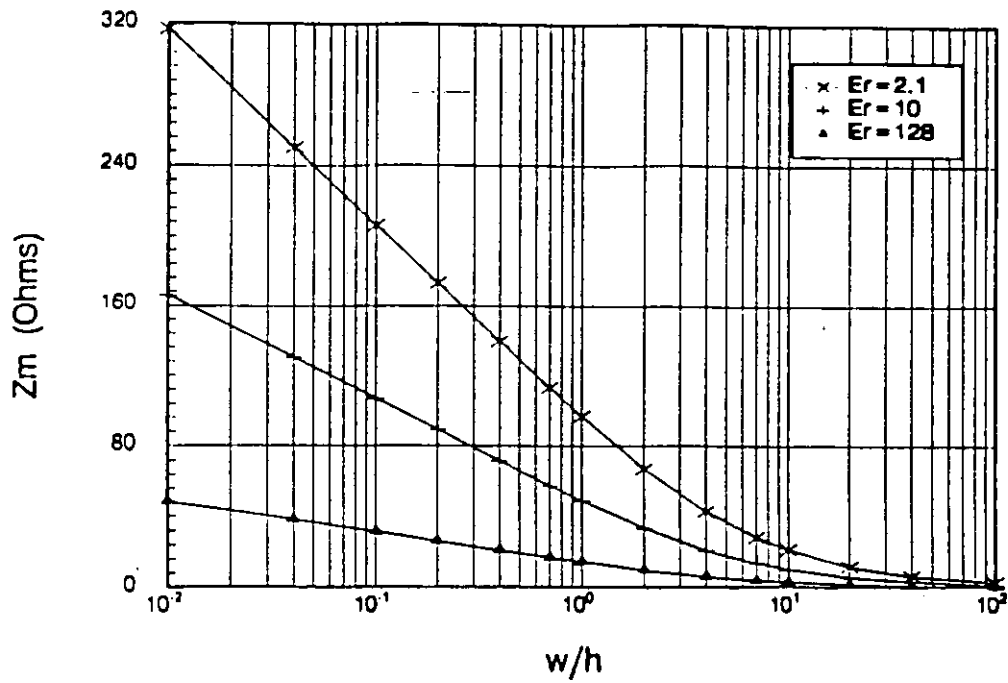


Figura 5). Comportamiento de la Impedancia  $Z_0$ .

Tabla II. Porcentaje de error relativo máximo de los modelos para el cálculo de  $Z_m$  comparados con el método de las Funciones de Green[5].

$\epsilon_r$	Schneider	Wheeler	Hammerstad
2.1	1.080	.891	.079
10.0	1.426	.526	.108
128.0	1.469	.575	.119

## Efectos de dispersión.

Efectos de dispersión en estructuras abiertas.

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}}{1 + P}$$

Modelo de Kirschning:

$$P = P_1 P_2 [(0.1844 + P_3 P_4) 10 fh]^{1.5763}$$

$$P_1 = 0.27488 + \left[ 0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.157 fh)^{20}} \right] \left( \frac{w}{h} \right) - 0.065683 e^{-8.7513 \left( \frac{w}{h} \right)}$$

$$P_2 = 0.33622 [1 - e^{-0.03442 \varepsilon_r}]$$

$$P_3 = 0.0363 e^{-4.6(w/h)} \left[ 1 - e^{-\left( \frac{fh}{3.87} \right)^{4.97}} \right]$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \left[ 1 - e^{-\left( \frac{\varepsilon_r}{15.916} \right)^8} \right]$$



**Modelo de Kobayashi:**

$$P = \left( \frac{f}{f_{50}} \right)^m$$

$$m = m_0 m_c$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} + 0.32 \left( \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} \right)^3$$

$$m_c = \begin{cases} = 1 & w/h \geq 0.7 \\ = 1 + \frac{1.4}{[1 + w/h]} \left\{ 0.15 - 0.235 e^{\left( \frac{-0.45f}{f_{50}} \right)} \right\} & w/h \leq 0.7 \end{cases}$$

$$f_{50} = \frac{fk}{0.75 + \left( 0.75 - \frac{0.332}{\epsilon_r^{1.73}} \right) (w/h)}$$

$$fk = \frac{c \tan^{-1} \left[ \epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}} \right]}{2 \pi h \sqrt{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}}$$

-COMPORTAMIENTO DE  $\epsilon_{eff}(f)$ :

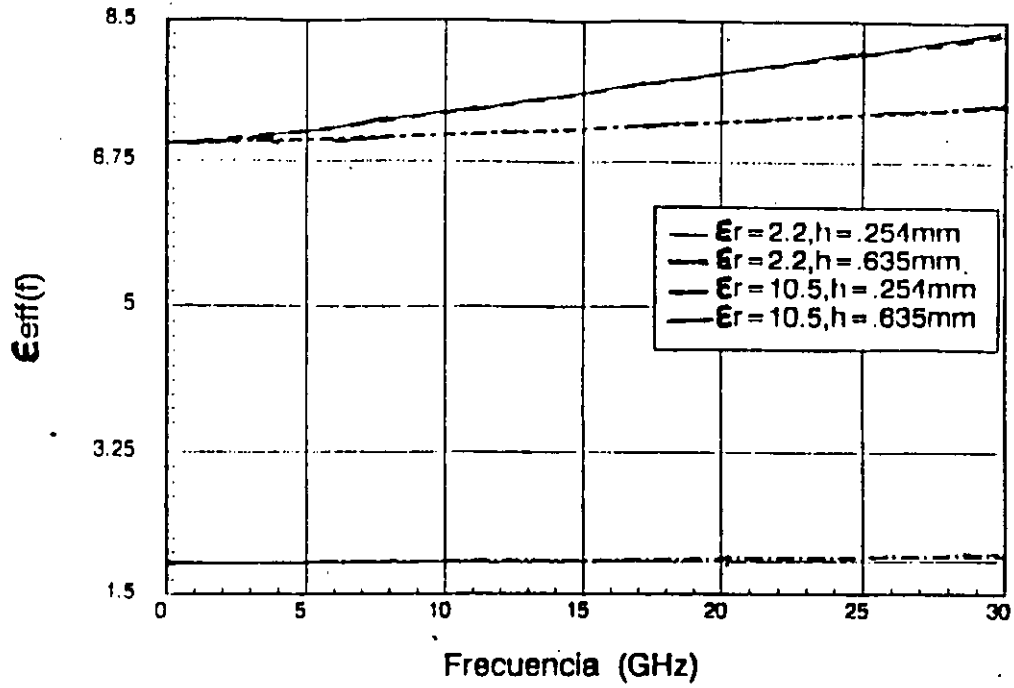


Figura 6). Dispersión en  $\epsilon_{eff}(f)$  para Líneas de 50  $\Omega$  en substratos diferentes.

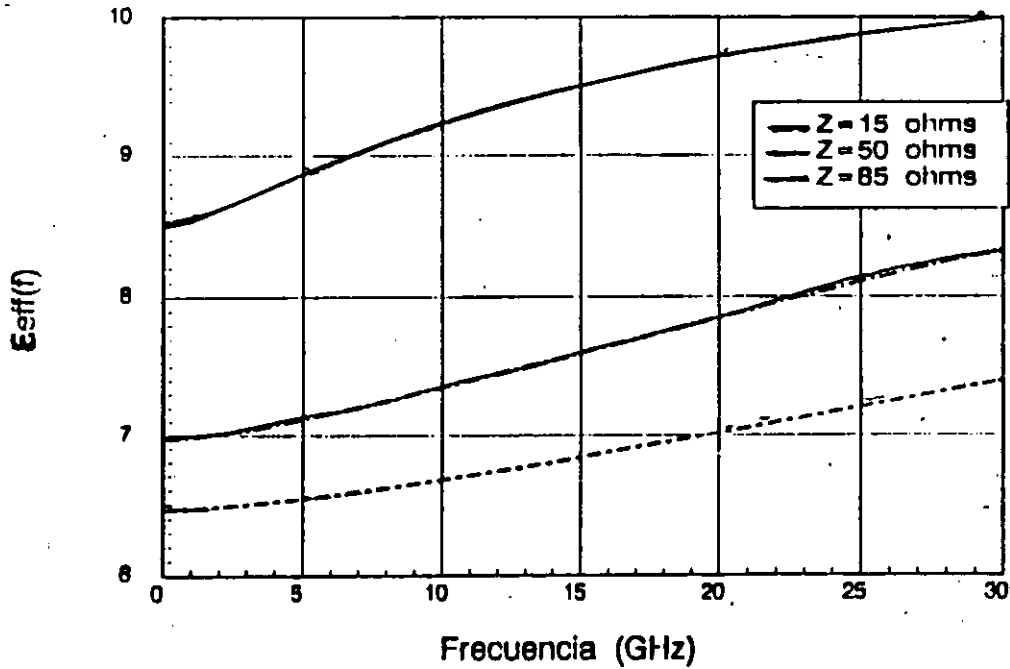
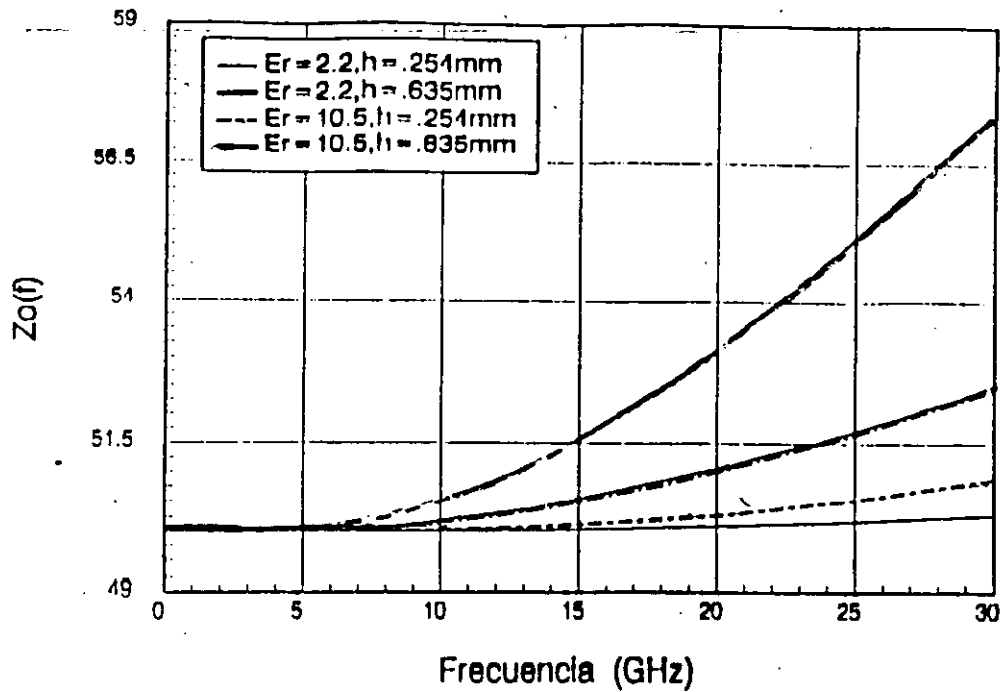
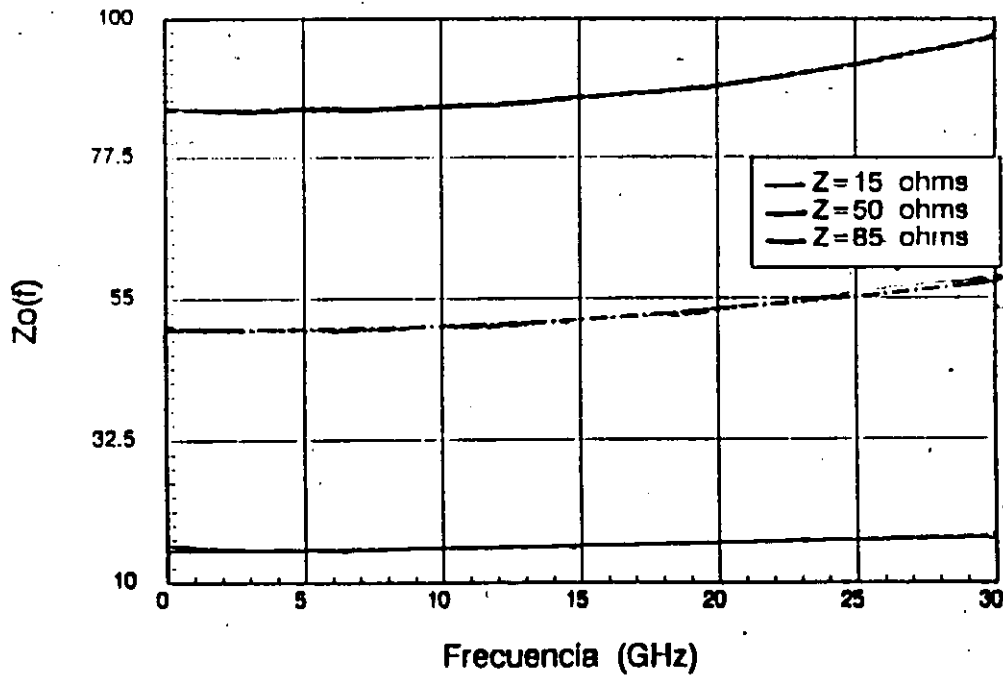


Figura 7). Dispersión en  $\epsilon_{eff}(f)$  para líneas con impedancias diferentes en substratos con  $\epsilon_r = 10.5$  y  $h = 0.635\text{mm}$ .

**-COMPORTAMIENTO DE LA DISPERSION EN  $Z_0(f)$ :**

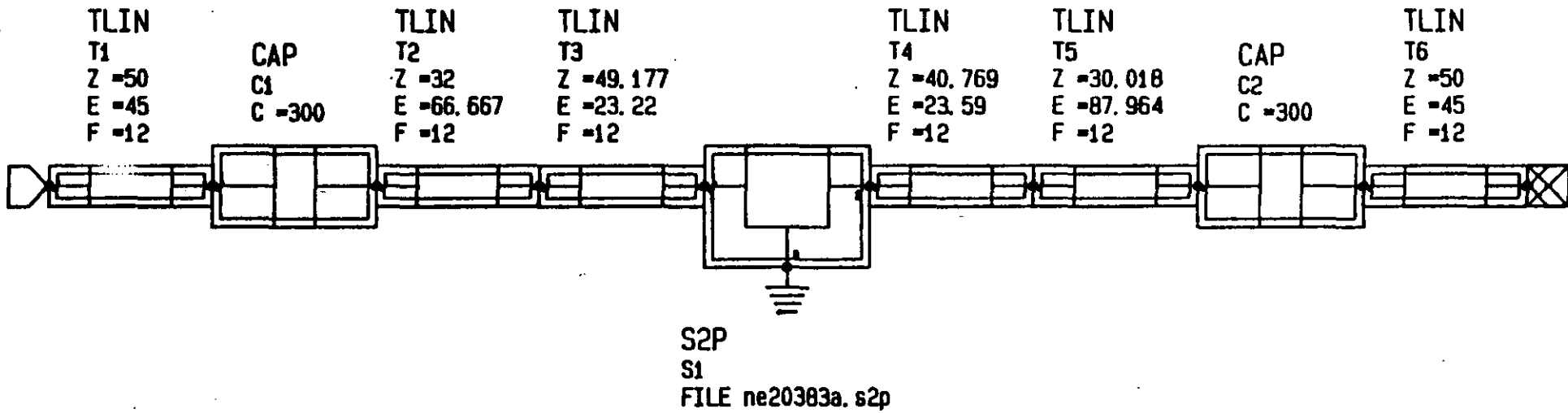


**Figura 9).** Dispersión en  $Z_0(f)$  para líneas de  $50 \Omega$  en substratos diferentes.

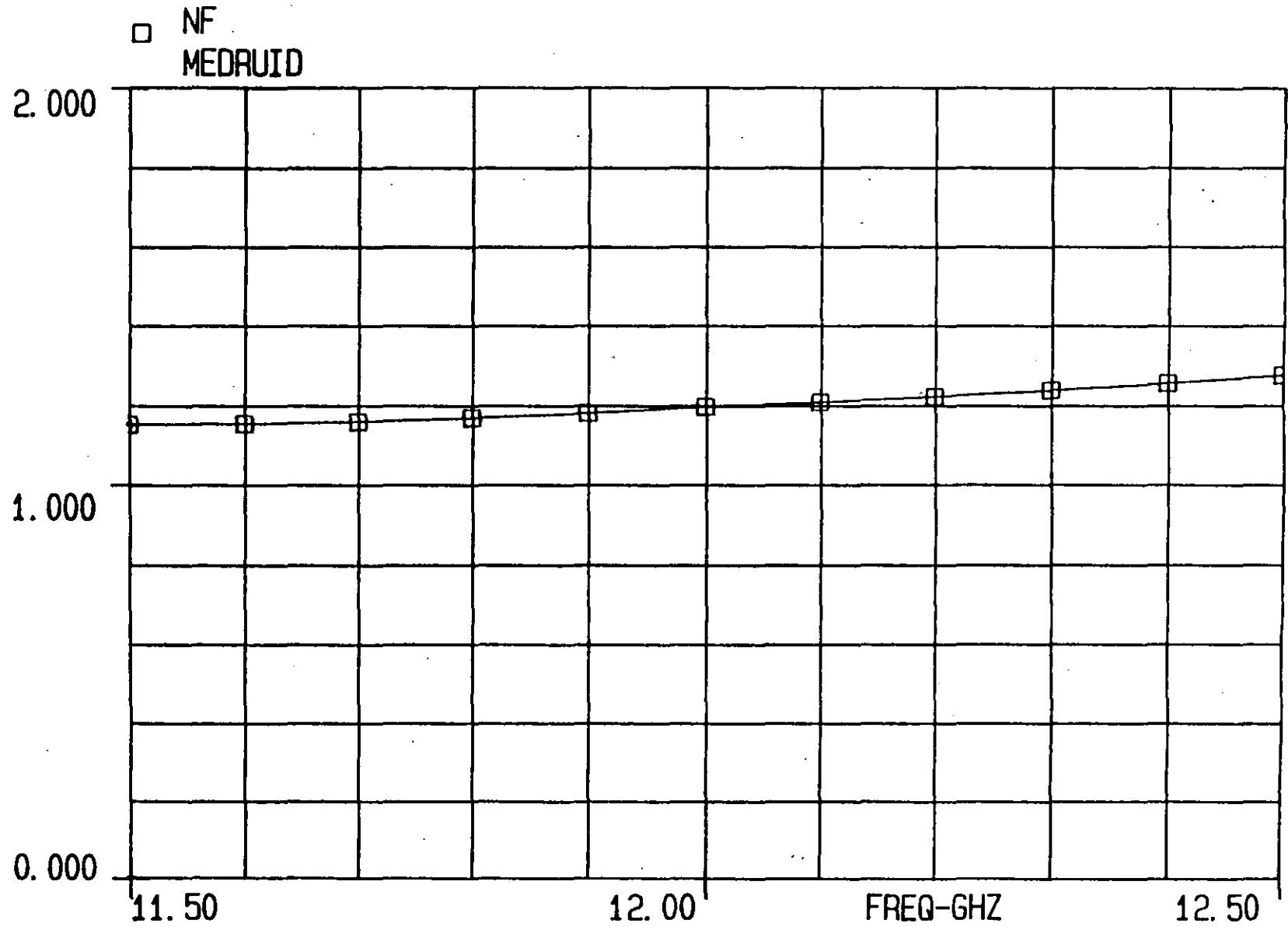


**Figura 8).** Dispersión en  $Z_0(f)$  para líneas con impedancias de 15, 50 y 85  $\Omega$  para  $\epsilon_r = 10.5$  y  $h = 0.635\text{mm}$ .

## V. EJEMPLOS DE ANALISIS Y OPTIMIZACION



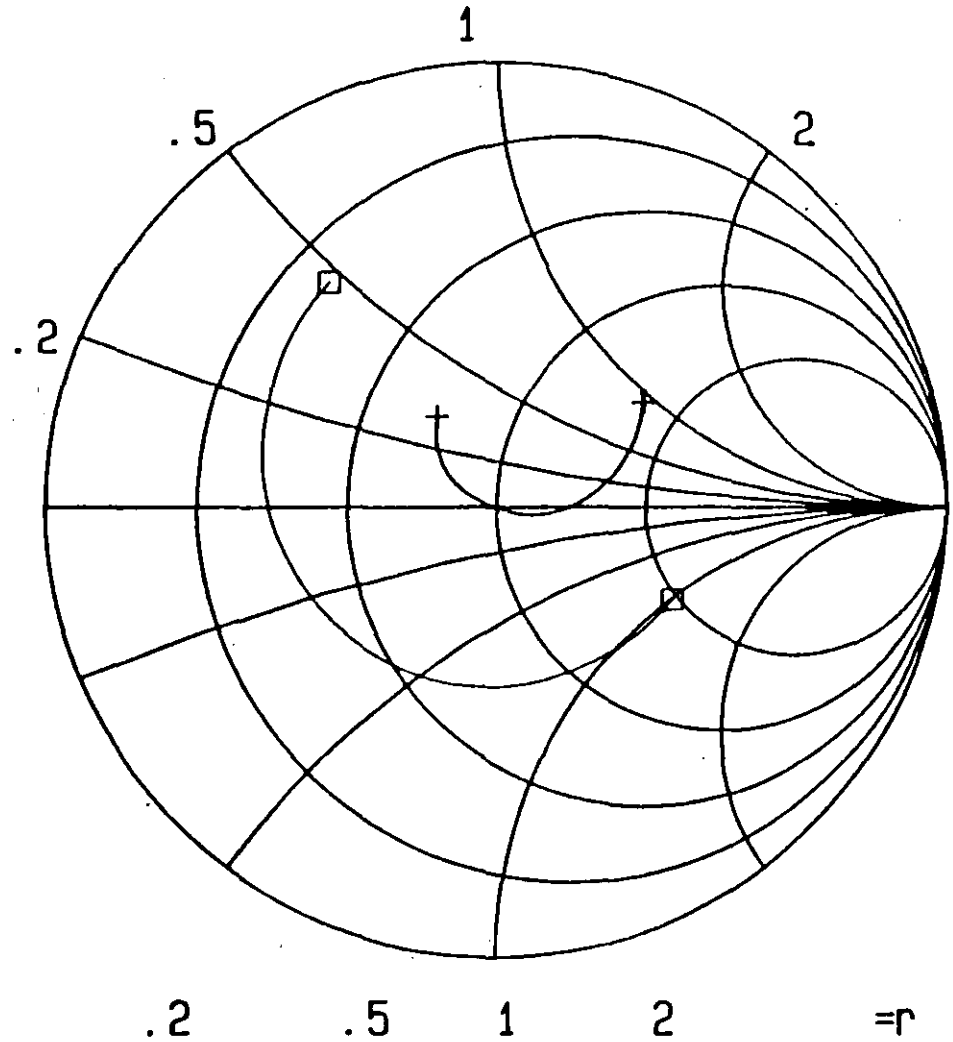
EEsof - Libra - Mon Oct 25 15:22:20 1993 - jlmruid2



EEsof - Libra - Mon Oct 25 15:22:21 1993 - jlmruid2

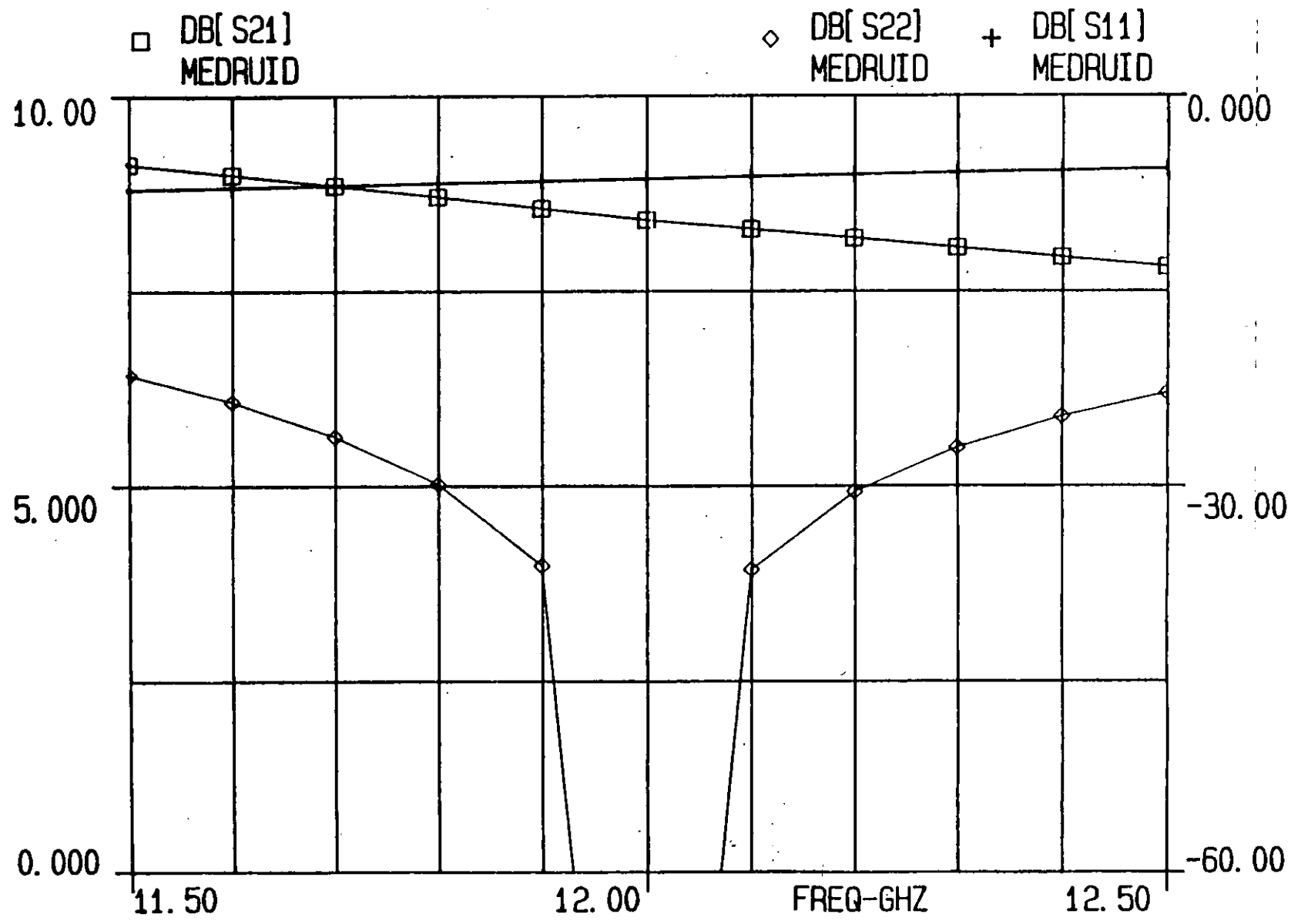
□ S11  
MEDRUID

+ S22  
MEDRUID



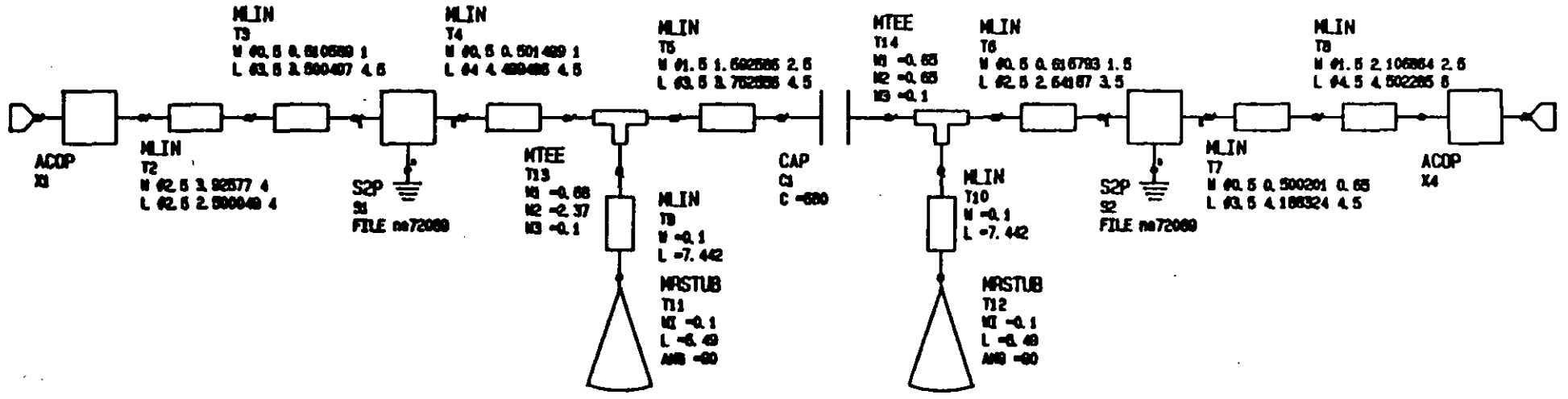
f1: 10.0000  
f2: 14.0000

EEsof - Libra - Mon Oct 25 15:35:21 1993 - jlmruid2

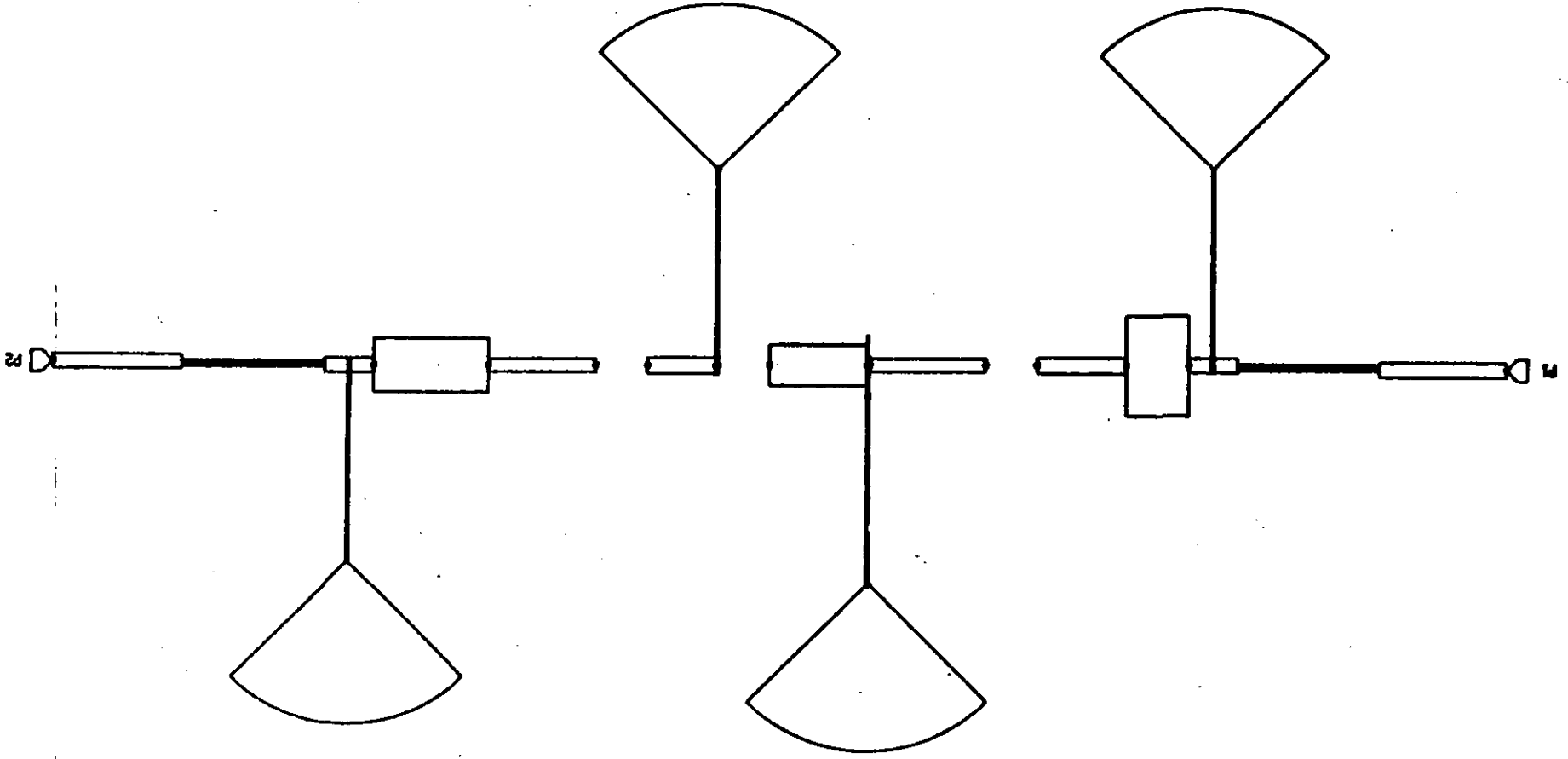


```

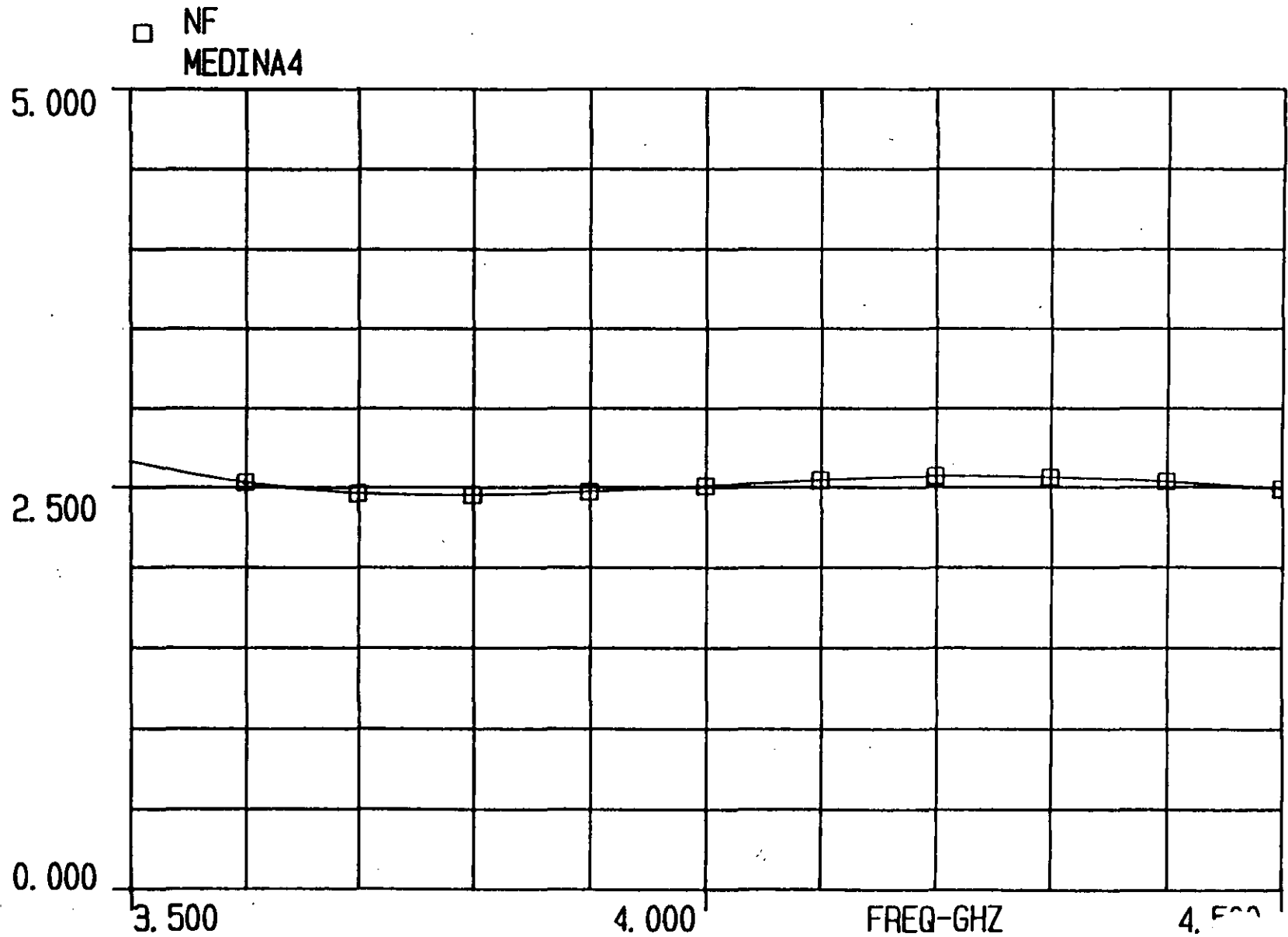
MSUB
P1
ER -10.5
H -0.032
T -0.036
RHO -1
RHM -0
  
```







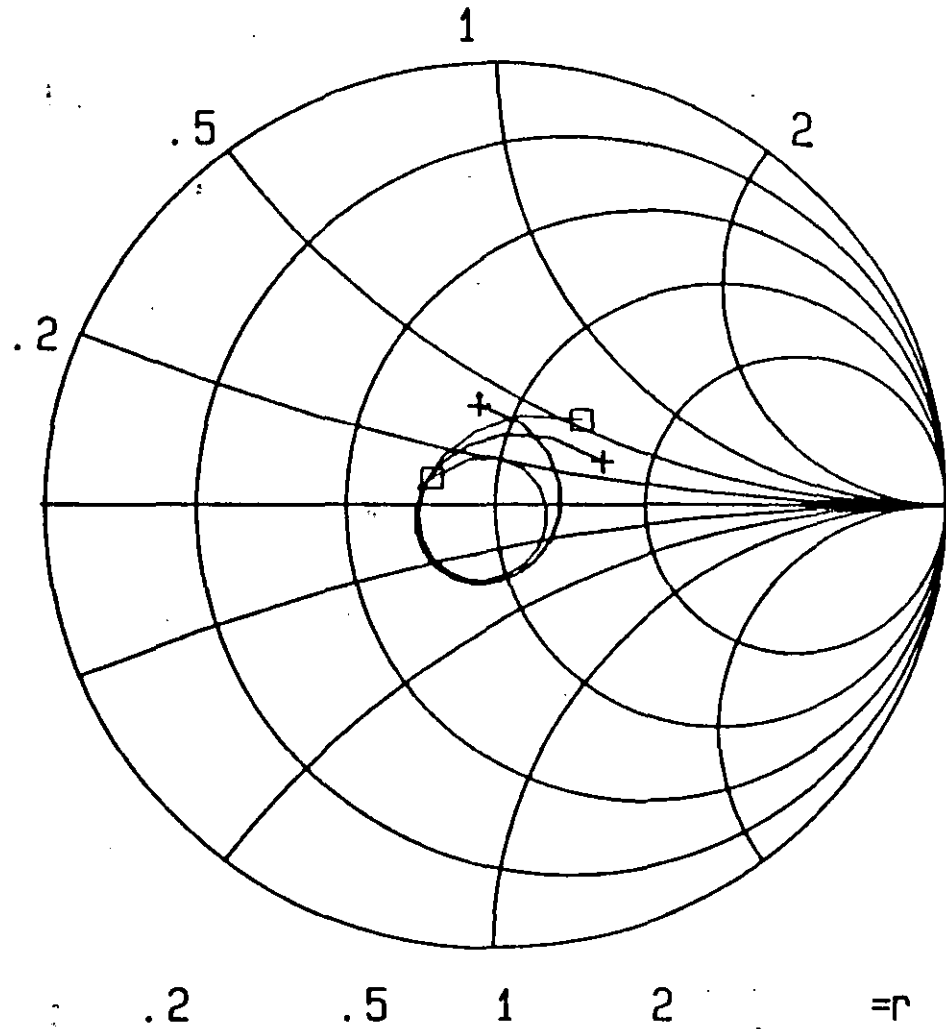
EEsof - Libra - Mon Oct 25 11:39:03 1993 - jlm8



EEsof - Libra - Mon Oct 25 11:39:03 1993 - jlm8

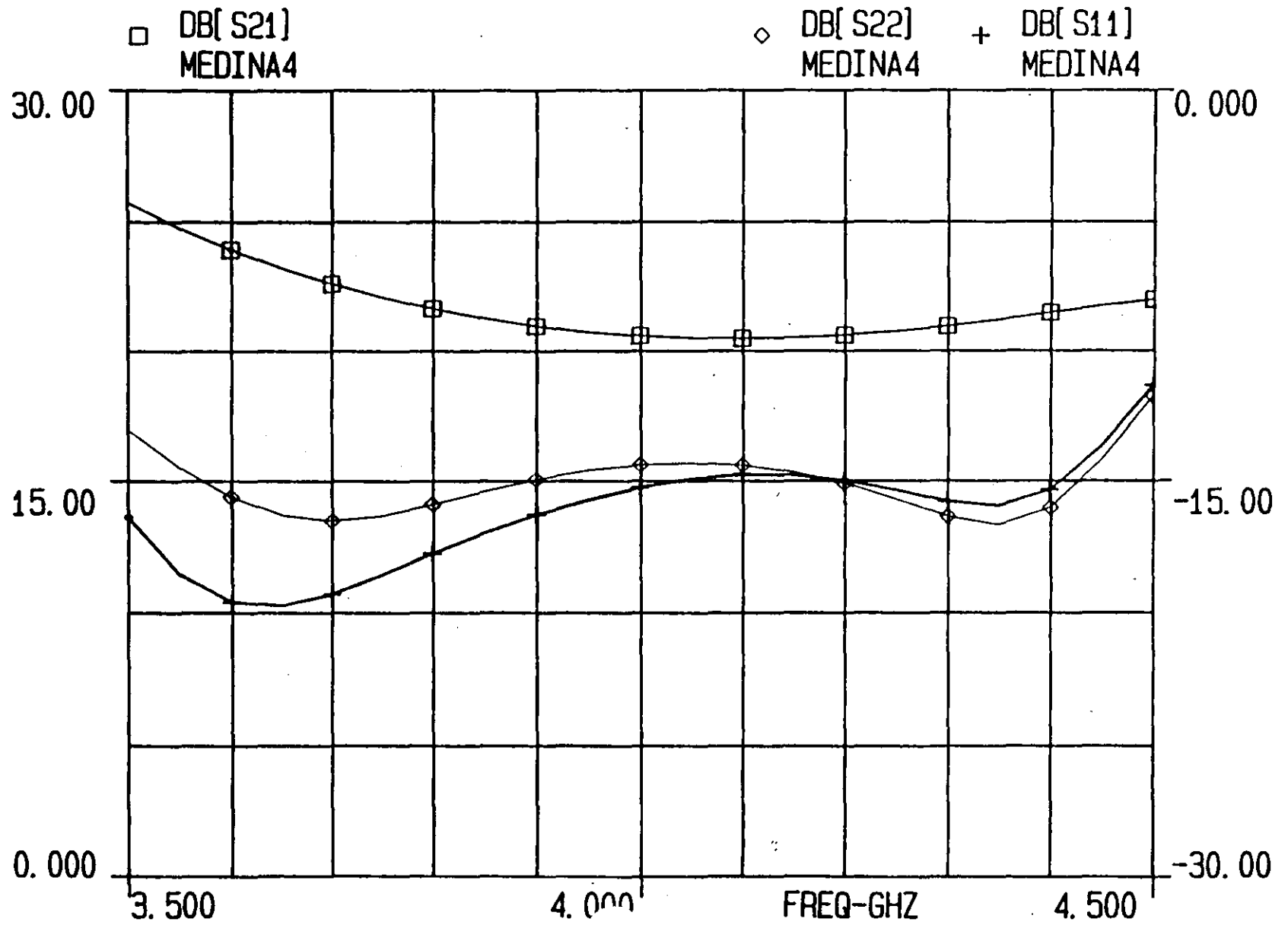
□ S11  
MEDINA4

+ S22  
MEDINA4



f1: 3.50000  
f2: 4.50000

EEsof - Libra - Mon Oct 25 11:39:03 1993 - jlm8



# **TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**

## **Sistemas de Comunicaciones por Microondas**

**José Luis Medina Monroy, Arturo Velázquez Ventura  
CICESE**

### **CONTENIDO**

#### **I. INTRODUCCION**

#### **II. COMPONENTES PASIVOS DE MICROONDAS**

##### **II.1 ANTENAS DE MICROONDAS**

##### **II.2 CIRCULADORES Y AISLADORES**

##### **II.3 DIVISORES Y ACOPLADORES**

##### **II.4 MEZCLADORES Y FILTROS**

#### **III. COMPONENTES ACTIVOS DE MICROONDAS**

##### **III.1 AMPLIFICADORES**

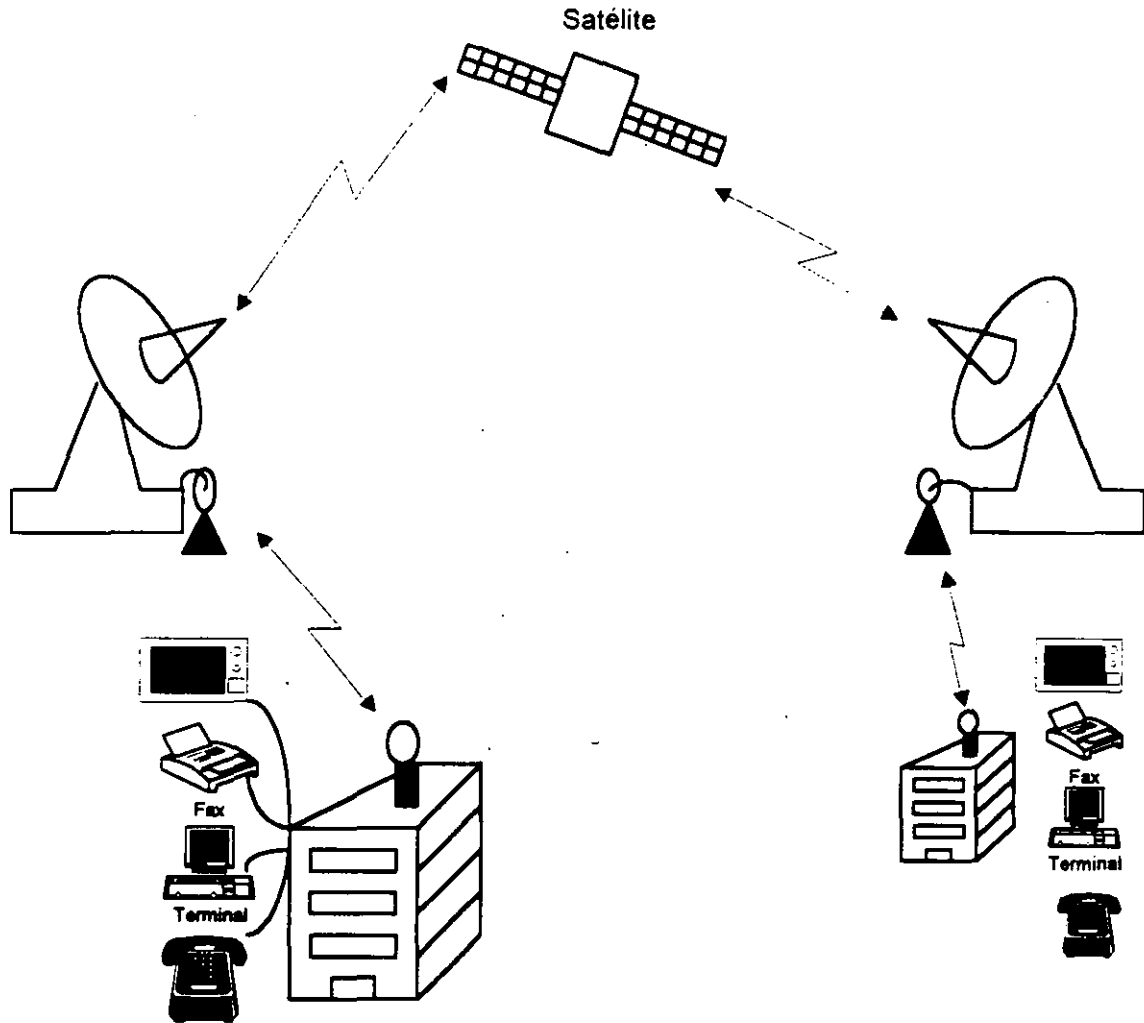
##### **III.2 OSCILADORES**

#### **IV. RECEPTORES DE MICROONDAS**

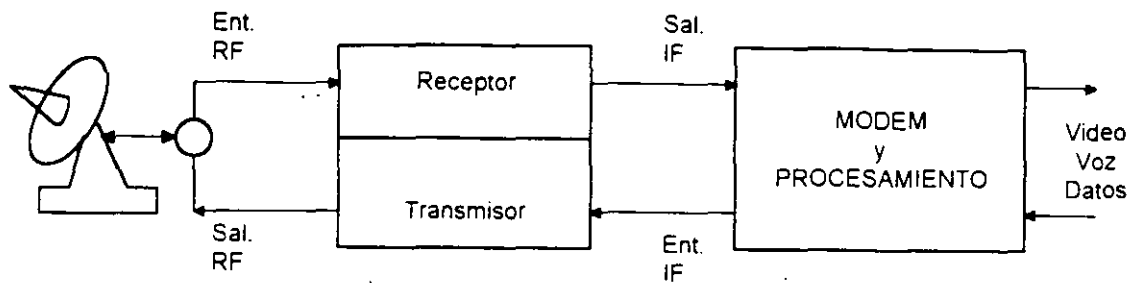
#### **V. TRANSMISORES DE MICROONDAS**

#### **VI. EJEMPLOS Y APLICACIONES**

# SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS



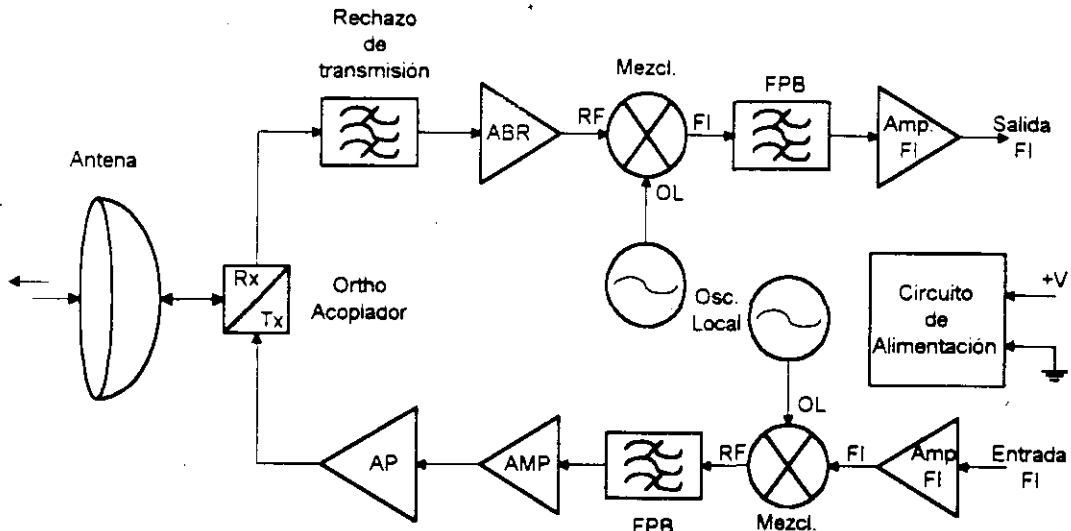
Comunicaciones de microondas por satélite y terrestre



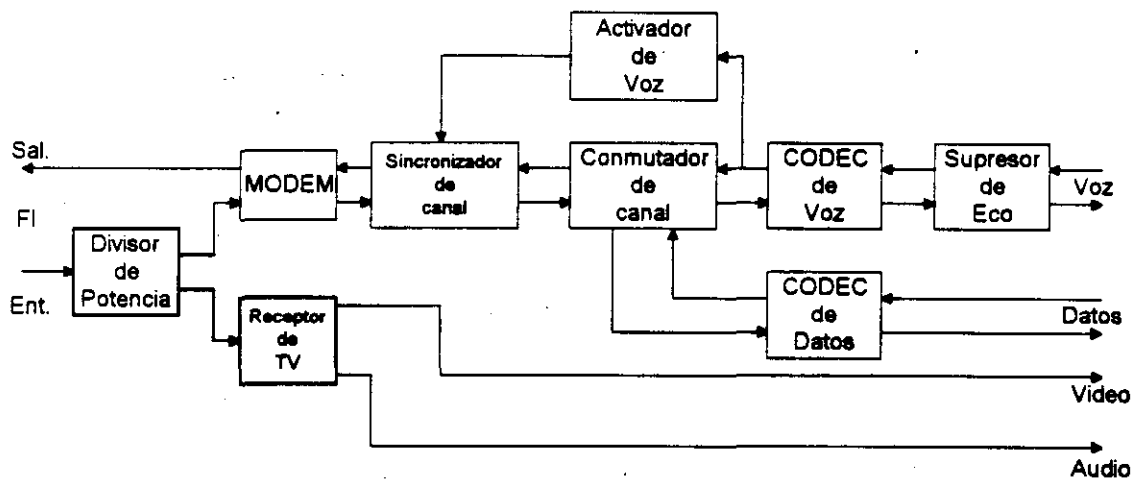
Sistema de Microondas

Para el diseño de Sistemas de Comunicaciones que operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas se requiere del conocimiento previo de lo siguiente:

- Frecuencias de recepción y transmisión (RF)
- Frecuencia Intermedia (IF)
- Niveles de potencia (IF) requeridos
- Tamaño de las antenas (se calculan la Ganancia, ancho del haz, etc.)
- Potencia de transmisión (RF)
- Distancia del enlace
- Cálculo del enlace (se determina el nivel de potencia recibida y las características de la relación señal a ruido S/N)
- Redundancia requerida?
- Características de Alimentación (Voltaje y consumo de potencia)
- Efectuar el diseño del sistema (Se determinan las características de los componentes que lo integran)



Subsistema de Microondas



Subsistema de Procesamiento de Voz, Datos y Video



## II. COMPONENTES PASIVOS DE MICROONDAS

### II.1 ANTENAS DE MICROONDAS

#### Tipos de Antenas:

- **Casegrain**
- **Punto Focal**
- **Foco desplazado**
- **Planar de Microcinta**

#### Características de las Antenas:

- **Ganancia de la Antena**

$$G_{ant} = 10 \log \left[ \eta \left( \frac{\pi \phi}{\lambda} \right)^2 \right]$$

$\lambda \Rightarrow$  longitud de onda

$\phi \Rightarrow$  Diámetro de ant.

$\eta \Rightarrow$  Eficiencia

- **Ancho del Haz**

$$BW_{3dB} = \frac{180\lambda}{\pi\phi\sqrt{\eta}}$$

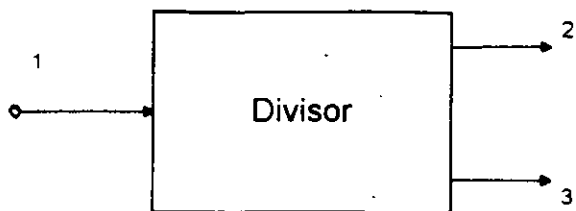
- **Lobulos laterales**

- **Atenuación por rugosidad**

$$A_{rug} = 10 \log \left[ e^{-\left( \frac{4\pi\sigma}{\lambda} \right)^2} \right]$$

$\sigma \Rightarrow$  Rugosidad RMS

## II.3 DIVISORES Y ACOPLADORES



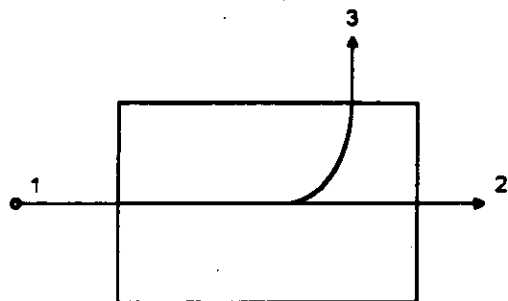
- Se puede utilizar como divisor o combinador de señales.
- Pueden tener 2 o más salidas

### Características de los Divisores:

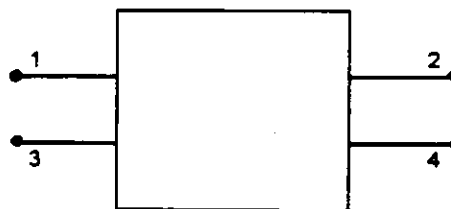
- Intervalo de frecuencias (11-13 GHz)
- Pérdidas por inserción (0.5 dB)
- Aislamiento ( 20 dB)
- VSWR máximo (1.35:1)
- Fase ( $0 \pm 2$  Grados)

### ACOPLADORES:

#### Tipos de Acopladores:



Acoplador direccional



Acoplador Híbrido

### 1. Acopladores direccionales:

- Son componentes con 3 o 4 puertos.
- Permiten la separación de las señales incidentes de las reflejadas.
- Se emplean para monitorear (por el puerto 3) frecuencias o potencias.

#### Características importantes:

- Intervalo de Frecuencias (8-18 GHz)
- Pérdidas por inserción (0.15-0.5 dB)
- Acoplamiento (6-30 dB)
- Directividad (12-22 dB)
- VSWR máximo (1.5:1)
- Potencia máxima (1-50 Watts)

### 2. Acopladores Híbridos o de Cuadratura:

- Son componentes de cuatro puertos.
- Cuando la entrada es el puerto 1, las salidas en los puertos 2 y 4 aparecen con una diferencia en fase de 90 grados y un nivel de potencia 3dB menor que en el puerto 1. El puerto 3 se considera como el puerto aislado.

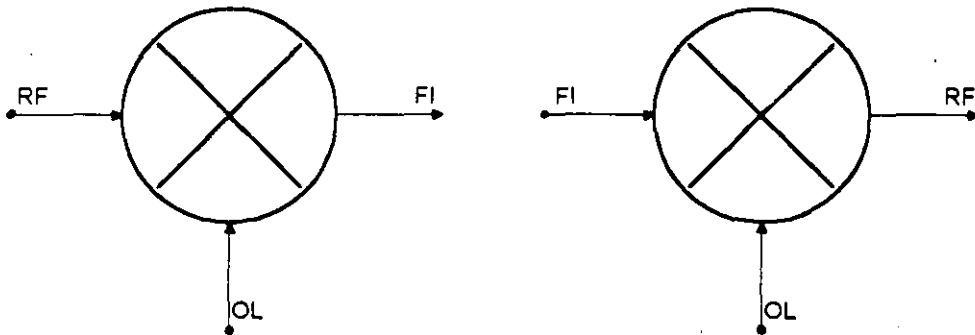
#### Características importantes:

- Intervalos de frecuencia (8-18GHz)
- Acoplamiento (3dB  $\pm$  0.5dB)
- Aislamiento (15-30 dB)
- Pérdidas por inserción (0.15-0.7 dB)
- Balance de fase (90  $\pm$  3 grados)
- VSWR máximo (1.4:1)
- Potencia (1-50 Watts)

## II.4 MEZCLADORES Y FILTROS

### MEZCLADORES:

El mezclador es un componente no-lineal de tres puertos que permite generar otras frecuencias cuando se le introducen dos señales de frecuencias diferentes. Para generar otras componentes de frecuencia, al menos una de las frecuencias debe tener un nivel de potencia suficientemente elevado.



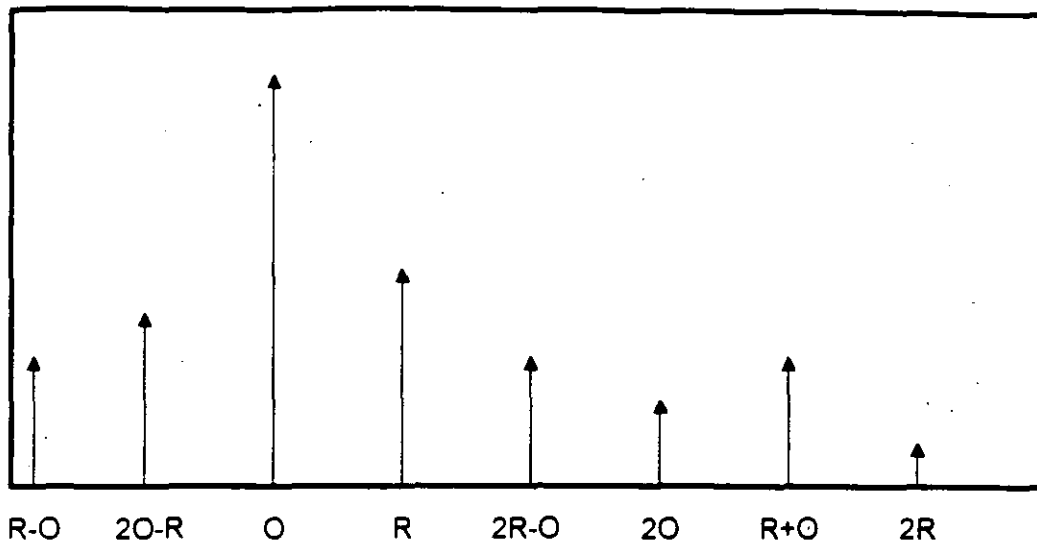
Cuando se introduce una señal en el puerto de RF y otra en el puerto de OL, a la salida, es decir en el puerto de FI, se presenta un conjunto de señales dadas por:

$$F_i = [\pm n \cdot F_{rf} \pm m \cdot F_{ol}] \quad \text{para } n, m = 1, 2, 3, \dots$$

- Los productos de intermodulación más importantes son cuando  $F_i = 2F_{rf} - F_{ol}$  y  $F_i = F_{rf} - 2F_{ol}$  y se les llama de tercer orden.
- De estas frecuencias, las de mayor interés son la suma y diferencia.

### Características más importantes:

- Intervalo de frecuencias RF, OL (1-10 GHz) e IF (DC-1GHz)
- Pérdidas por conversión (5-10dB)
- Potencia en OL (7-13 dBm)
- Aislamiento entre puertos LO-RF (20-35dB) y LO-IF (15-35dB)
- Nivel de productos de intermodulación
- Rango Dinámico (40dB)
- VSWR (2.0:1)
- Factor de Ruido (6-15dB)



**Frecuencias generadas en un mezclador**

**FILTROS:**

**Tipos de Filtros:**

- Pasa Bajas
- Pasa Banda
- Pasa Altas
- Rechazo de Banda

**Configuraciones de Filtros:**

- Elementos discretos
- Interdigitados
- Elípticos
- Resonador Coaxial
- Cavidad de Guía de onda

**Características importantes:**

- Impedancias de entrada y salida ( $50 \Omega$ )
- Ancho de Banda a 1dB, 3dB, etc (Pasa banda)
- Frecuencia de Corte (Pasa bajas o altas)
- Pérdidas por inserción (0.1-3dB) (Banda de paso)
- Atenuación en la banda de rechazo (30-50dB)
- Porcentaje de ancho de banda  $\% BW = \frac{BW_{3dB}}{F_o} \times 100$
- Manejo de potencia

### III. COMPONENTES ACTIVOS DE MICROONDAS

#### III.1 AMPLIFICADORES

Son componentes con capacidad de aumentar el nivel de la señal de entrada sin degradar su comportamiento.

#### Tipos de Amplificadores:

- Bajo Ruido
- Potencia lineal
- Ganancia elevada
- Potencia Elevada
- Configuración en línea
- Configuración Balanceada
- Banda Angosta
- Banda Ancha

#### Dispositivos de estado sólido :

- Bipolares BJT y HBT
- MESFET (GaAs, InP)
- HEMT y P-HEMT

#### Características principales:

- Intervalo de frecuencias (11.7-12.2 GHz)
- Ganancia (30dB)
- Linealidad de Ganancia ( $\pm 0.5$ dB)
- Relación de onda estacionaria VSWR ent/sal (1.25/1.5)
- Voltaje y corriente de alimentación (15V/120mA) o (18V/5A)
- Factor de ruido (0.7dB) o temperatura de ruido ( $50^\circ K$ )
- Retardo de grupo (0.01nseg/MHz)
- Potencia en el punto de compresión de 1dB  $P_{1dB}$  (+7dBm-40dBm)
- Punto de intersección de 3er orden (+17 dBm-50dBm)
- Potencias de entrada mínima y máxima
- Rango dinámico libre de espureas

Potencia mínima (NER) a la entrada de un amplificador :

$$NER = Fr - 10\log(KTB) + 10\log(B)$$

Potencia de entrada máxima (Pe) y (Pi) libre de espureas :

$$Pe = P_{1dB} - G \quad \text{y} \quad Pi = \frac{NER}{3} - \frac{2G}{3} + \frac{2P_{31}}{3}$$

## III.2 OSCILADORES

Los osciladores de microondas generan una señal de RF cuando se le aplica un voltaje de CD. Estos consisten en general de un dispositivo activo y un circuito pasivo.

### Tipos de Osciladores:

- Oscilador fundamental
  - Diodos Gunn , Tunnel e Impatt
  - Bipolares BJT y HBT
  - MESFET, HEMT y P-HEMT
- Cadenas multiplicadoras

### Técnicas de estabilización:

- Cristal de cuarzo y multiplicadores
- Cavity metálica
- Resonador dieléctrico
- AFC o PLL

### Sintonización:

- Fijo
- Por voltaje (VCO)
- Mecánicamente
- Señal digital (DTO)

### Características importantes:

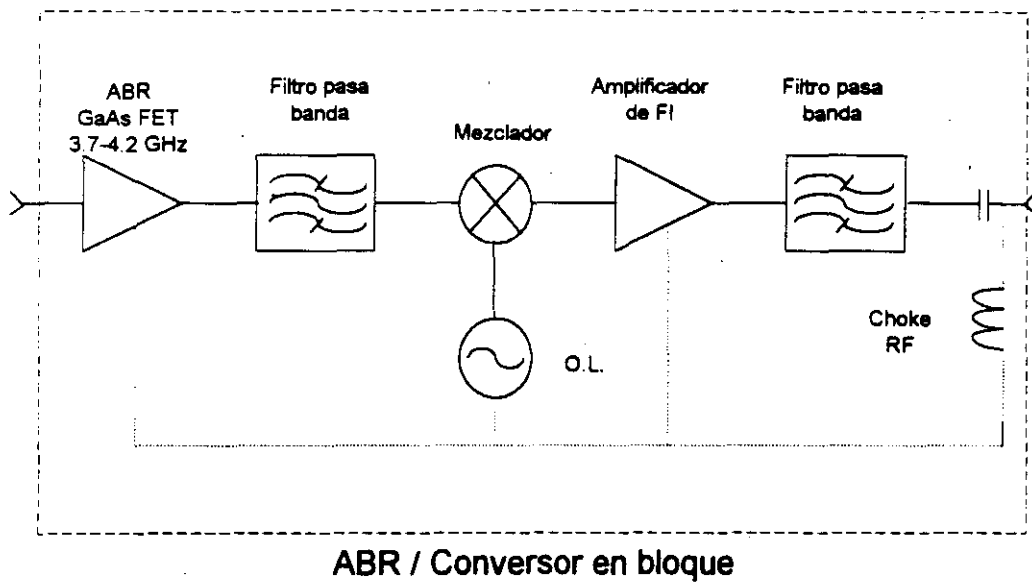
- Frecuencia de Oscilación (5.1GHz)
- Potencia de salida (+7-20dBm)
- VSWR (2.0:1)
- Estabilidad en frecuencia ( $\pm 0.05\%$ )
  - Temperatura (100ppm/ $^{\circ}C$ )
  - Voltaje (Pushing) (100KHz/V)
  - VSWR (Pulling) ( $\pm 1$ MHz)
- Ruido de Fase (-110dBc @ 100KHz)
- Eficiencia (20%)
- Voltaje y corriente de alimentación (15V/140mA)

#### IV. RECEPTORES DE MICROONDAS

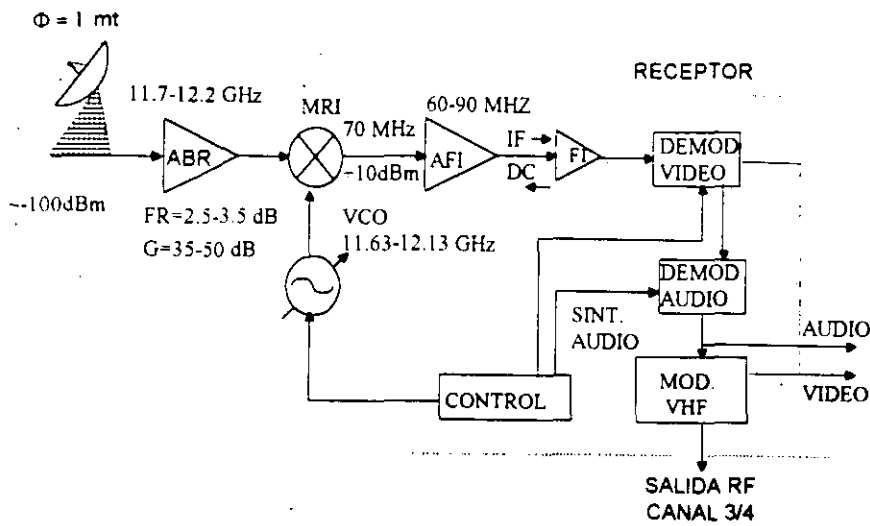
Para el diseño de receptores, se definen las siguientes características:

- Temperatura de ruido y ganancia del ABR
- Pérdidas por conversión del mezclador
- Frecuencias del oscilador local
- Ganancias de los amplificadores de FI
- Ancho de banda y frecuencias de los filtros
- Voltaje de alimentación

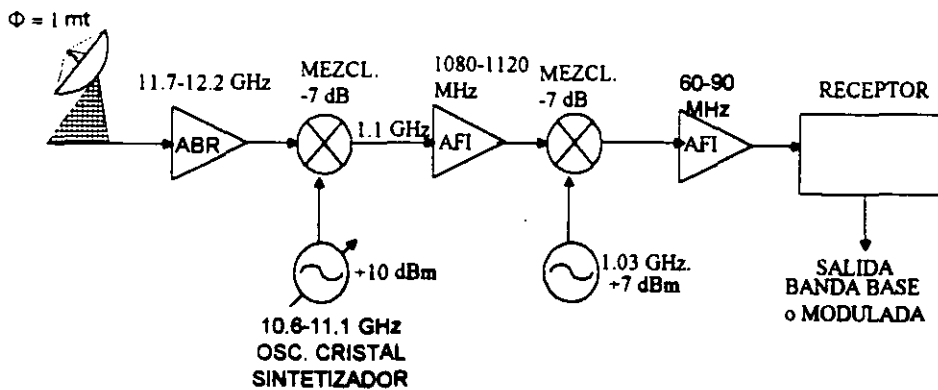
Receptor de microondas en banda "C":



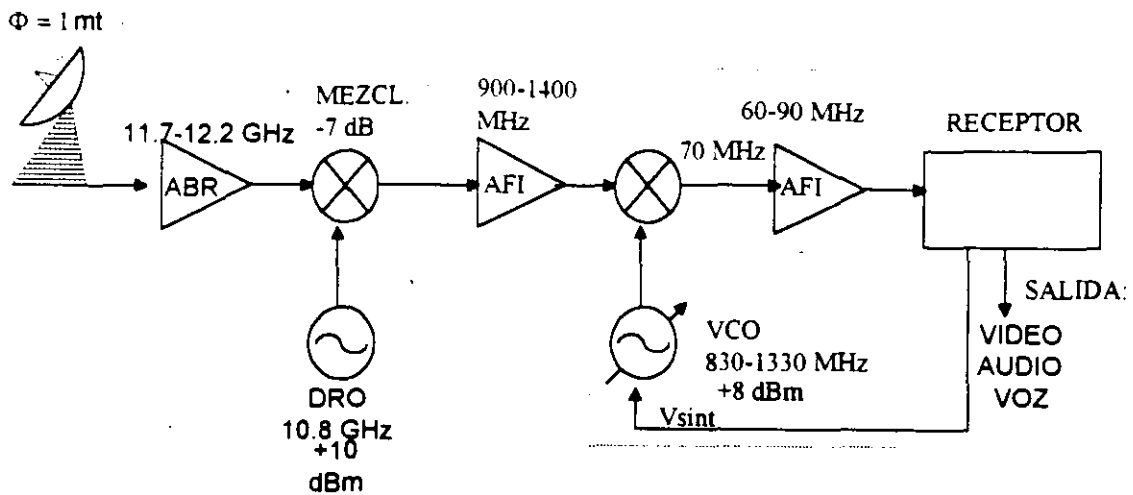




Sistema de conversión simple



Sistema de doble conversión

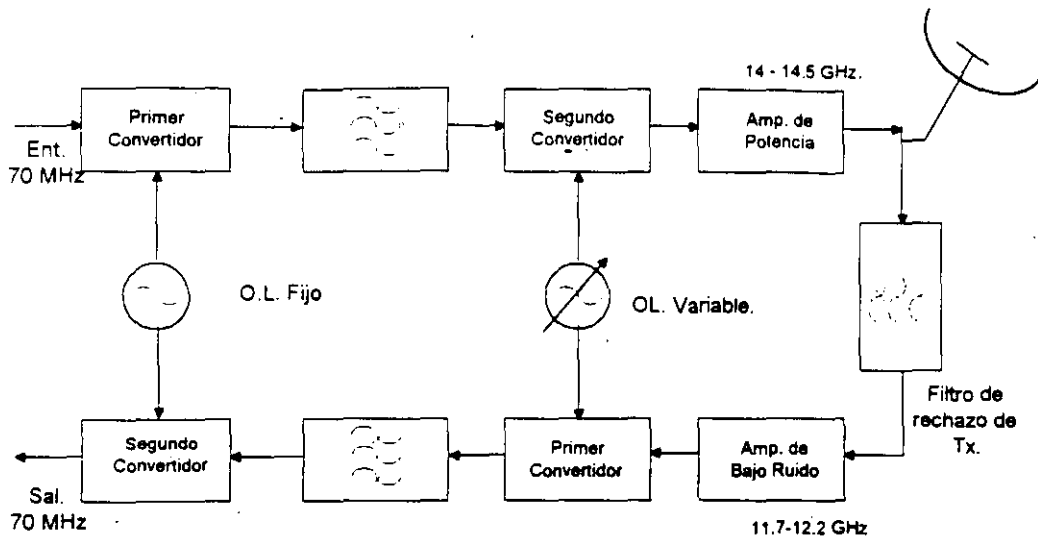


Sistema de conversión en bloque

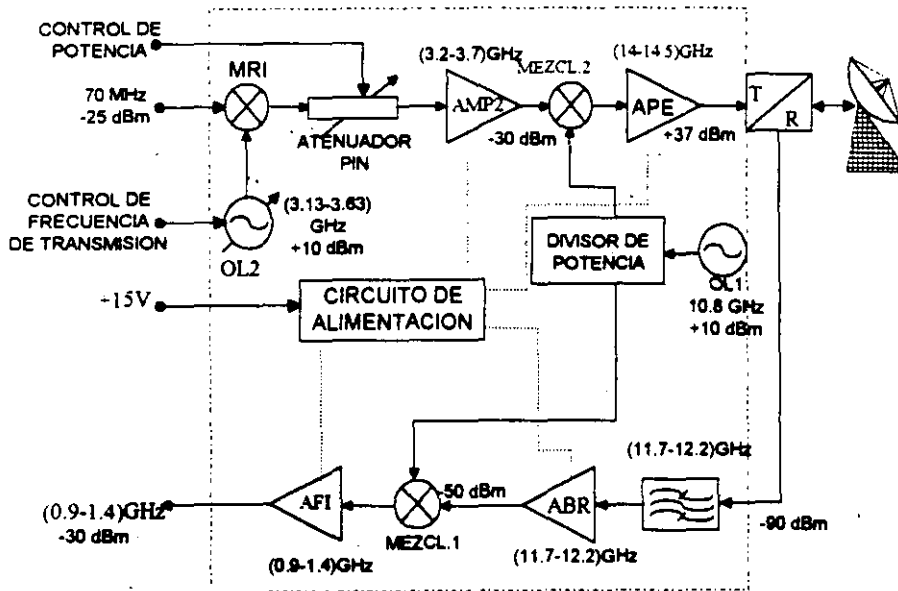
## V. TRANSMISORES DE MICROONDAS

Para el diseño de transmisores de microondas se determinan los siguientes parámetros:

- Potencia de salida y Ganancia del amplificador de potencia elevada
- Pérdidas por conversión y frecuencias de los mezcladores
- Potencias y frecuencias de los osciladores locales
- Rango de frecuencias y Ganancias de los amplificadores de FI
- Intervalo de frecuencias de los filtros de RF y FI
- Especificar el atenuador controlado (Si se requiere control de potencia.
- Especificar acopladores direccionales (Si se requiere monitoreo de la señal.
- Voltaje de alimentación



**Diagrama de Bloques de una estación de RF en banda Ku**

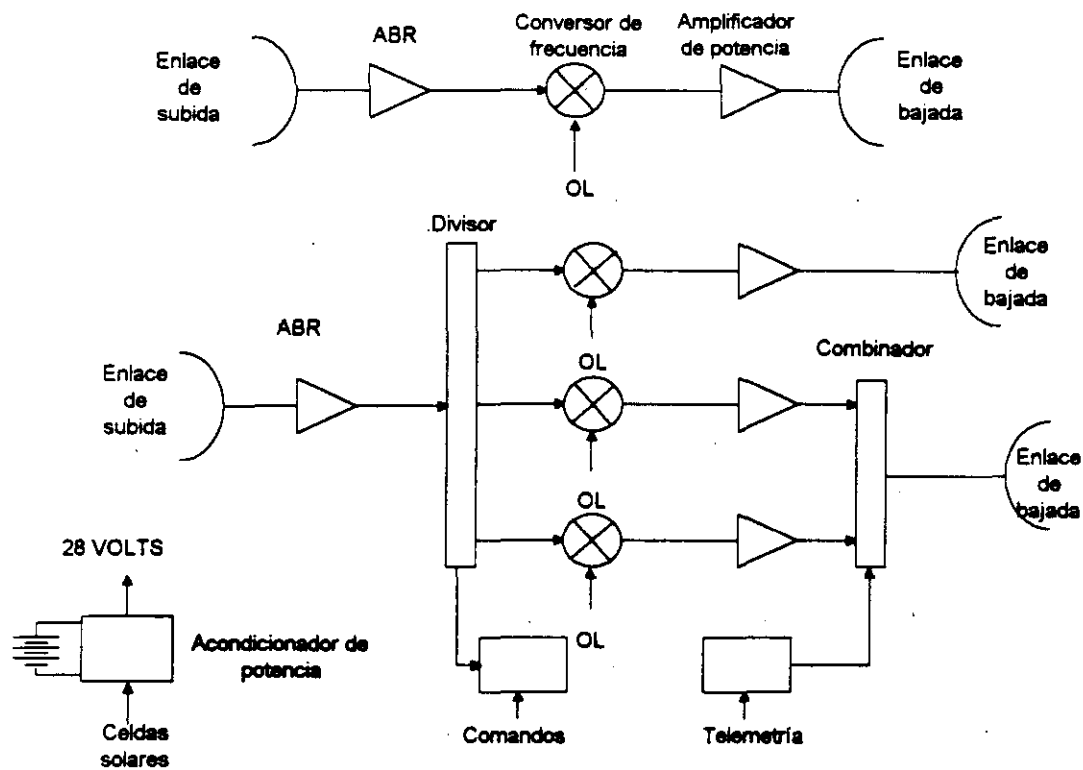


**Sistema Tx/Rx en banda Ku.**

## VI. EJEMPLOS Y APLICACIONES

Los Sistemas de microondas y ondas milimétricas, tienen aplicaciones en:

- Receptores y Transmisores de Microondas
- Satélites de Comunicación
- Estaciones terrenas para comunicación por satélite
- Radares
- Detectores radiométricos
- Generadores y sintetizadores de señales
- Equipos de Medición (Analizadores de Redes, Medidor de ruido, etc.)



**Satélite de Comunicaciones**

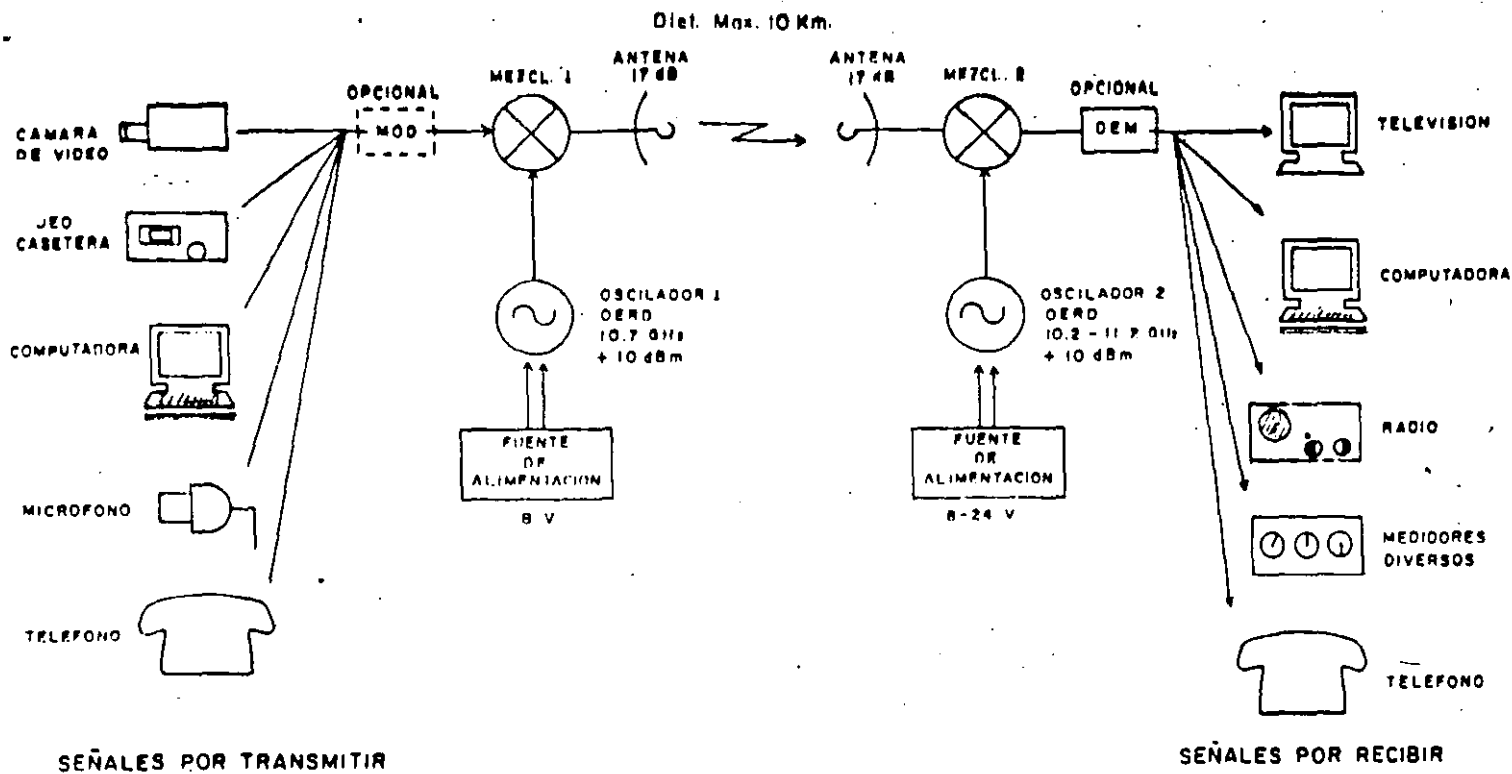
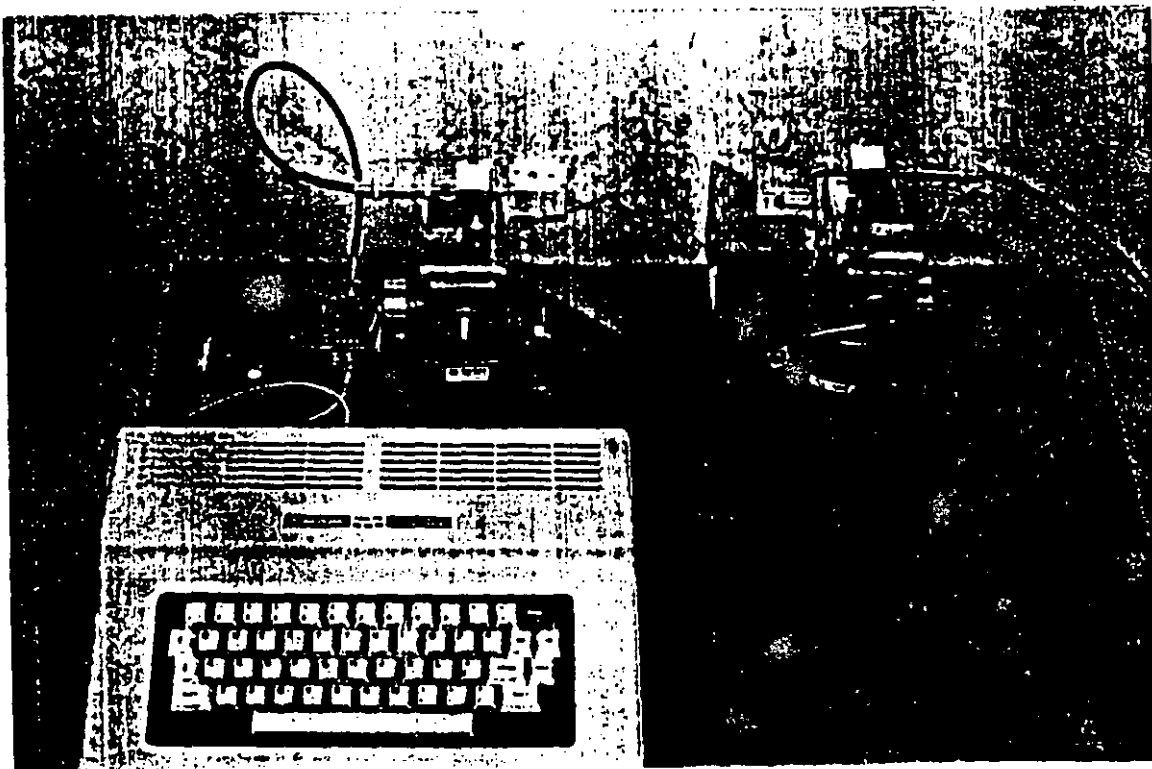
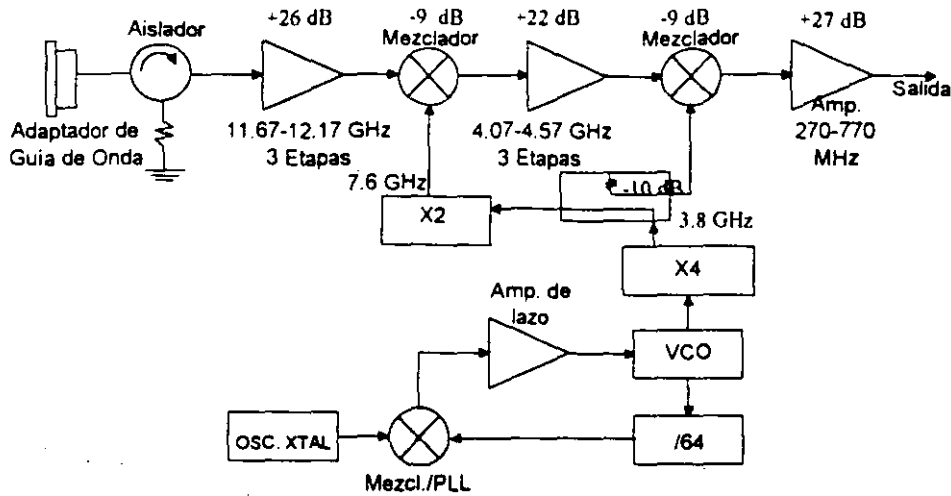


DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA



## Sistemas de Comunicaciones por Microondas CICESE

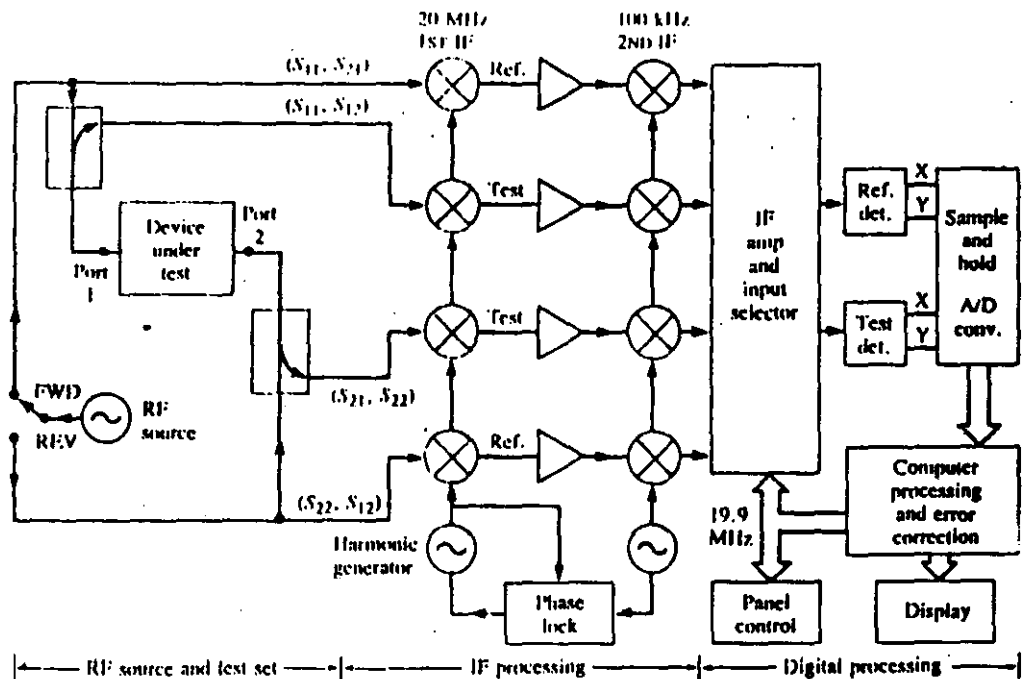


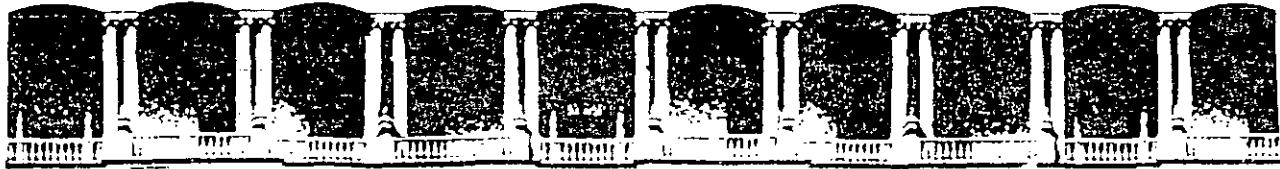
**Diagrama de bloques de un conversor a 12 GHz**



### POINT OF INTEREST: The Vector Network Analyzer

The  $S$  parameters of passive and active networks can be measured with a vector network analyzer, which is a two- (or four-) channel microwave receiver designed to process the magnitude and phase of the transmitted and reflected waves from the network. A simplified block diagram of a network analyzer similar to the HP8510 system is shown below.





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

CURSOS ABIERTOS  
IV CURSO INTERNACIONAL EN TELECOMUNICACIONES  
MODULO IV TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

TEMA: COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA DE  
LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

AUTOR DR. HILDEBERTO JARDON.

**COMPATIBILIDAD  
ELECTROMAGNETICA  
DE LOS SISTEMAS  
DE RADIOCOMUNICACION**

**México, D.F. 1991**

**HILDEBERTO JARDON AGUILAR**



COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA DE LOS SISTEMAS

DE RADIOCOMUNICACION

México, D.F. 1991

*HILDEBERTO JARDON AGUILAR*

# INDICE

## COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

	Pág.
I. Introducción a la Compatibilidad Electromagnética (EMC) de los Sistemas de Radiocomunicación.....	1
I.1 Aspectos Generales.....	1
I.2 EMC para los Sistemas de Radicomunicación.....	3
I.3 Equipos susceptibles a las EMI.....	10
I.4 Aplicaciones para la EMC.....	20
I.5 Sistemas de Radiocomunicación.....	22
I.6 Características de los elementos que componen un Sistema de Radicomunicación.....	28
Características de las antenas para el análisis de la EMC de los Sistemas de Radiocomunicación.....	32
Aspectos de propagación para el análisis de la EMC de los Sistemas de Radiocomunicación.....	35
II. Análisis de las EMI de los Sistemas de Radiocomunicación.....	40
II.1 Introducción.....	40
Variables de entrada para el análisis de EMC de Sistemas de Radiocomunicación.....	43
II.2 Análisis de EMC entre una fuente interferente y un receptor potencialmente interferido.....	45
II.3 Análisis de Amplitud.....	50
II.4 Análisis Frecuencial.....	55
II.5 Análisis detallado de la EMC de Sistemas de Radiocomunicación.....	62

	pág.
III. Características de los Transmisores para el análisis de la EMC de Sistemas de Radiocomunicación.....	64
III.1 Introducción.....	64
III.2 Ancho de Banda de la Emisión Fundamental.....	70
III.3 Emisiones de Componentes Indeseables Relacionadas Armónicamente.....	77
III.4 Emisiones relacionadas armónicamente a una frecuencia diferente de la portadora.....	82
III.5 Emisiones no relacionadas armónicamente.....	83
III.6 Intermodulación de Transmisores.....	85
IV. Características importantes de los Receptores para el análisis de la EMC de los Sistemas de Radiocomunicación.....	96
IV.1 Introducción.....	96
IV.2 Definiciones de las Interferencias relativas al canal de Sintonía.....	99
Interferencias fuera de banda.....	108
IV.3 Modelos de susceptibilidad para Radioreceptores.....	109
IV.3.1 Modelos del umbral de susceptibilidad para disturbios con frecuencias en la banda co-canal de los Receptores.....	110
IV.4 Modelos de la susceptibilidad de los receptores para interferencias en el canal adyacente.....	114
IV.5 Modelo generalizado para el rechazo de disturbios en el canal adyacente.....	119
IV.6 Efectos no lineales creados por señales interferentes del canal adyacente.....	122

V. Características importantes de las antenas para el análisis de la EMC de los Sistemas de Radiocomunicación.	125
V.1 Introducción.....	125
V.2 Aspectos generales de interés de las antenas para el diseño de la EMC de los sistemas de Radiocomunicación.	126
V.3 Representación de la Radiación de campo lejano para el análisis de la EMC.....	133
V.4 Tipos generalizados de antenas para el diseño de EMC..	137
V.5 Influencia del lugar de colocación de la antena.....	139
V.6 Región intencional de radiación.....	140
V.7 Ganancia de la antena fuera del intervalo de frecuencias de diseño.....	145
V.8 Características de ganancia de las antenas como función de la polarización para el diseño de la EMC...	148
V.9 Características de las antenas de radiación para la región no intencional para propósitos de diseño de la EMC.....	150
V.10 Determinación de la aplicabilidad de las regiones de las antenas para el diseño de la EMC.....	152
Antena del transmisor.....	153
Antena receptora.....	154
V.11 Modelo de antenas de campo cercano para el análisis de EMI.....	158
V.12 Criterios para determinar la distancia de transición entre las regiones de campo cercano y campo lejano...	159
V.13 Dependencia de la ganancia en función del tiempo para propósitos del diseño de la EMC.....	164

VI. Elementos de la propagación de ondas electromagnéticas relacionadas con la Compatibilidad electromagnética y de los Sistemas de Radiocomunicación.....	165
VI.1 Introducción.....	165
VI.2 Criterios de selección de los modos de propagación en el análisis de la EMC de los Sistemas de Radiocomunicación.....	177
VI.3 Características de propagación en el Espacio Libre...	182
VI.4 Modelo de propagación de ondas de tierra para el análisis de la EMC de Sistemas de Radiocomunicación..	189
IV.4.1 Componentes de la onda tierra.....	191
VI.5 Onda de superficie.....	194
IV.5.1 Pérdidas de propagación de ondas de superficie cuando las antenas tienen una altura igual a cero.....	195
VI.5.2 Pérdidas de propagación de ondas de superficie con antenas de una altura superior a cero.....	198
VI.6 Modelo de propagación en la región de reflexión para el análisis de la EMC de los Sistemas de Radiocomunicación.....	205
VI.6.1 Modelo de las pérdidas de propagación en la región de reflexión sobre tierra plana.....	208
VI.6.2 Modelo de las pérdidas de propagación en la región de reflexión sobre tierra esférica.....	212
VI.7 Modelo de la propagación en la región de difracción para la predicción de EMI.....	218
VI.7.1 Región de Difracción cuando se puede aplicar el modelo de tierra regular.....	219
VI.8 Pérdida de propagación en la región del Transhorizonte para el cálculo de la EMC de los Sistemas de Radiocomunicación.....	237
VI.9 Pérdida de propagación ionosférica para la predicción de la Compatibilidad Electromagnética de Sistemas de Radiocomunicación.....	239
VI.10 Propagación por dispersión.....	240

VII. Modelos de Funcionalidad Operacional de Radiorreceptores para el análisis de la EMC.....	241
VII.1 Introducción.....	241
VII.2 Consideraciones de Funcionalidad.....	242
VIII. Análisis de Sistemas de Radiocomunicación para el Diseño de su EMC.....	245
VIII.1 Introducción.....	245
Bibliografía.....	255
Apéndice A.....	256
Apéndice B.....	257

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA DE LOS

## SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION:

### INTRODUCCION A LA COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA (EMC)

#### DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

##### I.1 ASPECTOS GENERALES

En la actualidad casi todos los aspectos de la vida moderna: educacional, entretenimiento, industrial, etc. están relacionados con el empleo de dispositivos, aparatos y sistemas electromecánicos, eléctricos y electrónicos, los cuales acoplan energía electromagnética al medio ambiente de una forma incidental o su función principal es radiar ondas electromagnéticas como es el caso de los radiotransmisores.

Lo anterior implica que la vida moderna depende íntimamente del empleo del espectro electromagnético, el cual es un recurso natural, y como todo recurso natural, éste se puede contaminar lo cual conlleva sus daños asociados tanto para los sistemas de radiocomunicación, de informática, de instrumentación, de control, etc., así como a la salud de los seres vivos.

La compatibilidad electromagnética (EMC) es una condición indispensable para que todo dispositivo, aparato o sistema eléctrico o electrónico funcione adecuadamente en un medio ambiente con contaminación electromagnética y también que éste no genere disturbios electromagnéticos que perturben el buen funcionamiento de otros dispositivos o sistemas eléctricos o electrónicos. De este modo la EMC es la capacidad de los dispositivos, aparatos y sistemas eléctricos y electrónicos de funcionar como fueron diseñados sin que la contaminación electromagnética ejerza una acción dañina que se manifieste como un mal funcionamiento, ni que degrade la operación de otros dispositivos, aparatos o sistemas que operan simultáneamente y en su vecindad.

En lo fundamental existen tres enfoques para obtener la compatibilidad electromagnética: Diseñar los dispositivos, aparatos y sistemas sin ninguna consideración de EMC, y procurar la supresión posterior de emisiones indeseables o respuestas a interferencias electromagnéticas para reducir o eliminar la degradación en el funcionamiento de los dispositivos, aparatos o sistemas. Otro enfoque es imponer especificaciones y estándares muy rígidos durante la planeación y el diseño de los dispositivos, aparatos y sistemas, este enfoque no asegura completamente la EMC cuando éstos estén en condiciones de operación, no obstante que esta aproximación resulta en un sobrediseño lo que conlleva a un empleo de más tiempo y una eficiencia económica menor. Aquí es importante resaltar que las normas y especificaciones de EMC de los aparatos, dispositivos y normas son indispensables, sobre todo en los tiempos actuales donde la economía se está globalizando y el empleo masivo de sistemas de radiocomunicación se realiza a escala mundial.



El tercer enfoque consiste en que los ingenieros, técnicos y usuarios deben de responsabilizarse en la planeación, diseño, desarrollo de instalación y explotación de los aparatos y sistemas en lograr la EMC. Esto es sobretodo crítico para los sistemas de radiocomunicación ya que los radiotransmisores son en muchos casos las fuentes más importantes de disturbios electromagnéticos y así como los radiorreceptores son, entre los aparatos, los que tienen mayor susceptibilidad a ser interferidos. Este enfoque permitirá hacer un uso eficiente del espectro electromagnético el cual es un recurso natural de interés económico y social muy grande y del cual la vida moderna depende.

## 1.2 EMC PARA LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

Al analizar la EMC de los sistemas de radiocomunicación es importante considerar las fuentes potenciales de interferencias electromagnéticas (EMI), los mecanismos probables de acoplamiento y la susceptibilidad de los radiorreceptores.

Cualquier dispositivo, aparato o sistema electromagnético, eléctrico o electrónico puede ser una fuente potencial de interferencias, así como también susceptible a ser interferido. Las fuentes de interferencias se pueden clasificar de diferentes formas:

Por el origen: generadas por la actividad humana, o naturales.

Por el tipo de disturbios: coherente o incoherente, de banda ancha o angosta.

Por la función de la fuente: transmisor o fuente intencional o no intencional.

Las fuentes más significativas de interferencias electromagnéticas se muestran en la Fig. 1.

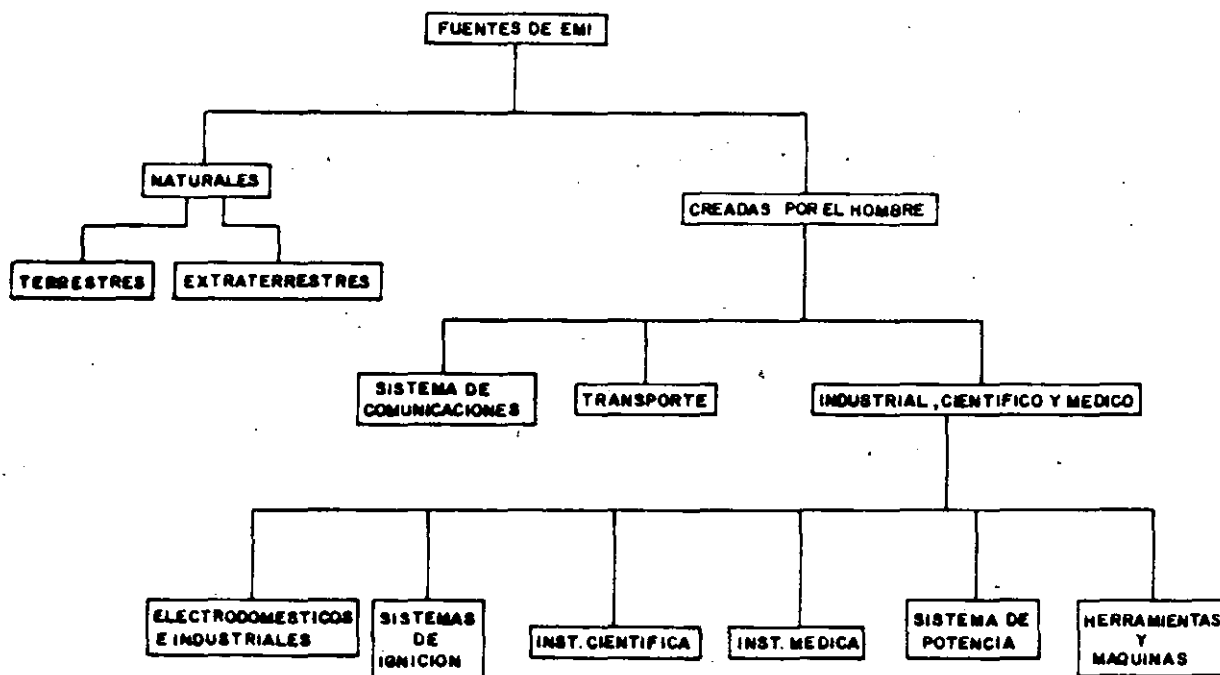


Fig. 1.1 Fuentes más significativas de señales interferentes

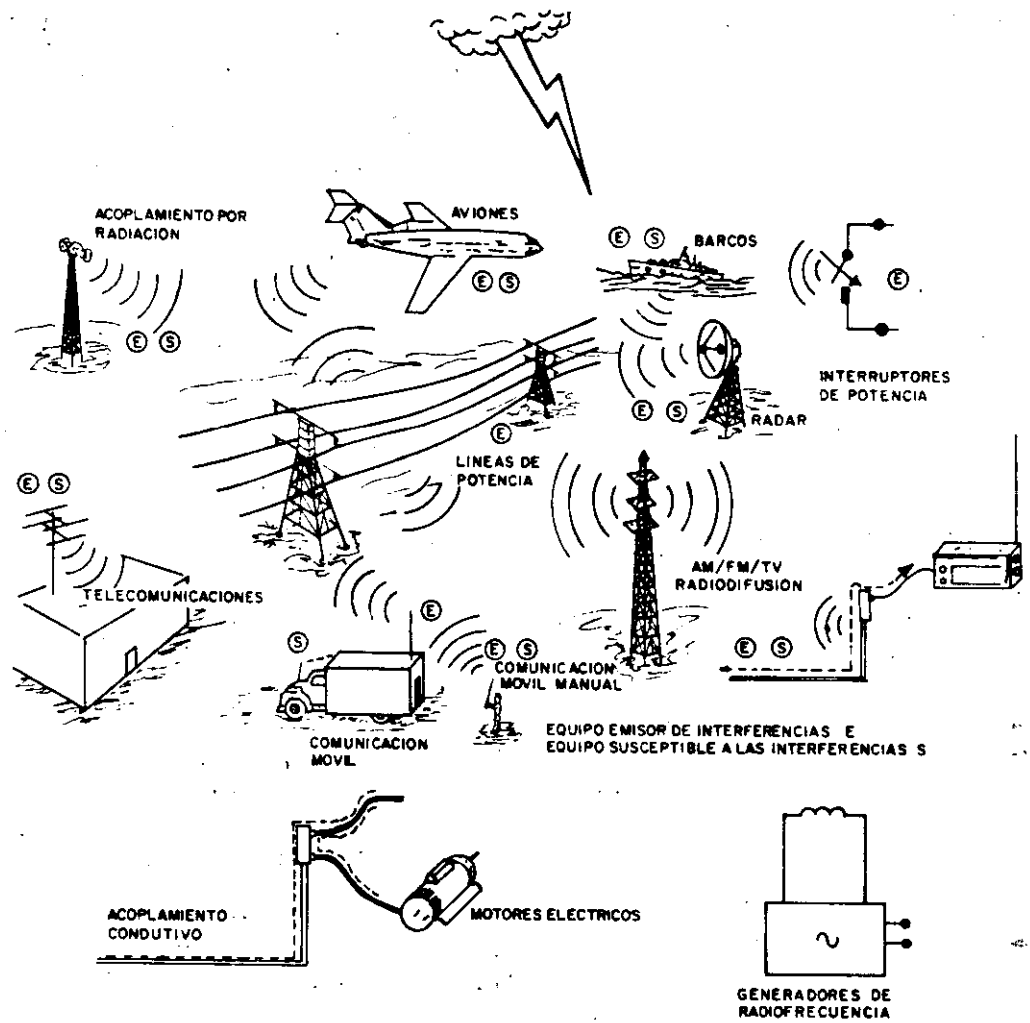


Fig. 1.1 Continuación

El ambiente electromagnético en áreas urbanas está compuesto por los disturbios electromagnéticos provenientes de las diferentes fuentes enumeradas en la Fig. 1.1. Los niveles de disturbios electromagnéticos de fuentes incidentales varía geográficamente y temporalmente en periodos cortos, esto hace muy difícil sugerir niveles de interferencias para lugares y tiempos diferentes. La práctica normal sugiere la posibilidad de establecer niveles típicos de los disturbios electromagnéticos no intencionales y a partir de estos niveles se puede analizar la probabilidad de que los sistemas de radiotelefonía, de radiocomunicación, de navegación aerea, radiodifusión de AM, FM, y TV, de microondas, vía satélite, sean afectados. Niveles típicos de ruido para diferentes sitios de E.U. se muestran en la Fig. 1.2

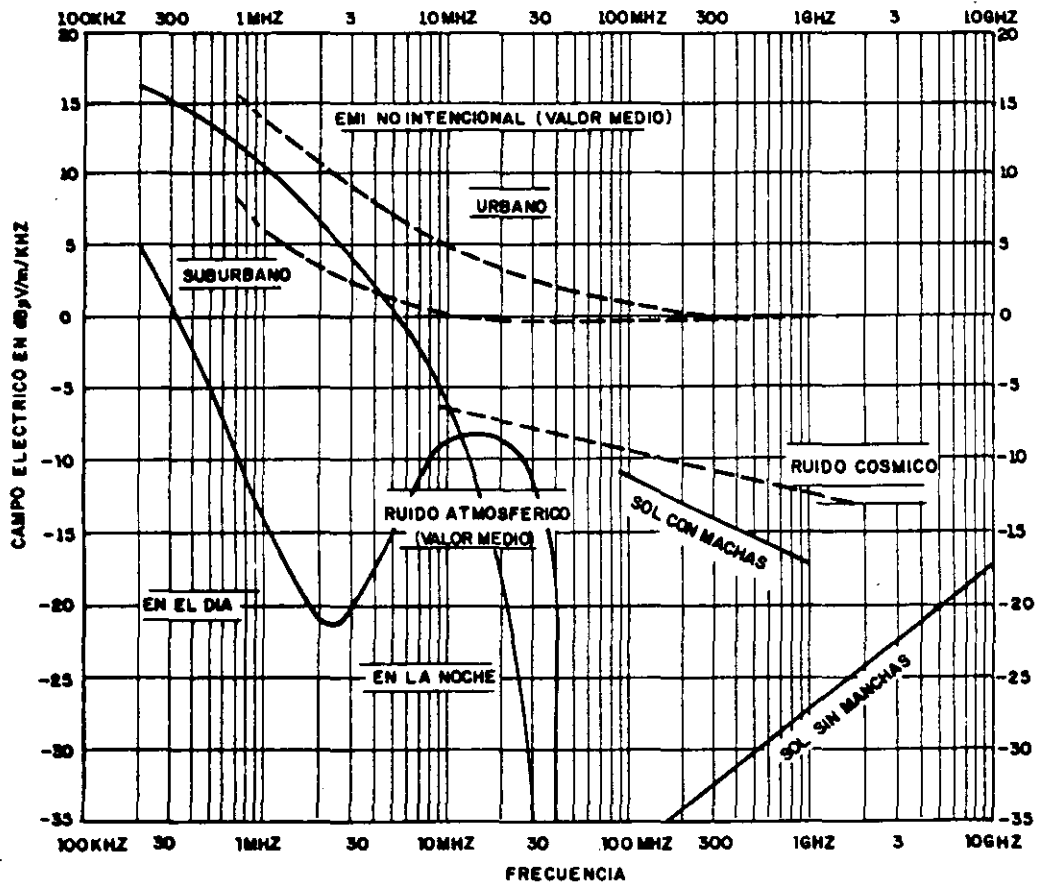


Fig. 1.2 Niveles típicos promedio de ruido electromagnético en diferentes sitios de EU

Los disturbios electromagnéticos pueden acoplarse fundamentalmente por 3 mecanismos: conducción, radiación e inducción:

Conducción	{	Impedancia de tierra común Líneas de alimentación Cables de interconexión
Radiación (campos lejanos)	}	Antena-antena Radiación o inducción a través del chasis Penetración a través del chasis
Inducción (campos cercanos)		Campo a alambre Alambre a cable Alambre a alambre

La radiación e inducción tienen lugar a través del espacio libre y la diferencia consiste en que cuando se tienen campos lejanos se dice que está presente la radiación e inducción cuando se tienen campos cercanos. Se puede distinguir dos tipos de inducción: Eléctrica y Magnética. La inducción eléctrica proviene de fuentes de alta impedancia y la inducción magnética proviene de fuentes de baja impedancia. Una ilustración de la frontera la cual indique la separación entre las regiones de campo cercano y campo lejano se muestra en la Fig. 1.3.

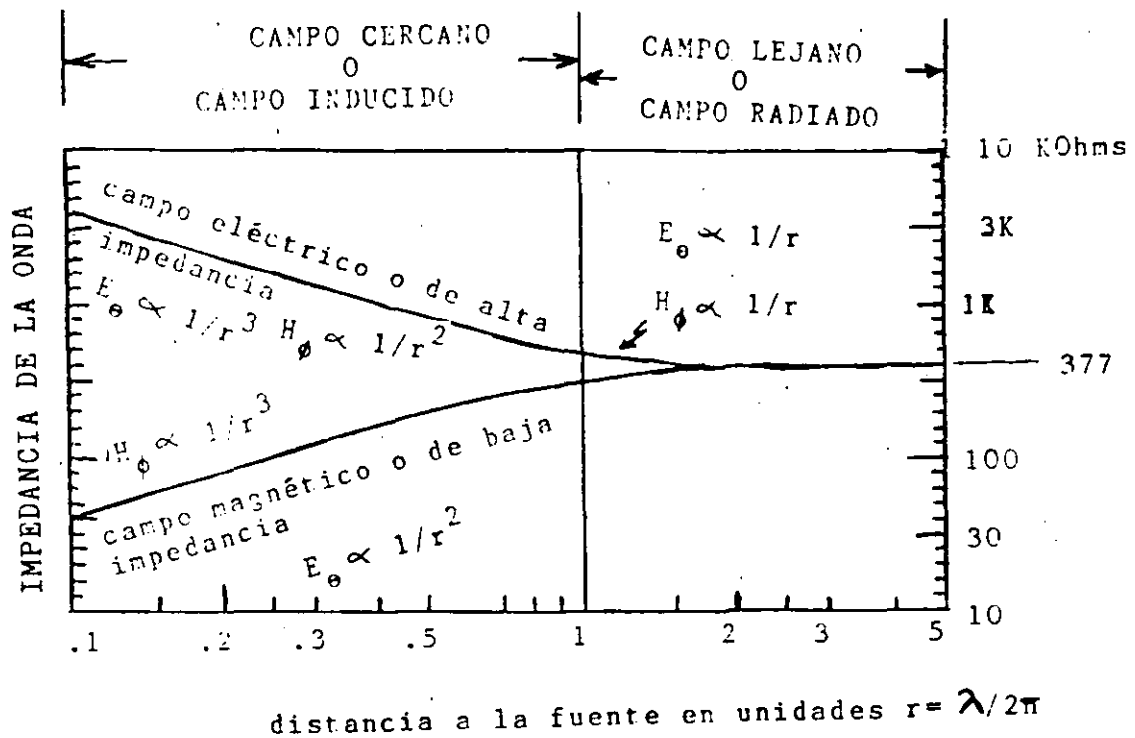
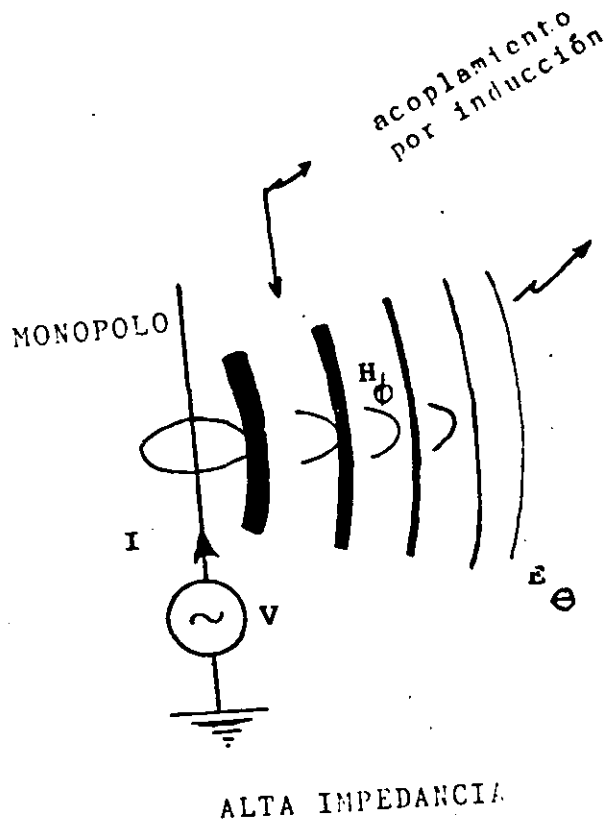
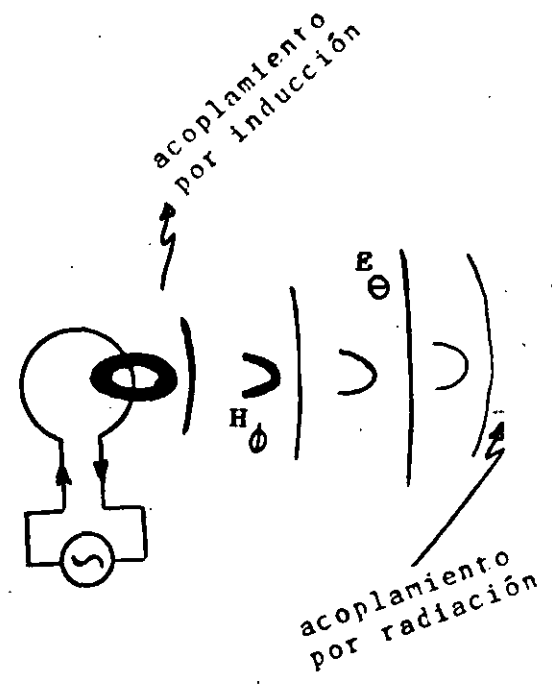


Fig. 1.3 Regiones de campo cercano y campo lejano

Una ilustración donde se muestra fuentes de campo eléctrico y magnético se proporciona en la Fig. 1.4



Fuente de campo eléctrico



Fuente de campo magnético

Fig. 1.4 Clasificación de fuentes de campo eléctrico y magnético

### 1.3 EQUIPOS SUSCEPTIBLES A LAS EMI

Cualquier dispositivo, aparato o sistema eléctrico o electrónico es susceptible a ser interferido. Los dispositivos, aparatos y sistemas pueden ser susceptibles a interferencias de banda ancha o de banda angosta. Ejemplos de equipos susceptibles a EMI de banda angosta son todos los radiorreceptores, radiotransmisores. Ejemplos de dispositivos y equipos susceptibles a interferencias de banda ancha son: circuitos lógicos, interruptores a control remoto, medidores, detonadores eléctricos de explosivos, etc.

Aunque los seres vivos no son susceptibles a las interferencias, pero sus organismos también absorben y reflejan la energía electromagnética, la cual en éste caso debe considerarse como una contaminación ambiental, y como cualquier contaminación, si ésta sobrepasa de un cierto nivel puede ser dañina para los seres humanos. Algunos ejemplos de las manifestaciones de la contaminación electromagnética no ionizante son: Elevación de temperatura, cáncer, abortos, alteraciones en el sistema inmunológico, depresión, cataratas, esterilidad, etc.

Las interferencias electromagnéticas pueden presentarse entre sistemas o entre las diferentes partes y bloques que constituyen a un sistema. En el primer caso se denominan EMI entre sistemas y aquí a los receptores y transmisores se consideran cajas negras, en donde es de interés la salida de las posibles fuentes de EMI y la susceptibilidad de los receptores. En este caso no interesa conocer con detalle las características internas de los receptores y transmisores. Las EMI que surgen entre los diferentes bloques que constituyen a los receptores y transmisores se denominan EMI intersistema, y aquí es importante conocer las características internas de cada uno de los bloques y la forma en que éstos estén interconectados. Una ilustración de las EMI entre sistemas se muestra en la Fig. 1.5 y un ejemplo de las EMI intersistemas se muestra en la Fig. 1.6.



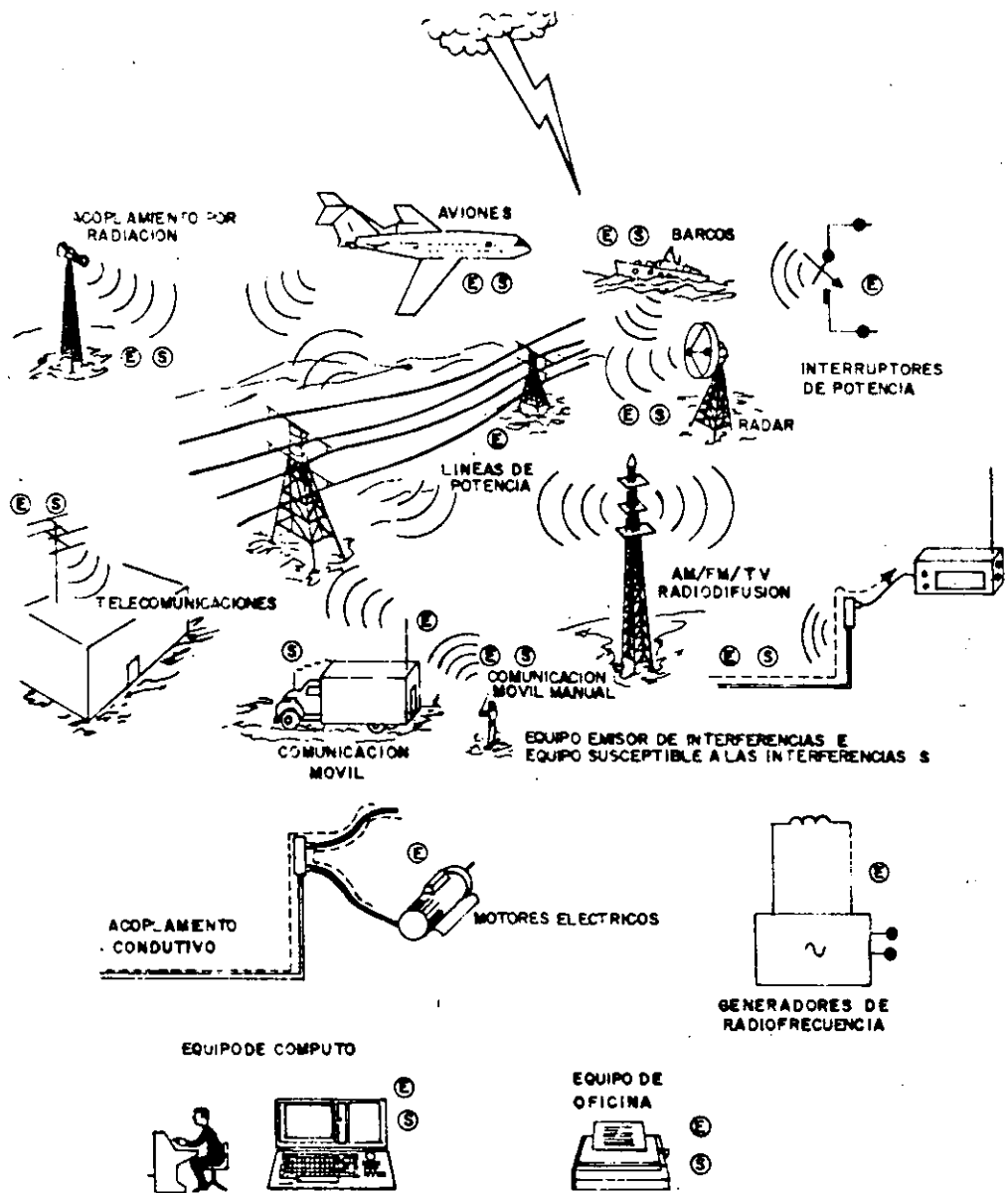


Fig. 1.5 Ilustración de las EMI entre sistemas

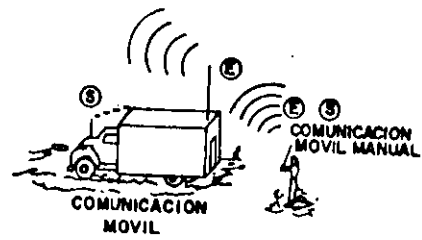
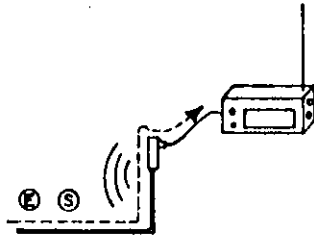
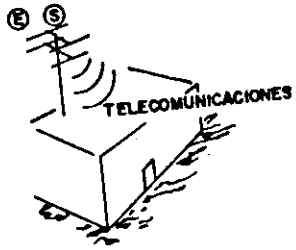
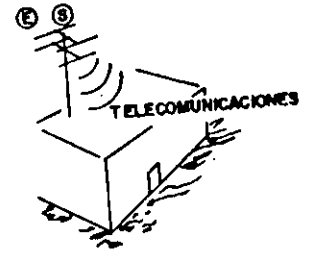
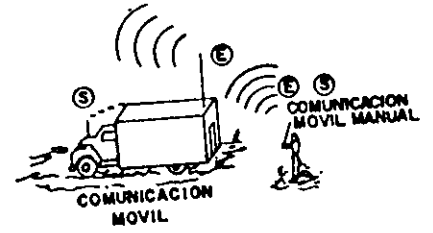
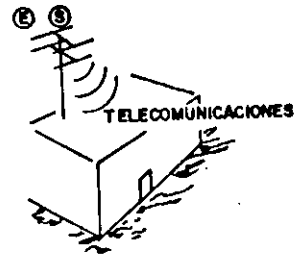
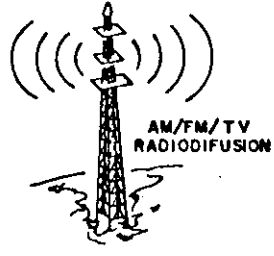
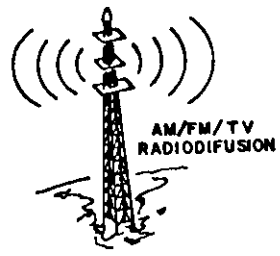


Fig. 1.5 Continuation

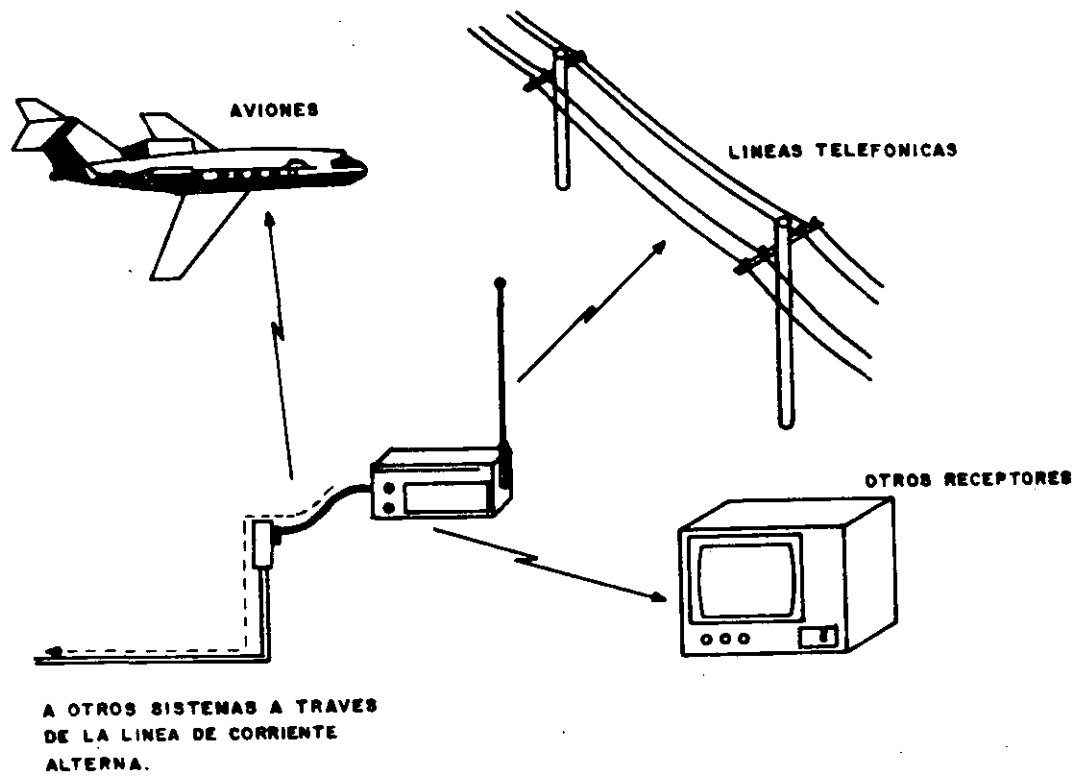
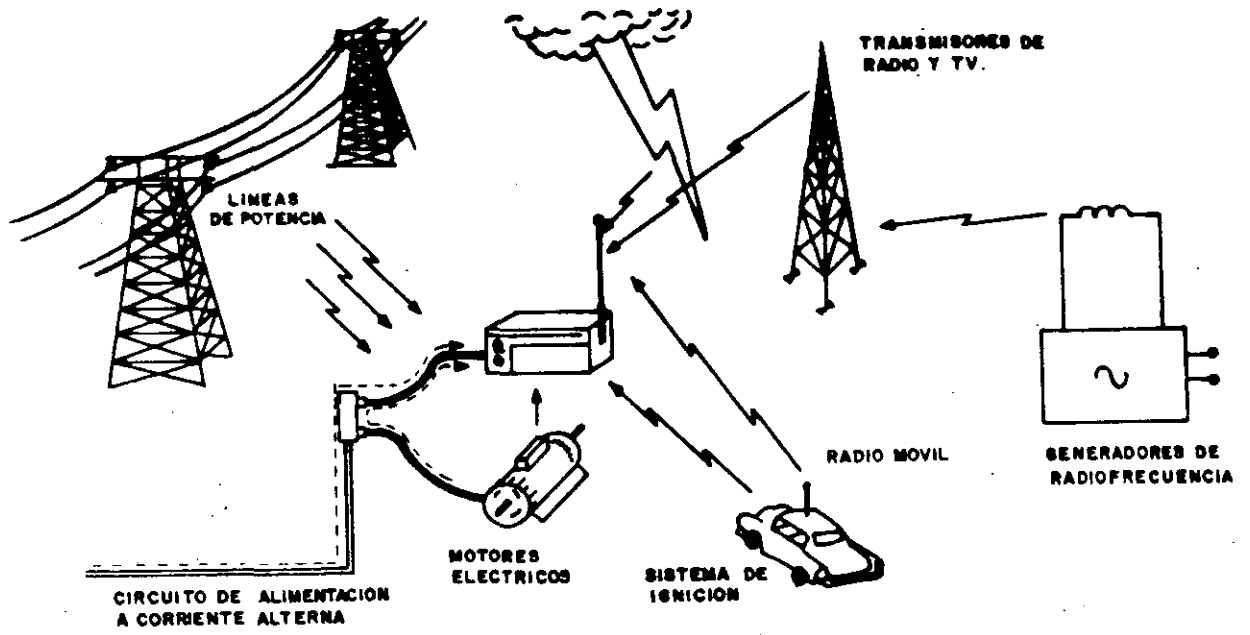
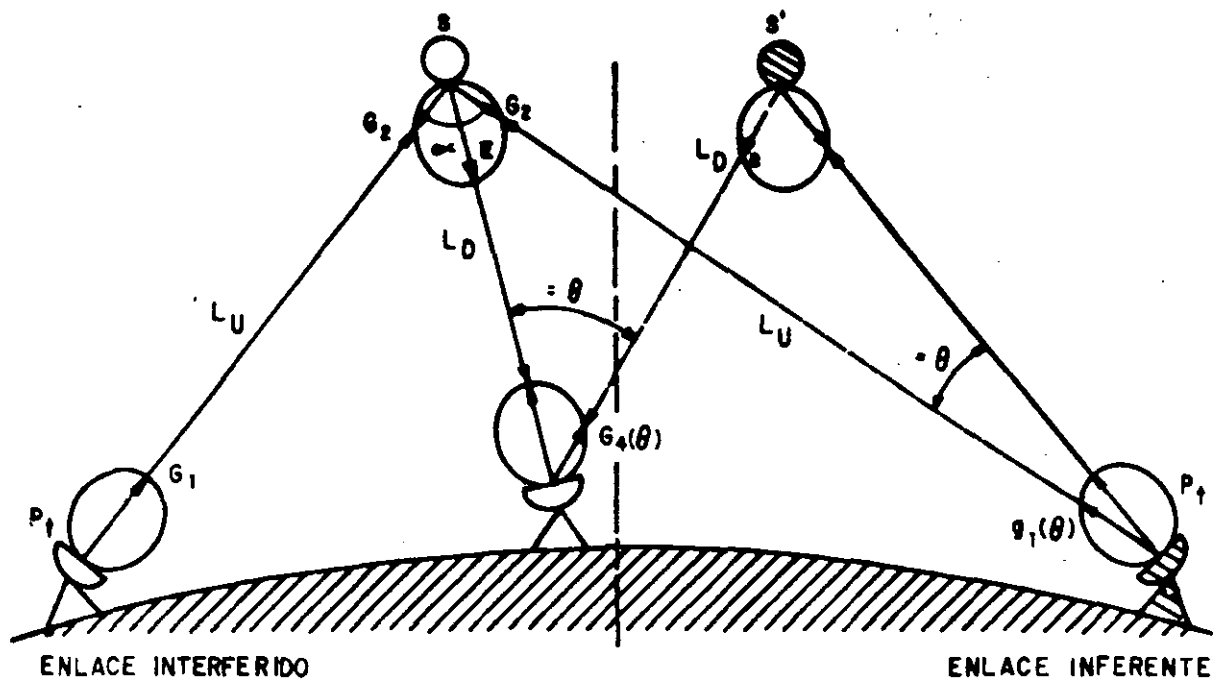


Fig. 1.5 Continuación



$$G_2 - G_2' = \Delta G_2(\alpha)$$

——— TRAYECTORIAS DESEADAS DE LA SEÑAL  
 - - - - - TRAYECTORIA DE LAS INTERFERENCIAS

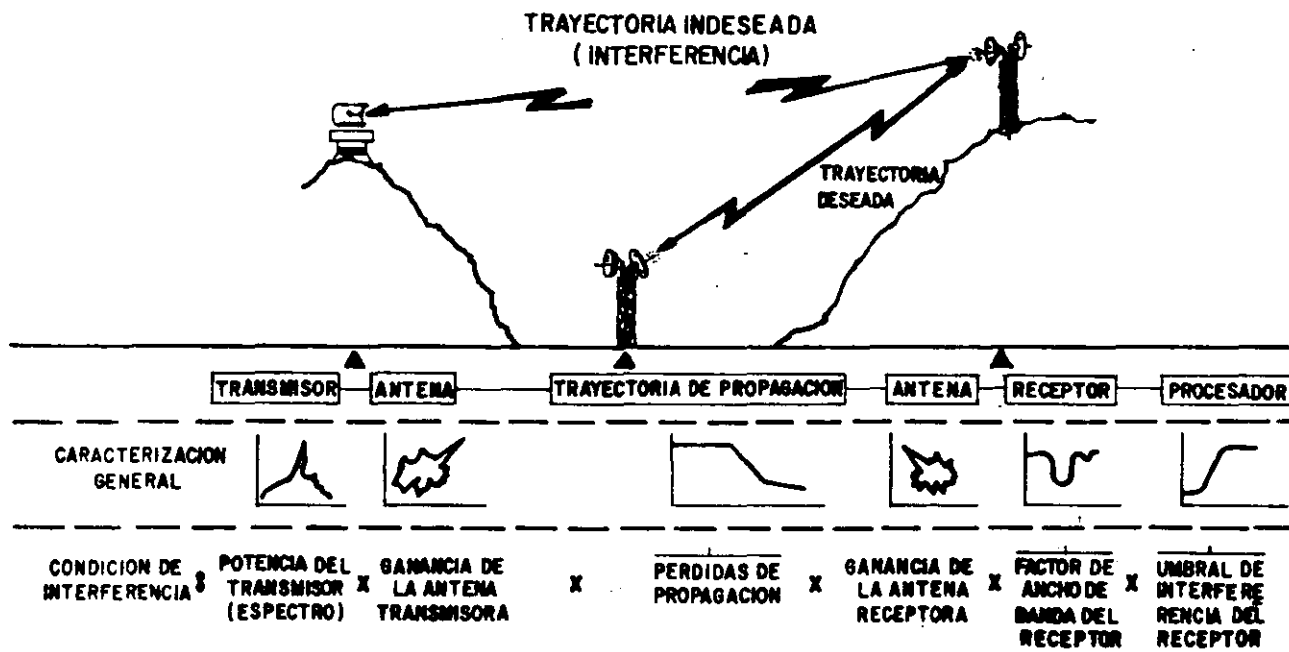


Fig. 1.5 Continuación

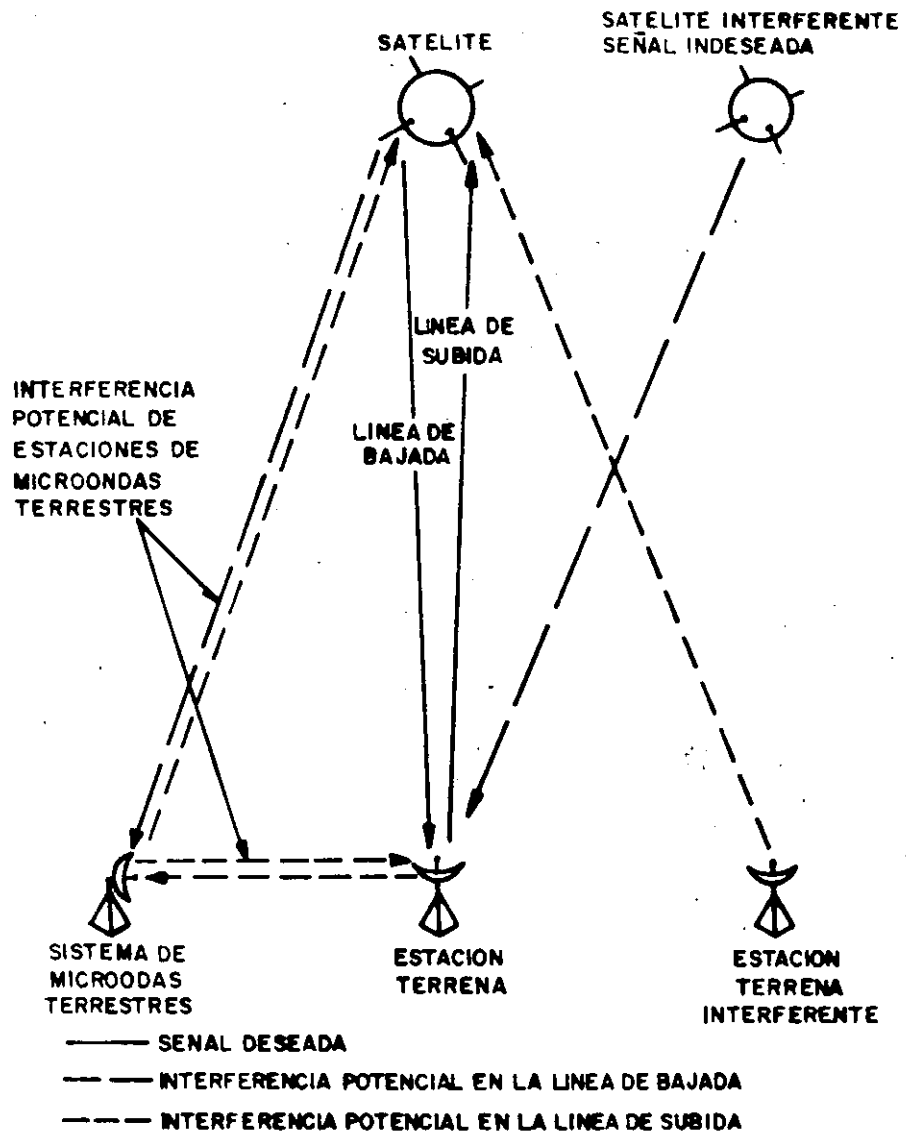


Fig. 1.5 Continuación

En la Fig. 1.5 con E se indica la posibilidad de que el sistemas se comparte como emisor de interferencias. Con s se indica que el equipo es susceptible a ser interferido.

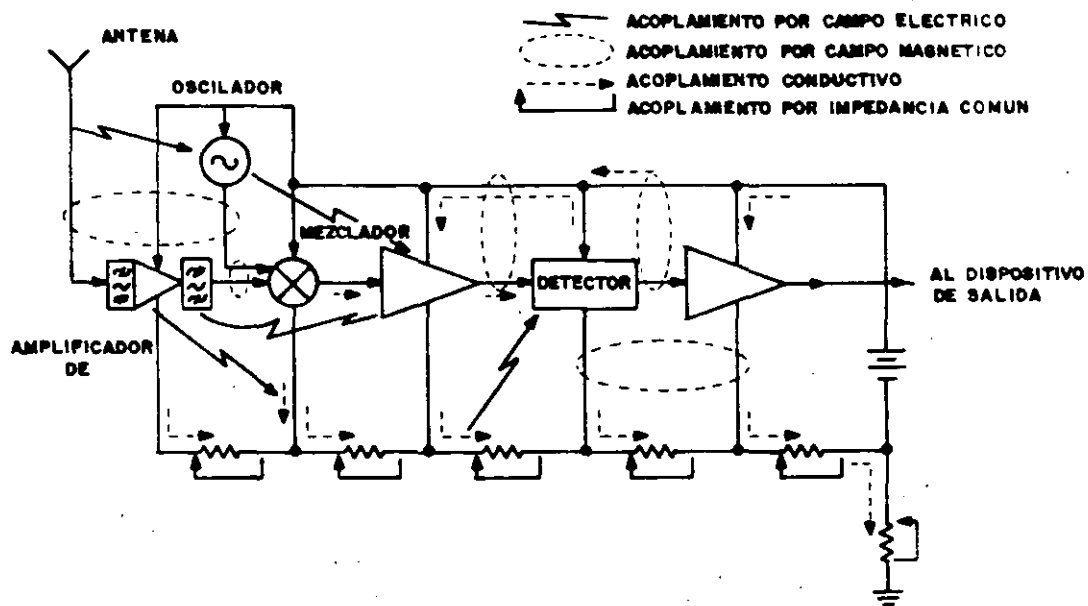


Fig. 1.6 Ilustración de las EMI intrasistemas

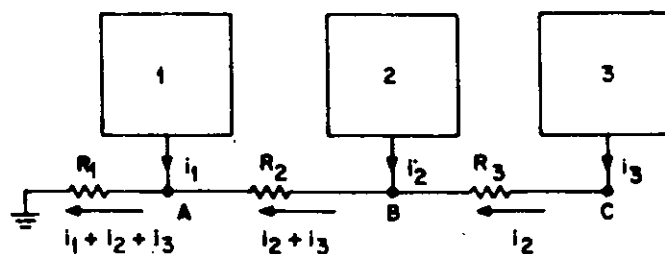
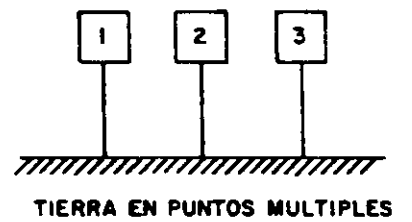
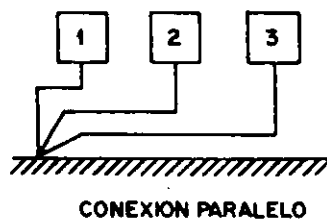
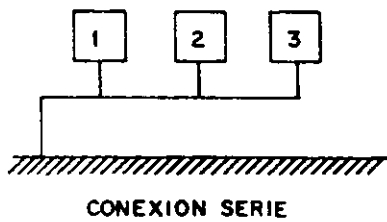
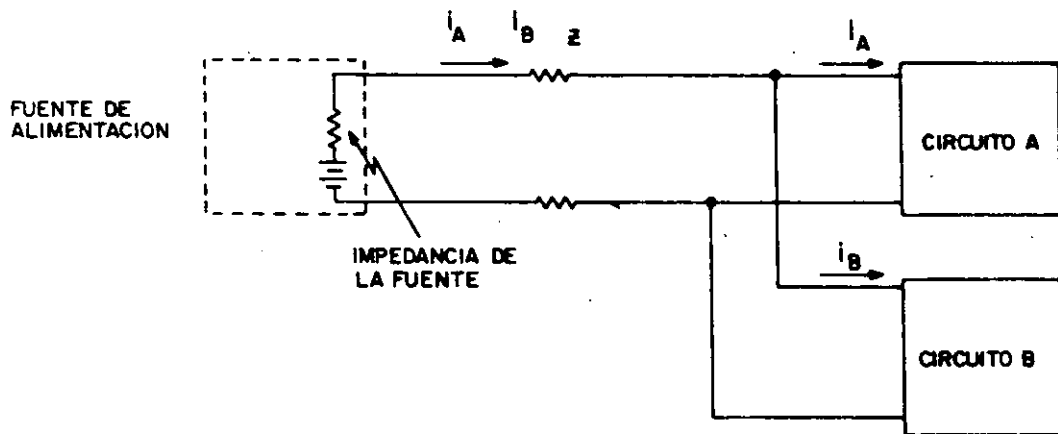
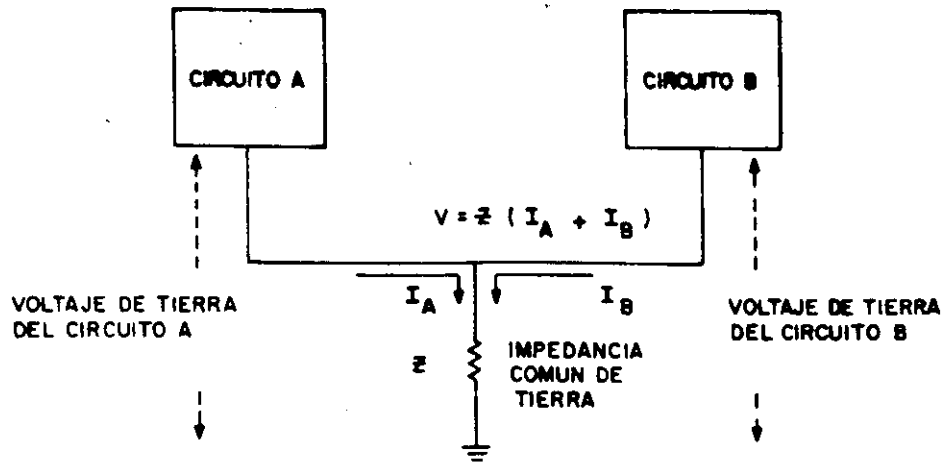


Fig. 1.6 Continuación

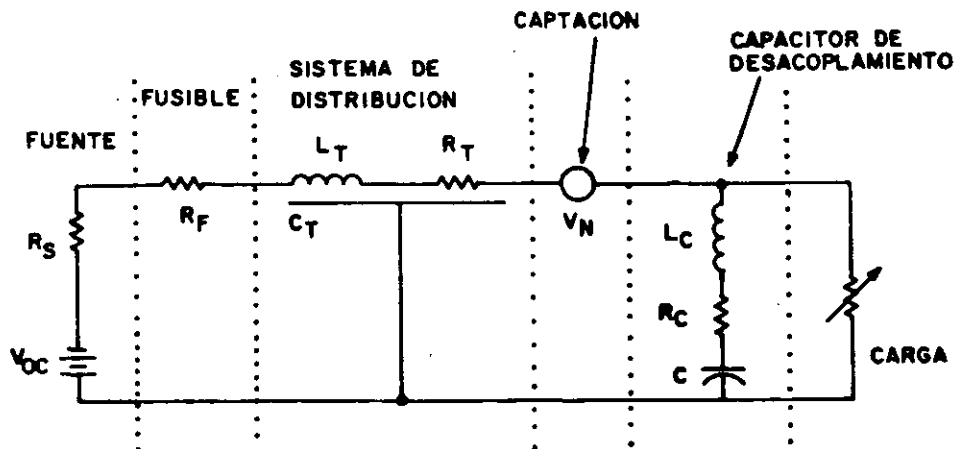
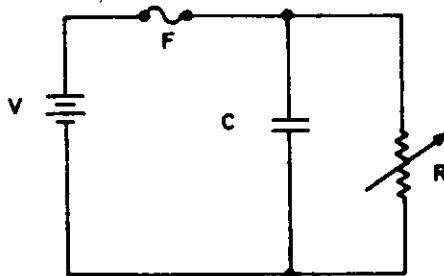
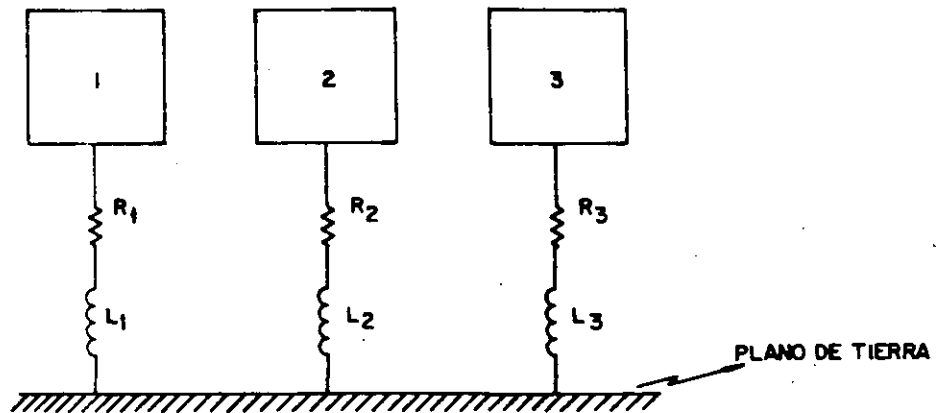
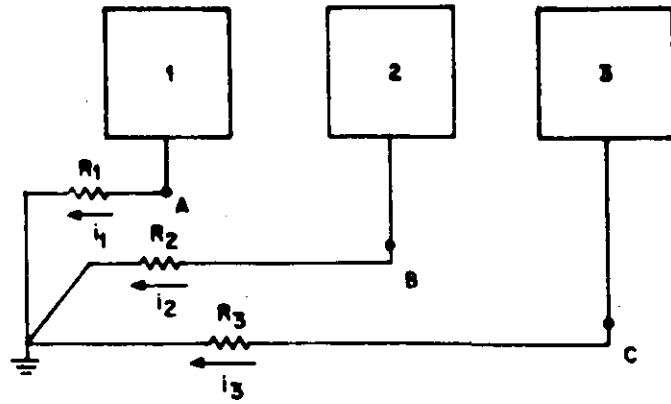


Fig. 1.6 Continuación  
18



Las EMI intrasistemas tienen interés en que las etapas de desarrollo de los equipos de telecomunicaciones, en cambio las EMI entre sistemas son de fundamental interés al planear, instalar y operar sistemas de radiocomunicación. En la fase de operación es importante considerar la EMC desde diferentes aspectos operacionales, las principales son: Frecuencia de operación, límites de la potencia efectiva radiada, características de la antena y localización.

## I.4 APLICACIONES PARA LA EMC

El análisis de la EMC de los sistemas de comunicaciones es una herramienta de ingeniería que se emplea desde la fase de especificación y diseño hasta la evaluación de los sistemas en un medio específico de operación.

Los problemas típicos que se pueden analizar son:

1. Análisis de la EMC para un conjunto de equipos y sistemas e identificar zonas de problemas.
2. Análisis del impacto del cambio de la frecuencia de operación de uno o varios equipos de un conjunto.
3. Análisis de impacto de la inclusión de uno o varios transmisores a un sistema dado o un conjunto de equipos.
4. Análisis de la interferencia producida a un receptor cuando se anexa a un sistema dado o un conjunto de equipos.
5. Determinación de uno o varios sitios posibles de localización de un receptor o transmisor que proporcione la menor probabilidad de interferencia.
6. Determinación de las fuentes y causas de un problema determinado de interferencia.
7. Determinación del grado de supresión necesario para eliminar una situación específica de interferencia.
8. Obtención de información sobre la EMC para un lugar dado.
9. Obtención de información de la susceptibilidad de radiorreceptores.

10. Determinación de las pérdidas de acoplamiento de una trayectoria dada.
11. Asesoramiento en la selección de parámetros de los sistemas: potencia, transmisor, tipo de antenas, sensibilidad, selectividad.
12. Proporcionar información sobre la mejor banda de frecuencias para usarse en un sistema dado.
13. Proporcionar información en los requerimientos de separación de frecuencias para equipos colocados en áreas pequeñas.
14. Asignación de frecuencias para una operación compatible
15. Evaluación de la efectividad en la operación de un sistema.
16. Colaboración en la determinación de políticas para una mejor administración del espectro electromagnético.
17. Determinación de las influencias de líneas de alta tensión sobre el funcionamiento de sistemas que operan en su cercanía.
18. Determinación de niveles de contaminación electromagnética no ionizante susceptible a afectar la salud de los habitantes.

Existen diferentes tipos de análisis de EMC y cada uno de ellos están en función del problema particular a resolver, de la profundidad y extensión requeridas de la información disponible, de los resultados deseados y de las consideraciones de costos y tiempo.

## 1.5 SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACIONES

Un sistema básico de comunicaciones, consiste de un transmisor y un receptor con un sólo canal, y con modulación analógica de amplitud o frecuencia. Un sistema más complejo puede requerir transmitir un conjunto de canales de información digital, los cuales pueden estar codificados e incluir criptografía para la detección y corrección de errores, así como para la seguridad del mensaje.

El sistema digital generalmente emplea multiplexaje de división de tiempo y una o varias técnicas de modulación digital tales como de fase de multinivel o de banda dispersa.

El problema de las EMI en los sistemas de radiocomunicación surge principalmente debido al hecho de que simultáneamente deben de operar en un área relativamente pequeña un conjunto de receptores y transmisores. Los elementos de extremo a extremo considerados en el análisis de EMC se muestra en la Fig. 1.7

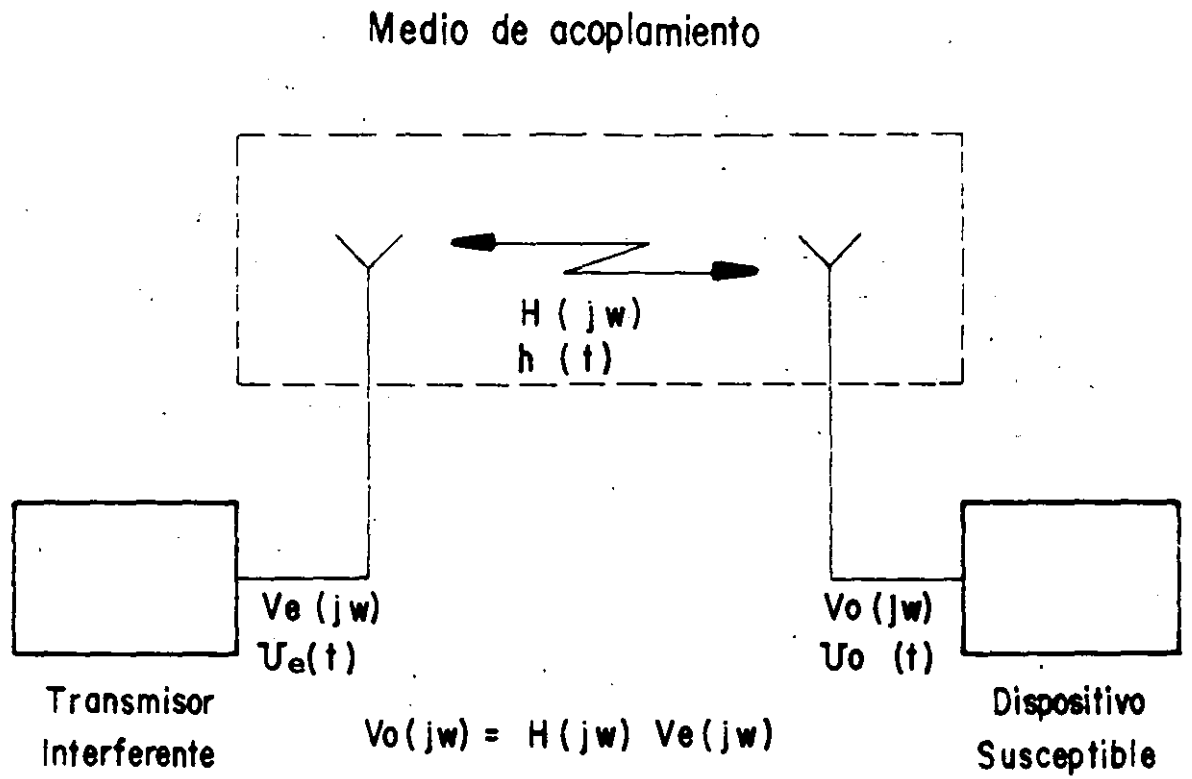


Fig. 1.7 Elementos para el análisis de EMC de los sistemas de comunicaciones.

En el análisis de EMC de los sistemas de radiocomunicación es indispensable identificar y describir todas las fuentes potenciales de interferencias, determinar y describir los mecanismos de acoplamiento entre la fuente al receptor susceptible a ser interferido, describir el umbral de susceptibilidad y mecanismos de degradación del funcionamiento del dispositivo interferido. Lo anterior es necesario ponerlo en forma de ecuaciones con objeto de expresar un problema en términos de la relación entrada (fuentes) / salida (susceptibilidad del receptor). Esta formulación permite expresar de un modo explícito en ecuaciones matemáticas las interacciones de las fuentes del receptor y del medio de acoplamiento. Las salidas de los emisores pueden ser periódicas, aperiódicas o aleatorias, de banda ancha o angosta. La transferencia de energía entre el emisor y el dispositivo susceptible a interferencias puede incluir procesos no lineales, paramétricos, dispersivos, y/o aleatorios. Debido a la complejidad de la formulación del medio de acoplamiento, en muchos casos de interés práctico, se puede considerar al medio como determinístico e invariante en el tiempo, con el objeto de separar los procesos paramétricos. En otros casos de interés práctico es adecuado suponer que el medio de acoplamiento es lineal y determinístico con el objeto de separar a los procesos no lineales.

Los indicadores de interferencia o márgenes de susceptibilidad de los receptores están relacionados a un número muy grande de parámetros de las señales. Pero la potencia promedio, la energía total y la potencia pico (o voltaje corriente) son en general los más importantes. Los márgenes de susceptibilidad son niveles de señales no deseadas incidentes en el receptor que causan un funcionamiento inadecuado de éste.

Para determinar si existe la probabilidad de que un receptor sea interferido por un transmisor, es necesario considerar tanto las emisiones fundamental y espurias del transmisor, las cuales pueden estar relacionadas o no armónicamente con la emisión fundamental, las susceptibilidades del receptor para la frecuencia de sintonía y de sus respuestas espurias, como también la trayectoria principal y de las trayectorias no intensionales de

propagación. La información de las emisiones espurias, respuestas espurias y de lóbulos laterales de las antenas receptora y transmisora, no son, en la gran mayoría de los casos, disponibles. Además sus parámetros cambian significativamente entre unidades del mismo modelo. Por esta razón las características espurias de los equipos y del medio de transmisión se describen en términos estadísticos y el resultado se define en términos de la probabilidad que un receptor sea interferido.

Los factores que deben incluirse en el análisis de una potencial situación de interferencia son:

-Para el Transmisor-Potencia transmitida ( $P_T$ ) Ganancia de la antena en la dirección del receptor ( $G_T$ );

-Para el receptor-Ganancia de la antena en la dirección del transmisor ( $G_R$ ), nivel de potencia disponible en el receptor ( $P_R$ ) para producir interferencia de la señal deseada;

-Para el Medio de Transmisión-Pérdidas de propagación entre el transmisor y receptor.

Si la potencia a la frecuencia de operación en la entrada del receptor para producir interferencias es  $P_R(f,t)$  entonces se puede establecer que si:

$$P_A(f,t,d,p) < P_R(f,t) \quad (1.1)$$

no se presenta interferencia, donde  $P_A(f,t,d,p)$  es la potencia disponible en la entrada del receptor

Si

$$P_A(f,t,d,p) \geq P_R(f,t) \quad (1.2)$$

se presenta la interferencia

En las ecs. 1.1 y 1.2 se tiene:

f es la frecuencia de operación

t es el tiempo

d es la distancia entre el transmisor y el receptor

p es la dirección de las antenas del receptor y transmisor.

Aquí es importante remarcar que  $P_A(f,t,d,p)$  puede ser la potencia de la emisión fundamental o una espuria del transmisor y que la representación dada en la ec. 1.1. es una simplificación, ya que también la polarización, tipo de señal interferente, tipo de la señal útil, ancho de banda, altura de antenas, entre otros pueden jugar un papel importante en la determinación de la probabilidad que se presente interferencia.

$P_A(f,t,d,p)$  está relacionada con la potencia transmitida por el transmisor de la siguiente manera:

$$P_A(f,t,d,p) = P_T(f,t) + C_{TR}(f,t,d,p) \quad (1.3)$$

donde

$P_A(f,t,d,p)$  y  $P_R(f,t)$  están expresadas en dBm

$C_{RT}(f,t,d,p)$  es el factor de acoplamiento entre el transmisor y el receptor y está expresado en dB.

Para realizar el análisis de EMC de los sistemas de radiocomunicación es necesario disponer de cierta información básica: uso, operación, frecuencia y localización de diferentes equipos de radiocomunicación, datos técnicos nominales de equipos de radiocomunicación, datos topográficos. Ejemplos de los datos técnicos de equipos son: potencia radiada del transmisor, tipos de



emisión, ancho de banda de las emisiones, sensibilidad del receptor, ancho de banda, frecuencias intermedias, frecuencias de los osciladores locales, ganancias, polarización, altura, ancho del haz y orientación de las antenas.

Para una utilización más eficiente del espectro electromagnético en México es indispensable hacer un análisis de las EMI y de las EMC de los sistemas de radiocomunicación ya instalados y de los que se planean instalar en un futuro próximo.

Lo anterior crea la necesidad de tener un centro de datos de todos los equipos de radiocomunicación ya instalados y de los que están planeados instalar próximamente.

## 1.6 CARACTERISTICAS DE LOS ELEMENTOS QUE COMPONEN UN SISTEMA DE RADIOCOMUNICACIONES

### Características de los Transmisores para el análisis de la EMC.

Para propósitos del análisis de la EMC y de las EMI de los Sistemas de Radiocomunicación, estos se pueden dividir en los bloques mostrados en la fig. 1.8.



*Fig. 1.8 División de un enlace de radiocomunicaciones para propósitos de análisis de EMI*

El objetivo fundamental de un transmisor es radiar energía electromagnética en una cierta frecuencia y con un determinado ancho de banda, en principio, la onda electromagnética lleva una cierta información.

Un trasmisor físico (ver fig. 1.9) además de radiar la potencia deseada, emite componentes espurias en otras frecuencias: armónicas de la portadora, componentes espurias relacionadas armónicamente con el oscilador maestro, componentes espurias no

relacionadas armónicamente, ruido de banda ancha. Estas emisiones espurias pueden causar problemas de EMI en receptores.

Por este motivo en el análisis de la EMC de Sistemas de Radiocomunicación es indispensable que se consideren a todos los transmisores como fuentes de interferencias. Una representación frecuencial de las potencias o emisiones de un transmisor se muestra en la fig. 1.10

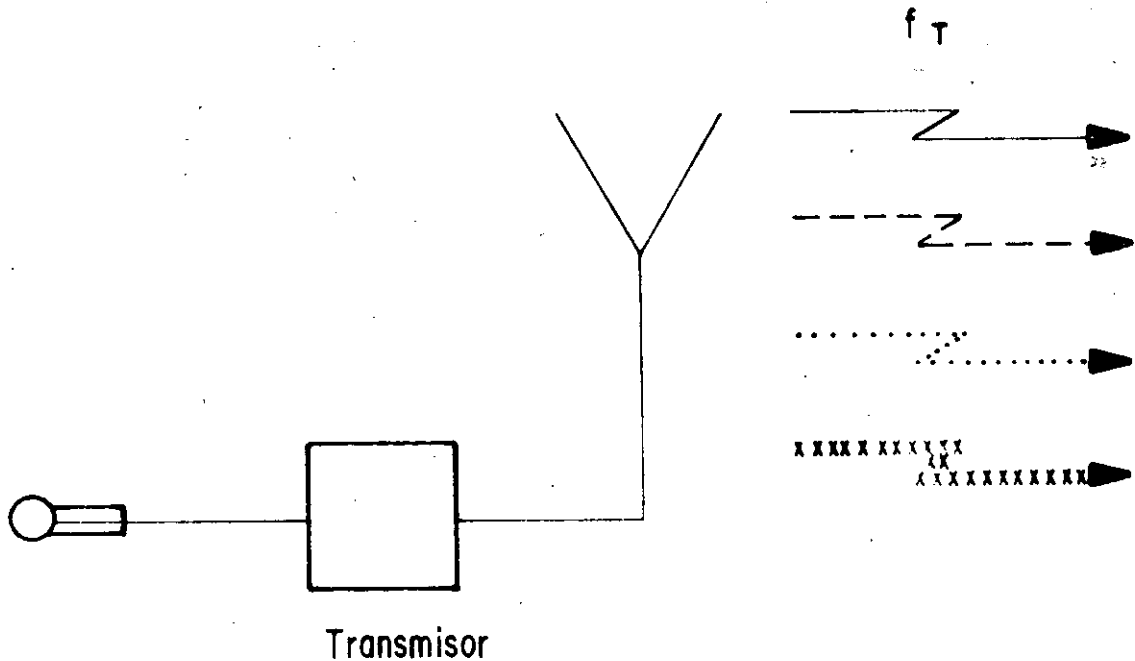
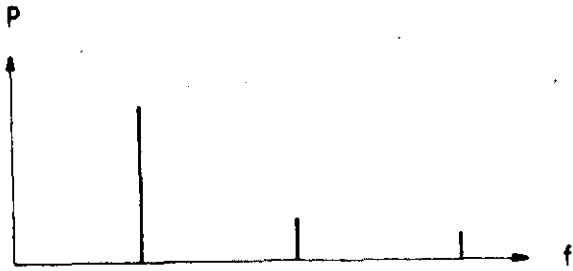
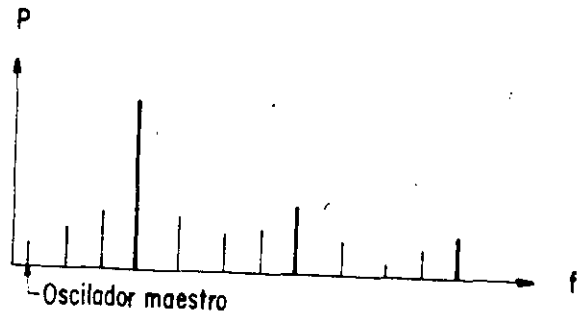


Fig. 1.9 Representación básica de un Transmisor

Fundamental + armónicas



Fundamental + armónicas +  
espurias relacionadas armónicamente



Fundamental + ruido de  
banda ancha



Fundamental + armónicas + espurias  
no relacionadas armónicamente

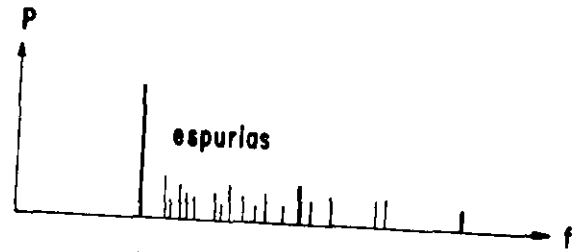
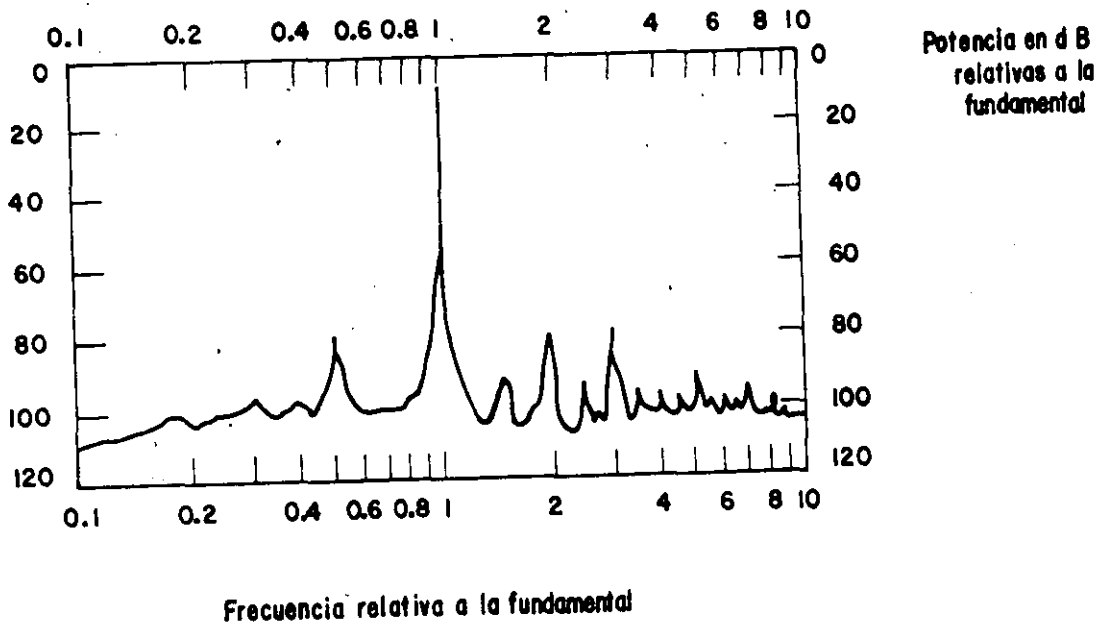


Fig. 1.10 Diferentes emisiones de un Transmisor

Aunque la representación del espectro emitido por un transmisor mostrado en la fig. 1.10 es útil para el análisis de EMC es importante no perder de vista, que la potencia asociada a cierta emisión está distribuida en un intervalo finito de frecuencias y además el ruido de banda ancha está sobrepuesto a las emisiones discretas. Una representación que se aproxima más a una situación real se muestra en la fig. 1.11



*Fig. 1.11 Espectro de salida de un transmisor; ruido + componentes discretas*

CARACTERISTICAS DE LAS ANTENAS PARA EL ANALISIS DE LA EMC DE LOS  
SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

Las antenas se diseñan para radiar o recibir energía electromagnética en un ángulo sólido dado y en un ancho de banda determinado. Existen antenas como las empleadas en la telefonía celular o en radiodifusión que se diseñan para radiar y recibir energía en todas las direcciones, y otras, como en el caso punto a punto es conveniente confinar en un determinado ángulo sólido y en un cierto intervalo de frecuencias la función de recepción y transmisión; pero las antenas radian en otras direcciones y en otras frecuencias a las diseñadas, por lo que se pueden estar transmitiendo o recibiendo emisiones espurias provenientes de direcciones diferentes a la del receptor/transmisor y en intervalos de frecuencias diferentes a la emisión /recepción fundamental del transmisor (o receptor). El patrón de radiación de una antena direccional donde se muestran tanto la región deseada como la no deseada se muestra en la fig. 1.12.

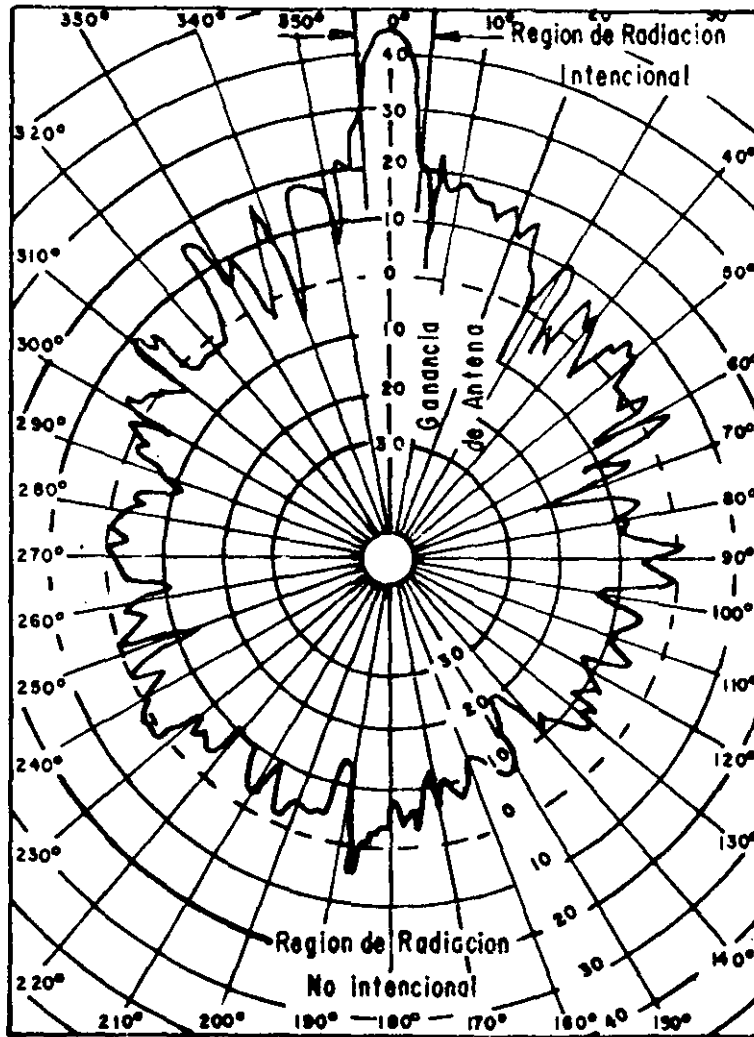


Fig. 1.12 Regiones de radiación intencional y no intencional típicas de una antena direccional

El patrón de radiación de un dipolo como función de la frecuencia se muestra en la fig. 1.13. En la fig. 1.13a se muestra los patrones de radiación cuando  $l \ll \lambda$ ,  $l = \lambda/4$ ,  $l = \lambda/2$ ,  $l = 3\lambda/4$  y  $l = \lambda$ . En la fig. 1.13b se muestra el patrón de radiación cuando  $l = 1.25 \lambda$

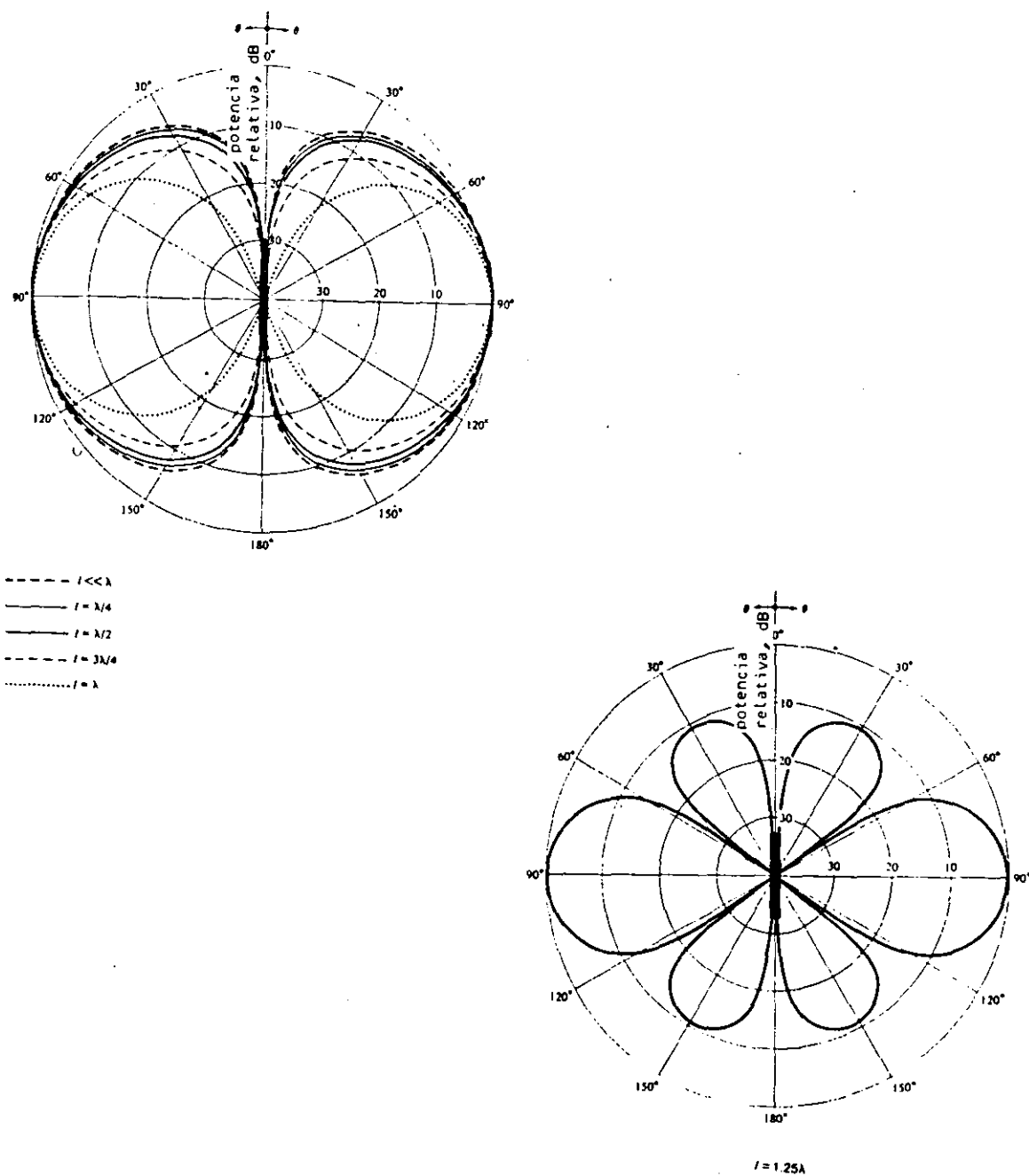


Fig. 1.13 Patrones de radiación de un dipolo a diferentes frecuencias.



Para el análisis de la EMC de los sistemas de radiocomunicación, es de importancia especificar las siguientes características de las antenas: regiones de radiación intencional y no intencional, características frecuenciales dentro y fuera de banda para diferentes polarizaciones, regiones en las cuales prevalecen las emisiones de campo cercano o lejano. Por lo anterior se requiere que el modelo de la antena empleado para el análisis de la EMC debe de ser consistente con todos los objetivos de la predicción de la EMI. En general se pueden considerar que se emplean dos tipos de antenas: omnidireccionales y direccionales.

Las omnidireccionales tienen ganancias pequeñas y éstas son prácticamente independientes de la frecuencia, por lo tanto son fácilmente modeladas para el análisis de las EMI. Las características de radiación de las antenas direccionales son bastante más complejas debido a sus variaciones espaciales. Además estas antenas de alta ganancia se emplean en combinación con receptores de alta sensibilidad y transmisores de alta ganancia, ésta combinación hace más complicada la EMC de los sistemas, que emplean antenas de alta ganancia como es el caso de sistemas de microondas y vía satélite.

## ASPECTOS DE PROPAGACION PARA EL ANALISIS DE LA EMC DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

Todos los sistemas de radiocomunicación dependen de la propagación de energía electromagnética en el espacio para transferir la energía desde la antena transmisora a la antena receptora. La energía radiada no solo se propaga hacia un punto de recepción deseado, sino que además de propagarse hacia éste, también se propaga a otros puntos, en los cuales pueden estar colocados otros receptores. Para éstos, es una energía que potencialmente los puede interferir. Además un radioreceptor puede

estar alejado del transmisor, del cual se quiera recibir información y muy cerca de otro u otros transmisores, los cuales pueden generar señales indeseables en la entrada del receptor y su intensidad resultará grande en comparación a la radiación útil.

A diferencia de cuando se diseña enlaces radioelétricos en el cual se selecciona un modo de propagación que proporcione alta confiabilidad al enlace, para el análisis de la EMC es necesario considerar cualquier modo de propagación indeseable que pueda acoplar señales lo suficientemente fuertes que causen interferencias, aunque su probabilidad de ocurrencia sea pequeña. En la fig. 1.14 se ilustran los principales modos de propagación. Los factores más sobresalientes que afectan el modo de propagación y las pérdidas de propagación (L) son: frecuencia, distancia, polarización, alturas de las antenas, perfil topográfico del terreno, constantes del terreno, tiempo, estación del año y condiciones climatológicas.

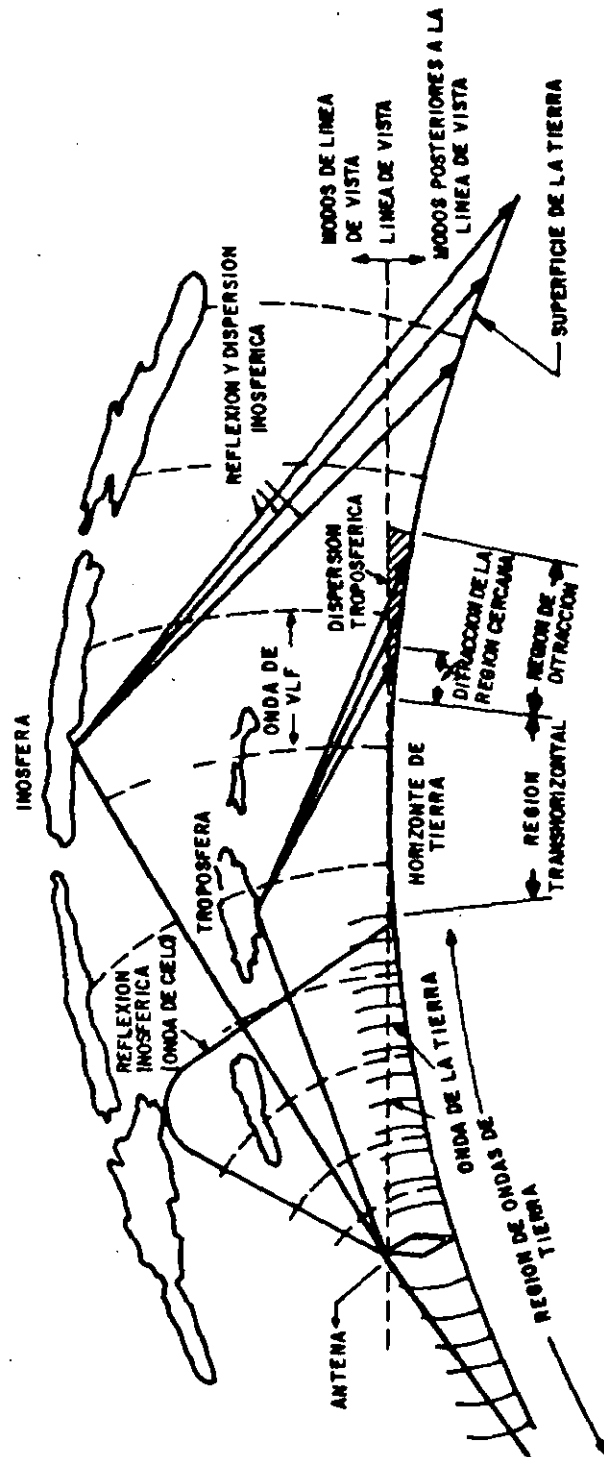
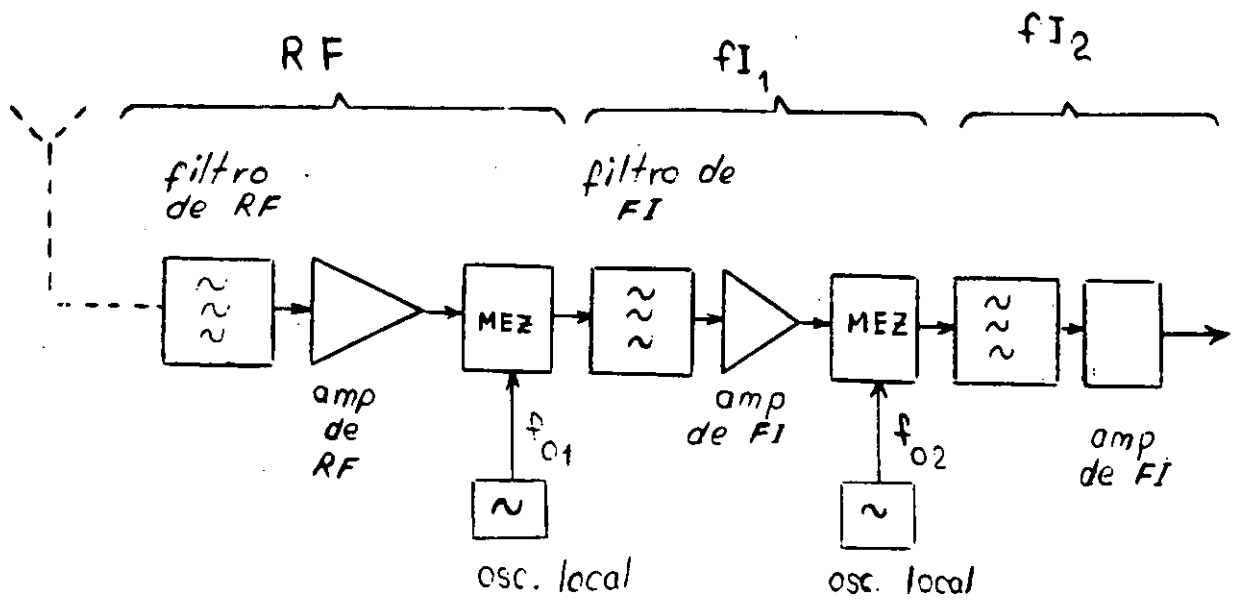


Fig. 1.14 Modos principales de propagación para el diseño de la EMC

**CARACTERISTICAS DE LOS RECEPTORES PARA EL ANALISIS DE LA EMI**  
**DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION**

Los radiorreceptores además de su respuesta principal tiene un gran conjunto de respuestas parásitas, las cuales deben de considerarse cuando se realiza el análisis de la EMC. En la fig. 1.15a se muestra un diagrama a bloques de un receptor que permite ilustrar varios efectos de las EMI, sobre el receptor. En la fig. 1.15b se ilustra la característica de susceptibilidad de un radiorreceptor, con la cual y para propósitos del análisis de su EMC las interferencias pueden clasificarse en tres grupos: Cocanales, de canal adyacente y fuera de banda.



canal lineal de un receptor superheterodino

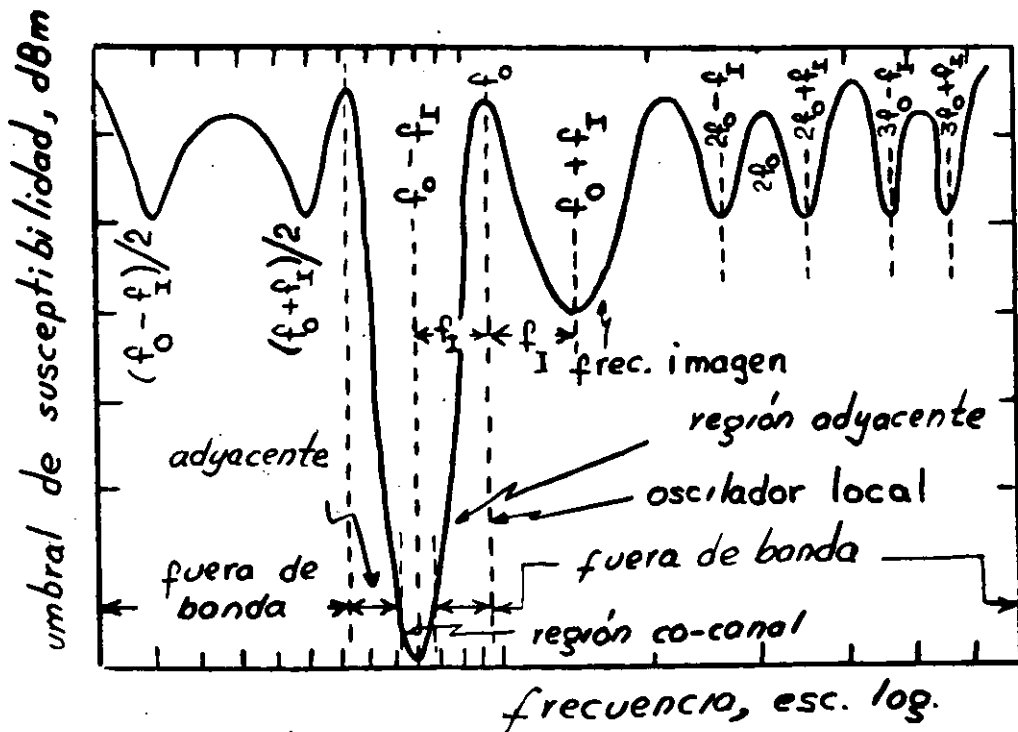
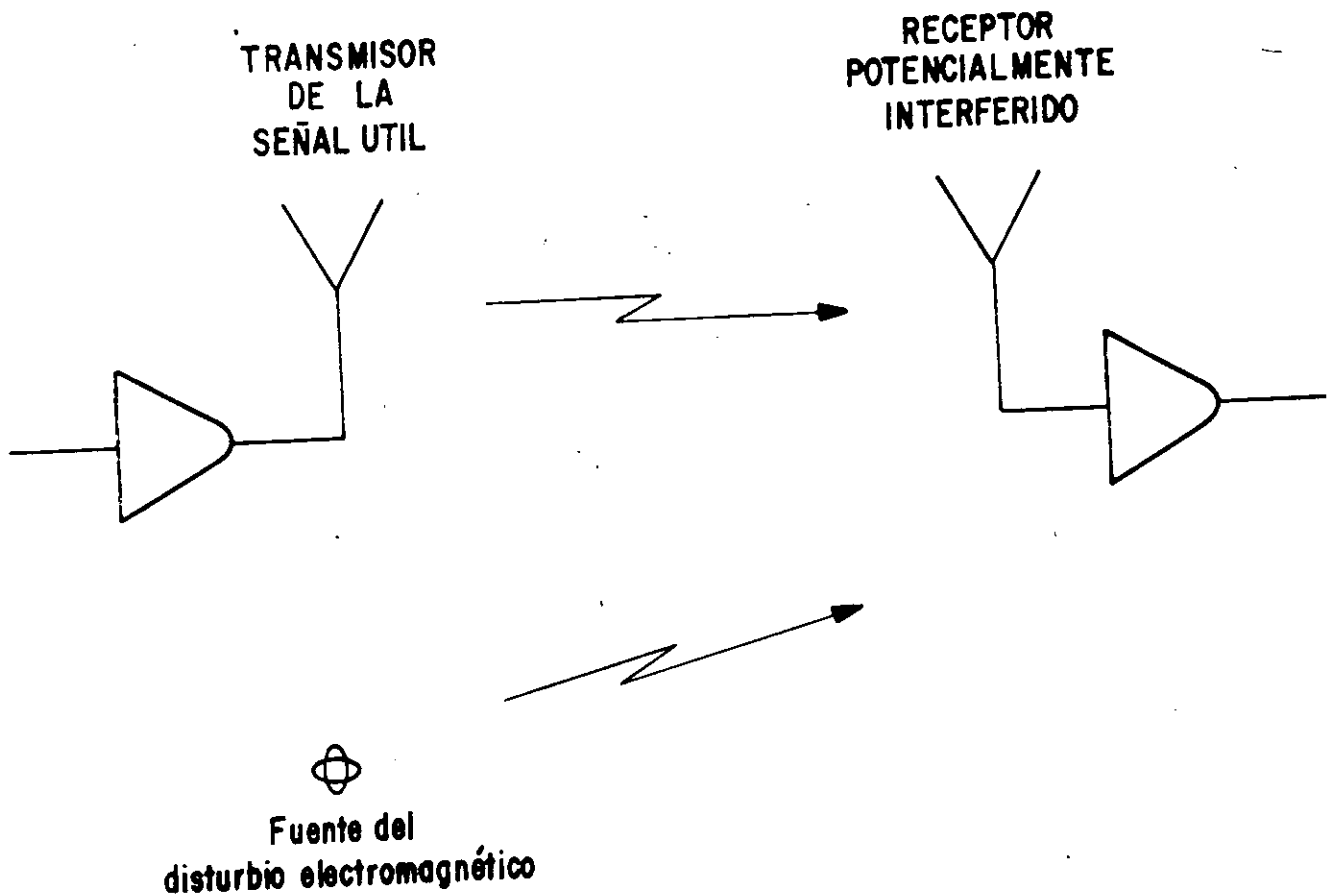


Fig. 1.15 Diagrama a bloques de la parte lineal de un receptor y representacion de sus canales principales

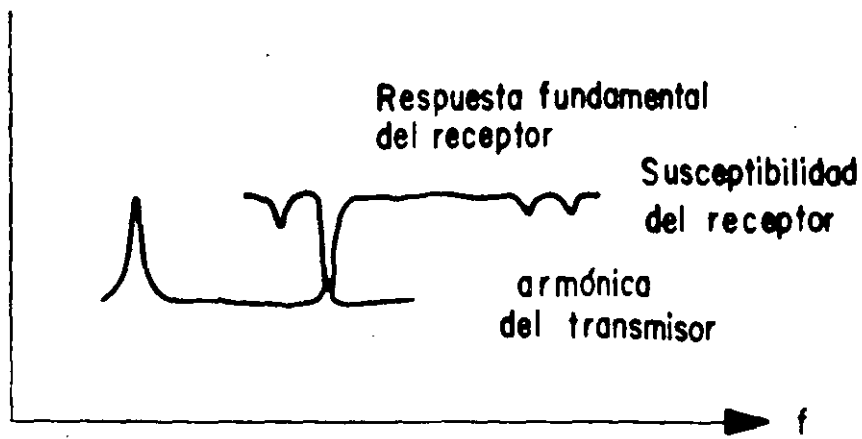
## II. ANALISIS DE LAS EMI DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

### II.1 INTRODUCCION

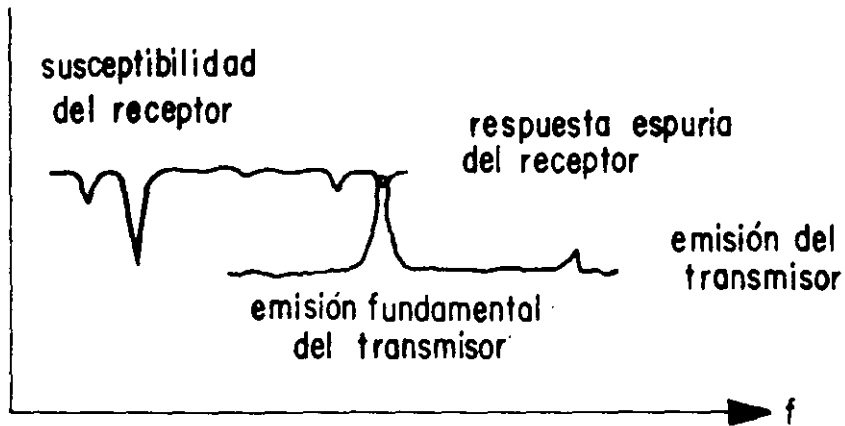
Existen muchas formas en las cuales las EMI pueden suceder, y diferentes tipos de EMC deben de aplicarse. Aquí sólo son de interés las EMI que surgen entre radiosistemas. Con carácter de ilustración en la Fig. 2.1 se muestran diferentes tipos de EMI que pueden tener lugar entre un transmisor y un receptor.



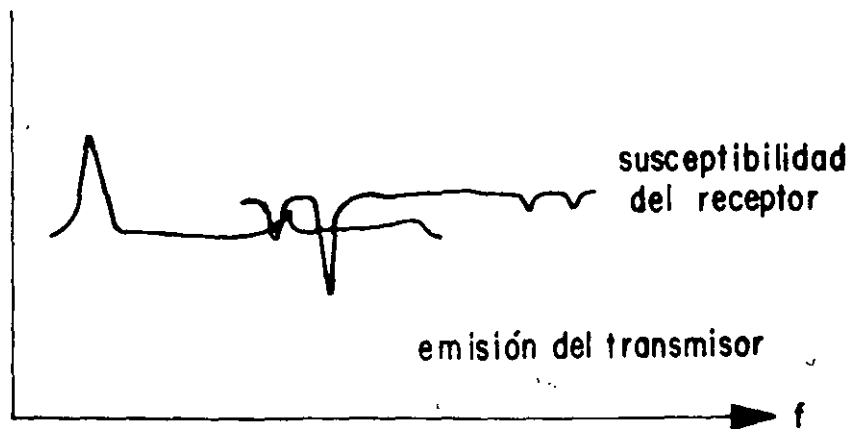
*Fig.2.1 Simplificación de la interacción posible entre un transmisor interferente y un receptor susceptible a ser interferido.*



*armónica del transmisor - respuesta principal del receptor*

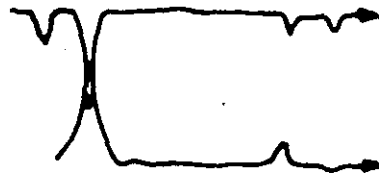


*emisión fundamental - respuesta espuria del receptor*



*Fig. 2.1 Continuación*

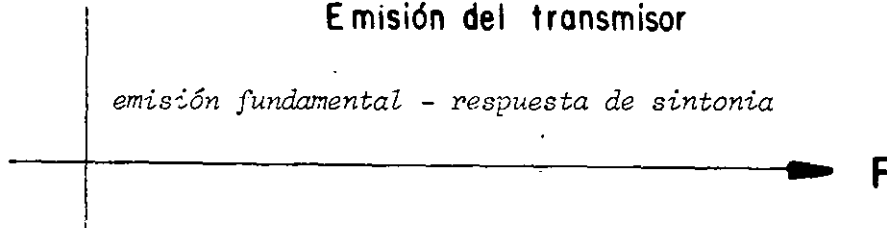
Susceptibilidad del receptor



*interferencia  
cocanal*

Emisión del transmisor

*emisión fundamental - respuesta de sintonía*



Susceptibilidad del receptor



*interferencia de  
canal adyacente*

Emisión del transmisor

*emisión fundamental en el canal adyacente del  
receptor*

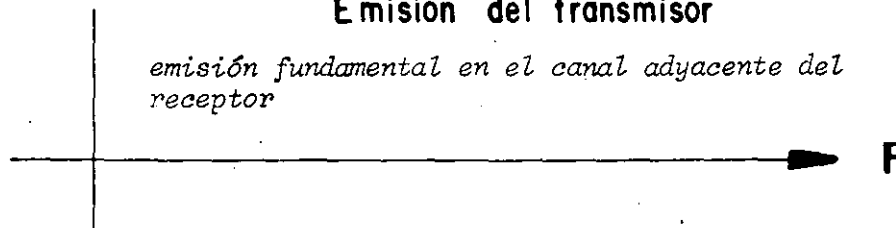


Fig. 2.1 Continuación



Para el análisis de EMC de los sistemas de radiocomunicación se deben establecer ecuaciones, con las cuales se puedan describir las situaciones en que un sistema sea potencialmente susceptible a interferencias. Para el establecimiento de esto, se requieren de variables de entrada y salida. Ejemplos de variables de entrada son: Potencia emitida, ancho de banda de la señal, atenuación de propagación, sensibilidad. Ejemplo de la variable de salida es: el nivel de potencia mínima para producir interferencia en el dispositivo susceptible a las interferencias. Estas variables son las que contribuyen directamente a la interferencia.

#### VARIABLES DE ENTRADA PARA EL ANALISIS DE EMC DE SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

Para realizar el análisis de situaciones en la cual dispositivos sean potencialmente interferibles, inicialmente se simplificará este análisis al caso en el cual se tiene una sola fuente de interferencia y un sólo dispositivo potencialmente interferible.

En este caso, el problema se reduce a la situación presentada en el capítulo anterior y las principales variables de entrada son:

a)  $C_{TR}(f,t,d,p)$  en dB. Esta variable describe el factor de acoplamiento de potencia transmitida del transmisor al receptor. Si las características de las antenas tanto transmisora como receptora se incluyen en las características del transmisor y receptor respectivamente, este factor de acoplamiento es simplemente la atenuación por propagación, si no es este el caso, el factor de acoplamiento incluye las ganancias, polarización, etc. de las antenas tanto transmisora como receptora.

$$C_{TR}(f,t,d,p) = G_{TR}(f,t,d,p) + G_{RT}(f,t,d,p) - L(f,t,d,p) \quad (2.1)$$

donde  $G_{TR}(f,t,d,p)$  es la ganancia de la antena transmisora en la dirección de la antena receptora, la cual, como también lo son las otras variables, en función de la frecuencia ( $f$ ), del tiempo ( $t$ ), de la separación entre las antenas ( $d$ ) y de la selectividad espacial y de la polarización ( $p$ ).

$G_{RT}(f,t,d,p)$  es la ganancia de la antena receptora en la dirección de la antena transmisora.

$L(f,t,d,p)$  es la pérdida de la antena por propagación.

En la ec. (2.1.) todas las variables están expresadas en dB.

b)  $P_T(f,T)$  es potencia de la energía electromagnética en la salida del transmisor, expresada en dBm.

c)  $P_R(f,t)$  es el umbral de susceptibilidad del receptor expresada en dBm.

De estas variables se puede analizar que conforme crezca la potencia radiada por el transmisor interferente, la probabilidad de que el receptor sea interferido se vuelve más grande. Si el factor de acoplamiento crece, también crece la probabilidad de que el receptor sea interferido.

El incremento de la potencia disponible puede deberse a un incremento de la potencia del transmisor, al incremento de las ganancias de las antenas transmisora y receptora y a la disminución de las pérdidas por propagación.

El incremento de la sensibilidad del receptor hace que el receptor sea más susceptible a sufrir interferencias y por lo tanto el umbral de susceptibilidad disminuye conforme la sensibilidad crece.

## II.2 ANALISIS DE EMC ENTRE UNA FUENTE INTERFERENTE Y UN RECEPTOR POTENCIALMENTE INTERFERIDO

La potencia disponible  $P_A(f,t,d,p)$  en el dispositivo potencialmente interferido por una fuente interferente separados por una distancia  $d$  es:

$$P_A(f,t,d,p) = P_T(f,t) + C_{TR}(f,t,d,p) \quad (2.2)$$

La condición de EMC del dispositivo se determina comparando la potencia disponible con el umbral de susceptibilidad  $P_R(f,t)$ .

$$\text{Si, } P_A(f,t,d,p) < P_R(f,t) \quad (2.3)$$

entonces, se asegura la EMC del dispositivo potencialmente interferido por la fuente interferente T.

$$\text{Si, } P_A(f,t,d,p) \geq P_R(f,t) \quad (2.4)$$

En este caso el dispositivo puede ser interferido por la fuente emisora.

Cuando  $P_A(f,t,d,p) = P_R(f,t)$  se dice que la EMC del dispositivo susceptible a interferencias es marginal y los problemas de EMI pueden o no estar presentes.

Con el objeto de analizar una situación de interferencias se puede hacer en términos de la relación entre la potencia disponible de interferencias a la potencia de ruido, la cual está relacionada con la sensibilidad y por lo tanto con el umbral de susceptibilidad, a esta relación se denomina razón de interferencia a ruido en las terminales de entrada del dispositivo potencialmente interferido. Expresándolo en dB:

$$(I/N)_{dB} = IN(f,t,d,p) = P_A(f,t,d,p) - P_R(f,t)$$

(2.5)

sustituyendo en 2.5 las ecs. 2.2 y 2.1 se obtiene:

$$IN(f,t,d,p) = P_T(f_e) - P_R(f_r) + G_{TR}(f_e,t,d,p) + G_{RT}(f_e,t,d,p) - L(f_e,t,d,p) + C(\Delta f_T, \Delta f_R, \Delta f) \quad (2.6)$$

donde:

$f_e$  es la frecuencia de emisión

$f_r$  es la frecuencia de respuesta del receptor

$G_{TR}(f_e,t,d,p)$  es la ganancia de la antena en dB a la frecuencia de emisión  $f_e$ .

$G_{RT}(f_e,t,d,p)$  es la ganancia de la antena del receptor en la dirección de la antena y a la frecuencia de emisión

$C(\Delta f_T, \Delta f_R, \Delta f)$  es un factor que considera al ancho de banda de la fuente de emisiones y del receptor  $\Delta f_T$  y  $\Delta f_R$  y la separación frecuencial  $\Delta f$  entre las emisiones y la respuesta del receptor.

$L(f_e,t,d,p)$  es la pérdida de propagación entre el transmisor y el receptor a la frecuencia de emisión  $f_e$ .

Además de que cada uno de los parámetros que entran en la determinación del margen de interferencia son dependientes de cuatro variables. También el margen de probabilidad depende de otros factores que no están expresados explícitamente, entre estos se puede mencionar: tipos, edad, condiciones de mantenimiento de los transmisores y receptores, parámetros atmosféricos, estaciones del año. Por lo tanto no se puede decir si existe o no condición de interferencia, y es más apropiado mencionar probabilidad de que el margen de interferencia sea mayor de cero. En una situación práctica no es realista ni eficiente desde el punto de vista económico o del empleo del espectro esperar una situación de cero probabilidad de interferencia. Dependiendo de la aplicación del sistema y de consideraciones de costo y de la eficiencia del uso del espectro una cierta probabilidad de interferencia puede ser aceptable. Otro parámetro importante que no se debe de sobreestimar de la ecuación del margen de probabilidad, es que una situación real no sólo está presente un transmisor interferente y un sólo receptor potencialmente interferido sino que simultáneamente están en funcionamiento una multitud grande de fuentes de interferencia y de receptores potencialmente interferidos. Además de lo anterior, es indispensable recordar que los transmisores no solo tienen la respuesta deseada sino que también radian otros componentes indeseados, los receptores no solo responden en el canal sintonizado sino que también un conjunto de canales espurios, las antenas transmisoras y receptoras tienen además de su lóbulo principal todo un conjunto de lóbulos laterales por medio de los cuales pueden recibir o transmitir oscilaciones indeseadas. Otro factor que complica aún más el panorama consiste en que no necesariamente se disponen o se conocen todos los parámetros.

A causa de esta complejidad es indispensable disponer de alguna estrategia para el análisis de EMC de los sistemas de radiocomunicación. Una herramienta eficiente en el análisis de las EMI cuando están involucrados una multitud de transmisores y receptores es eliminar las combinaciones poco probables que se presentan las EMI, esto permite eliminar muchas variables y

quedarse sólo con las combinaciones que tengan mayor probabilidad que se presenten las EMI. Los parámetros que se pueden emplear para eliminar las situaciones poco probables de EMI son: amplitud, frecuencia, degradación del funcionamiento del sistema, modulación, relación señal a ruido, relación señal a ruido más interferencias, tasa de error, inteligibilidad de mensaje, modos de propagación, distancia, dirección, variables temporales, entre otras. Un proceso de análisis en el cual se considera estas etapas de la determinación de EMC de los sistemas de radiocomunicación se muestra en la Fig, 2.2

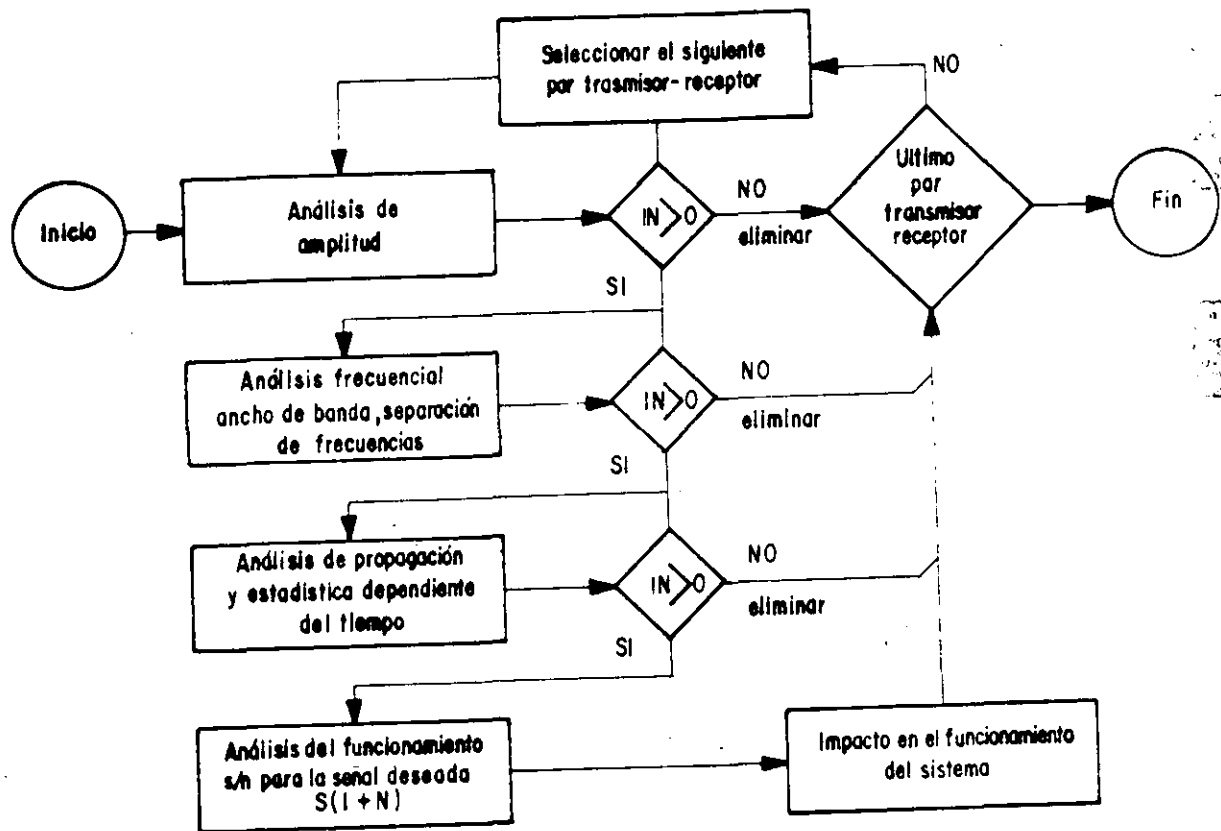


Fig. 2.2 Posible procedimiento del análisis de EMC de Sistemas de Radicomunicación.

- a) La emisión fundamental y respuesta fundamental están alineados en frecuencia. Al margen resultante se le denomina margen de interferencias de la respuesta fundamental o margen fundamental de interferencias (MFI)
- b) La emisión fundamental y alguna respuesta espuria están alineados en frecuencia. Al IN resultante se le denomina margen de interferencias del transmisor (MIT).
- c) La emisión espuria del transmisor está alineada con la respuesta fundamental del receptor. Al IN resultante se le denomina margen de interferencias del receptor (MIR)
- d) Alguna emisión espuria del receptor está alineada en frecuencia con alguna respuesta espuria del receptor. Al IN resultante se le denomina margen de interferencias de espurias (MIE).

En situaciones prácticas se presenta que:

$$\begin{aligned} \text{MFI} &> \text{MIT, MIR, MIE} \\ \text{MIT, MIR} &> \text{MIE} \end{aligned}$$

(2.7)

Si MFI es menor que el margen preestablecido no es necesario determinar MIT, MIR Y MIE, si  $\text{MFI} > -10\text{dB}$  (margen sugerido) es necesario continuar con el análisis para determinar, si MIT y MIR son mayores o menores al margen establecido. Si MIT y MIR son menores entonces no es necesario calcular MIE.

Ejemplo: Análisis de la posibilidad de que un transmisor de comunicaciones troposféricas interfiera al receptor de un radar.

**Datos del Transmisor**

$$f_E = 1 \text{ GHz}$$

$$P_T(f_E) = 1 \text{ Kw (60 dBm)}$$

$$P_{\text{espurias}} \leq 1\text{mw}(-60 \text{ dB}) \\ \text{con respecto a } P_T(f_E)$$

$$G_T(f_E) = 20 \text{ dB}$$

**Datos del receptor**

$$f_R = 1.26 \text{ GHz} \\ \text{(sensibilidad, umbral} \\ \text{de susceptibilidad)}$$

$$P_R(f_R) = -100 \text{ dBm}$$

$$P_R(\text{espurias}) \geq -20 \\ \text{(} + 80 \text{ dB)}$$

$$G_R = 20\text{dB}$$

- a) cuando la separación es 100 Km
- b) cuando  $d(f_E)$  la separación es = 50 Km

Calculando la pérdida de propagación en el espacio libre se tiene

$$L(100\text{Km}) = - 132 \text{ dB}$$

$$L(50 \text{ Km}) = - 126$$

Considerando la propagación en el espacio libre, los coeficientes de acoplamiento son:

$$C_{TR}(f = 1\text{GHz}, d = 100 \text{ km t,p}) = 20 + 20 - 132 = -92\text{dB}$$

$$C_{TR}(f = 1\text{GHz}, t, d = 50 \text{ km,p}) = 20 + 20 - 126 = -86\text{dB}$$



La potencia disponible de la emisión fundamental en las terminales de entrada del receptor  $P_A(f_E)$  es:

$$\begin{aligned} P_A(f_E) &= P_T(f_E) + C_{TR}(f_E) \\ &= 60 \text{ dBm} - 92 = -32 \text{ (para 100 Km)} \\ P_A(f_E) &= 60 \text{ dBm} - 86 = -26 \text{ (para 50 Km)} \end{aligned}$$

La potencia disponible en las terminales del receptor debido a las emisiones espurias es:

$$\begin{aligned} P_A(f_{\text{espurias}}) &= P_T(\text{spurias}) + C_{TR}(f_{\text{espurias}}) \\ &= 0 \text{ dB} - 92 \text{ dB} = -92 \text{ dBm (para 100 Km)} \\ &= 0 - 86 \text{ dB} = -86 \text{ dBm (para 50 Km)} \end{aligned}$$

para este cálculo se aproximó  $f_E = f_{\text{espurias}}$ .

El margen de interferencias IN es:

$$IN = P_A - P_R \text{ (dB)}$$

Caso A: emisión fundamental-respuesta fundamental (MFI)

$$\begin{aligned} \text{MFI} &= -32 - (-100) = 68 \text{ dB (para 100 Km)} \\ \text{MFI} &= -26 - (-100) = 74 \text{ dB (para 50 Km)} \end{aligned}$$

Como  $\text{MFI} > 0 \text{ dB}$  se realizan las siguientes etapas.

Caso B: emisión fundamental-respuesta espuria (MIT)

$$\text{MIT} = -32 - (-20) = -12 \text{ dB (para 100 Km)}$$

$$\text{MIT} = -26 - (-20) = -6 \text{ dB (para 50 Km)}$$

Caso C: emisión espuria-respuesta fundamental (MIR)

$$\text{MIR} = -92 - (-100) = 8 \text{ dB (para 100 Km)}$$

$$\text{MIR} = -86 - (-100) = 14 \text{ dB (para 50 Km)}$$

Caso D: emisión espuria-respuesta espuria (MIE)

$$\text{MIE} = -92 - (-20) = -72 \text{ (para 100 Km)}$$

$$\text{MIE} = -86 - (-20) = -66 \text{ (para 50 Km)}$$

Si se usa 0 dB como margen de interferencia entonces sólo MFI y MIR presentan potenciales situaciones de interferencias y entre estas dos MFI es la más probable que se presente.

Las siguientes etapas de análisis del EMC solo se conservan las que quedaron arriba del umbral.

La siguiente etapa es el análisis frecuencial, con la cual se modifican los márgenes de interferencia obtenidos.

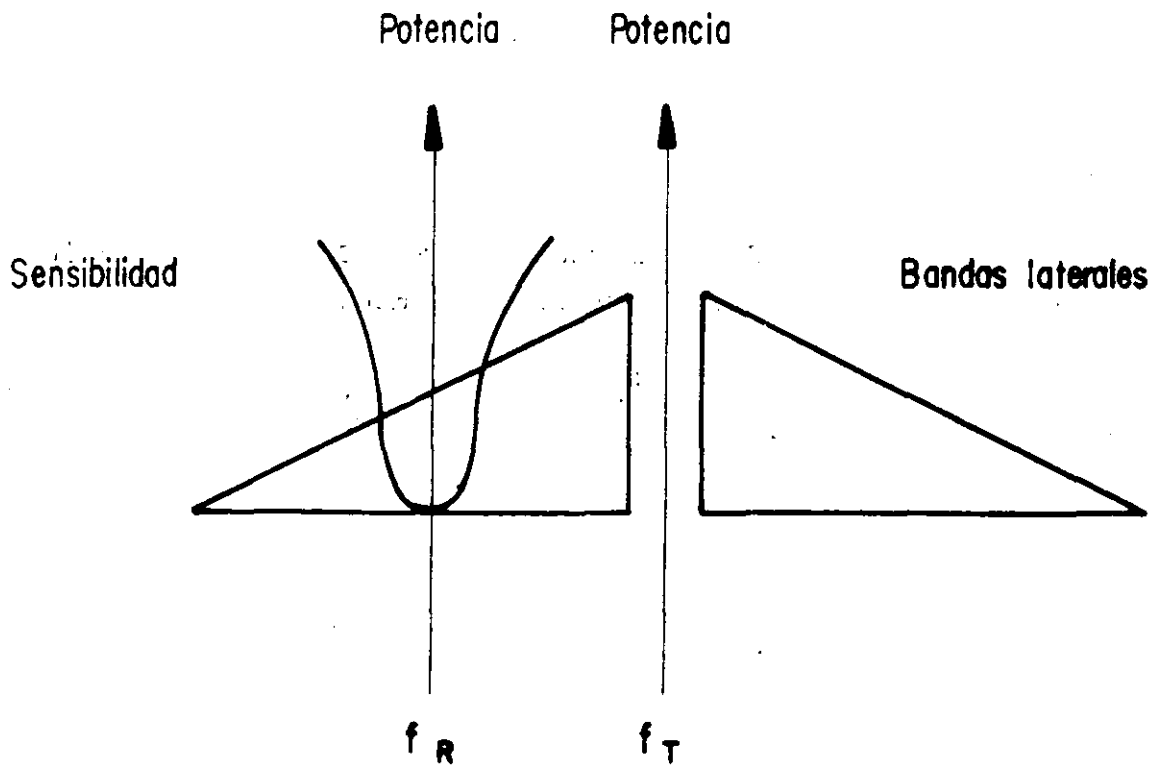
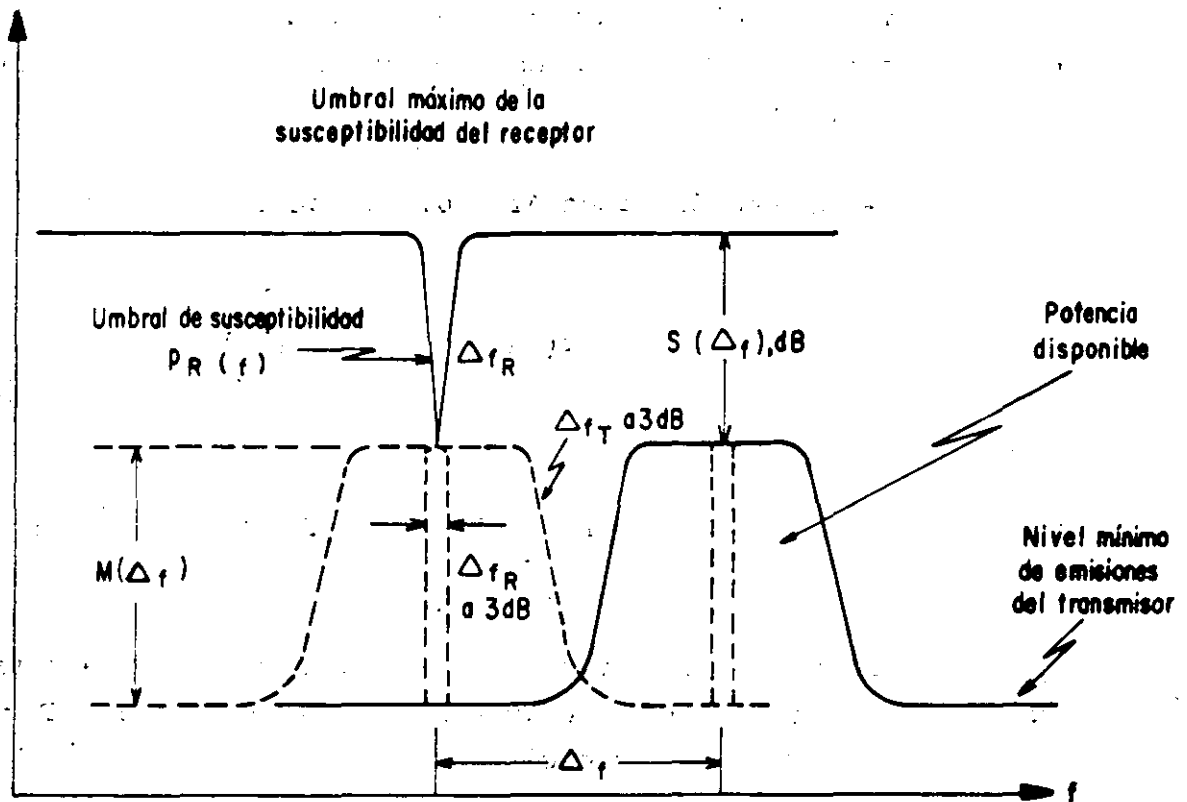


Fig. 2.4 Definición gráfica de la selectividad del receptor y del parámetro  $M(\Delta f)$

Ejemplo de aplicación de las ecuaciones para determinar el factor de corrección.

Supongase que se tiene un transmisor de AM de radiodifusión cuya potencia de transmisión es de 50 KW, su emisión se define en la fig. 2.5

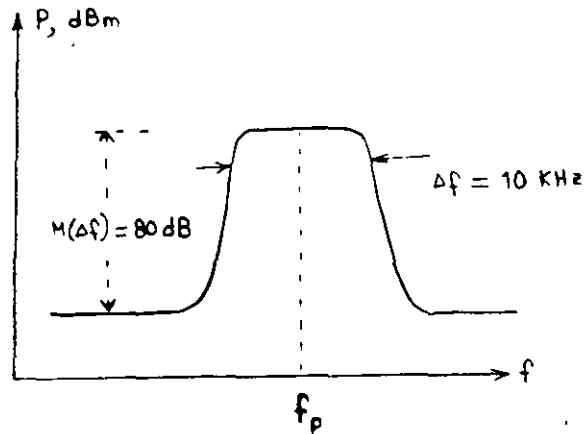


Fig. 2.5 Emisión de una señal de AM

El radioreceptor es de banda ancha sintonizado a  $f_T + 2 \text{ MHz} = f_R$ , y su característica de selectividad esta dada en la fig. 2.6

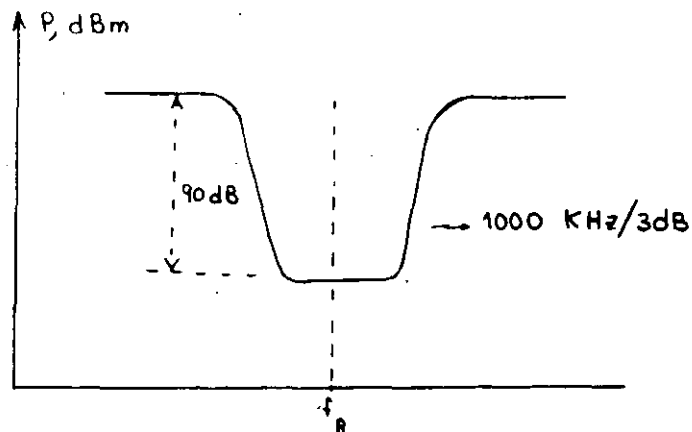


Fig. 2.6 Selectividad del receptor para el ejemplo

¿Cuáles son los factores de corrección ?

a) Para determinar la potencia de las bandas laterales del transmisor que entra en el receptor se supone que la banda lateral tiene carácter de ruido, entonces el factor de corrección es:

$$\begin{aligned}C_a(\Delta f \neq 0) &= 10 \log \left( \frac{\Delta f_R}{\Delta f_T} \right) - M(\Delta f) \\ &= 10 \log \left( \frac{10^3}{10} \right) - 80 \text{ dB} \\ &= 20 - 80 \text{ dB} = - 60 \text{ dB}\end{aligned}$$

b) La potencia de la emisión fundamental fuera de sintonía que puede entrar en el receptor es:

$$\begin{aligned}C_b(\Delta f \neq 0) &= - S(\Delta f), \text{ dB} \\ &= - 90 \text{ dB}\end{aligned}$$

para el análisis de la compatibilidad electromagnética se toma el peor caso, o sea el mayor, para este ejemplo - 60 dB.

Si después de haber realizado el análisis frecuencial todavía existen situaciones de interferencias potenciales para pares transmisor-receptor, es necesario analizar sólo para estos pares una etapa de análisis de EMC más detallado.

## II.5 ANALISIS DETALLADO DE LA EMC DE SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

Este análisis se realizaría sólo para los pares transmisor-receptor que después del análisis de amplitud y de frecuencia, presenten la probabilidad de interferencias. Para el análisis detallado se incluyen factores dependientes del tiempo, distancia, polarización y dirección que influyan en situaciones de interferencia: modos específicos de propagación, correcciones de la ganancia de antenas en situaciones de campo cercano, efecto simultáneo sobre los márgenes de interferencia de varias señales, estadísticas dependientes del tiempo, probabilidad. En este análisis también se incluye el estudio de la distribución de probabilidad para los márgenes de interferencias resultantes.

La distribución de probabilidad está asociada con las distribuciones de la potencia del transmisor, de las ganancias de las antenas, de las pérdidas de propagación, de los umbrales de susceptibilidad del receptor. Un ejemplo de un histograma de la distribución de la potencia de la fundamental de un transmisor de VHF, de potencia nominal = 35 W, el intervalo de operación es 30.0 MHz-52.95 MHz, Número de transmisores 39, número de mediciones 323, se presenta en la Fig. 2.7

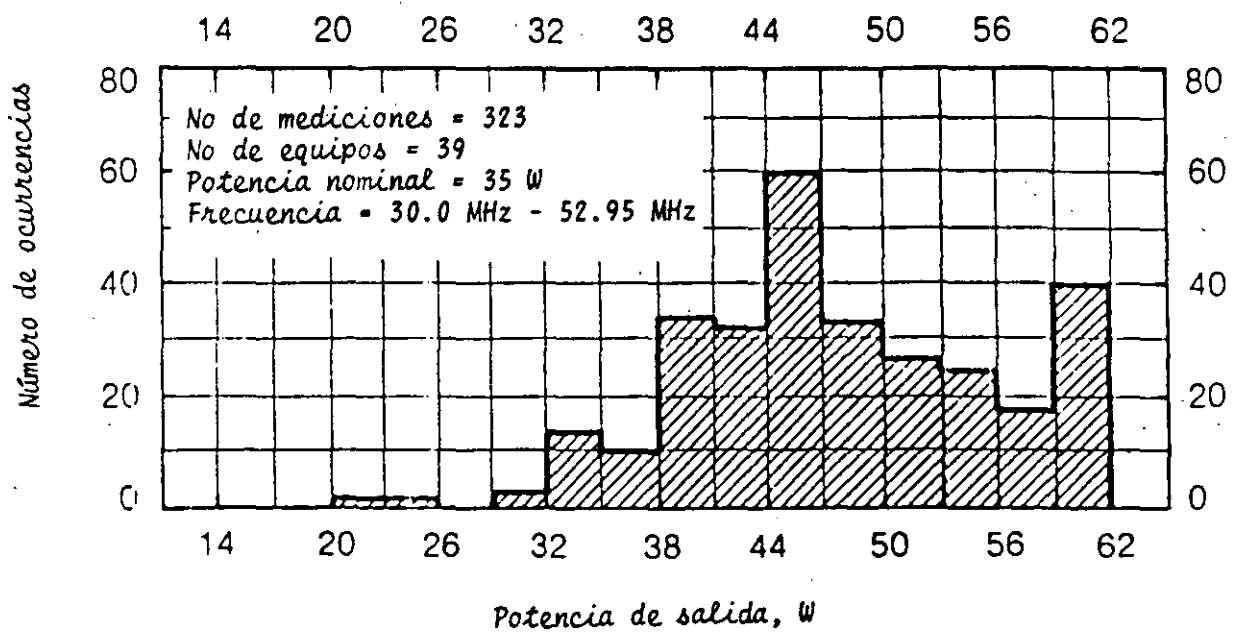


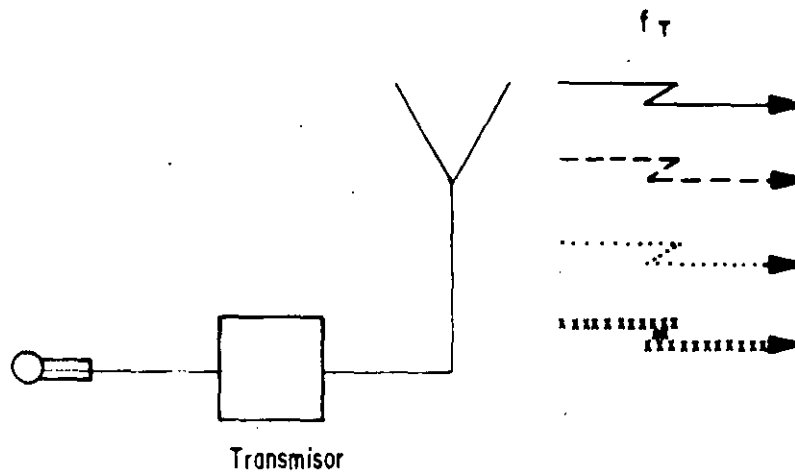
Fig. 2.7 Histograma de la distribución de la potencia de la fundamental de transmisiones de VHF.

### III. CARACTERISTICAS DE LOS TRANSMISORES PARA EL ANALISIS DE LA EMC DE SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

#### III.1. INTRODUCCION

Los transmisores no solo emiten la fundamental y las componentes útiles, sino que junto con las emisiones deseadas se radian todo un conjunto de señales indeseables fuera de banda, éstas pueden estar relacionadas o no armónicamente con la fundamental, ser discretas o de banda ancha. Además el ancho de banda asociado a cada emisión puede ser diferente de acuerdo a la modulación, el nivel de radiaciones indeseables puede variar de acuerdo con la vida útil y del mantenimiento del sistema, el nivel de potencia de la fundamental tiene una distribución para un transmisor dado de la misma serie y además si opera en un intervalo de frecuencia habrá una distribución de potencias de acuerdo con la frecuencia de la fundamental. Todos estos factores deben de tomarse en consideración en el análisis de la compatibilidad electromagnética de los sistemas de radicomunicación. En la Fig. 3.1 se muestra una representación gráfica de los diferentes factores que deben tomarse en consideración para el análisis de la EMC.



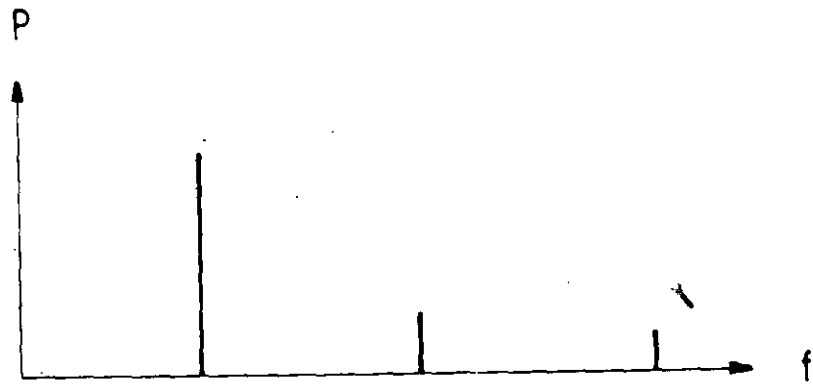


OBJETIVO DE UN TRANSMISOR

IMPERFECCIONES DEL TRANSMISOR

*Fig. 3. 1 Emisiones provenientes de un transmisor*

Fundamental + armónicas



Fundamental + armónicas +  
espurias relacionadas armónicamente

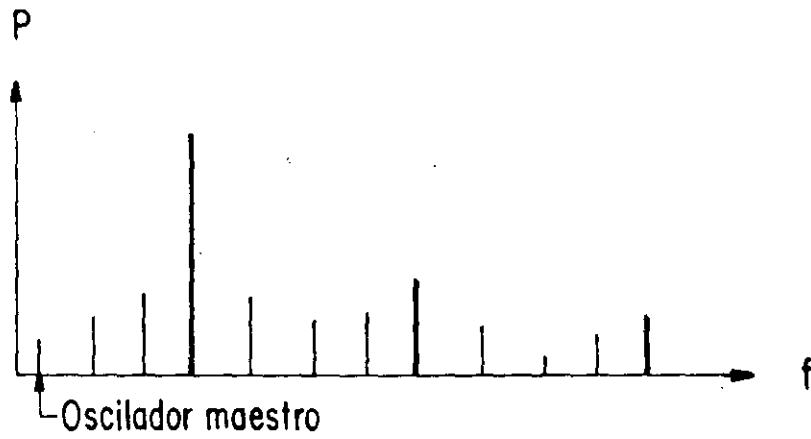
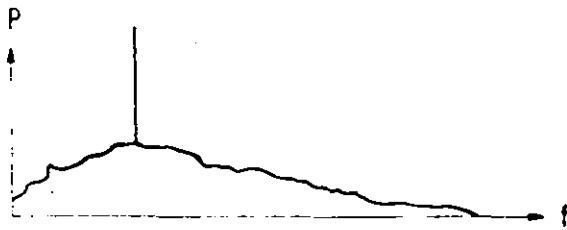


Fig. 3.1 Emisiones provenientes de un transmisor  
Continuación

Fundamental + ruido de banda ancha



Fundamental + armónicas + espurias no relacionadas armónicamente

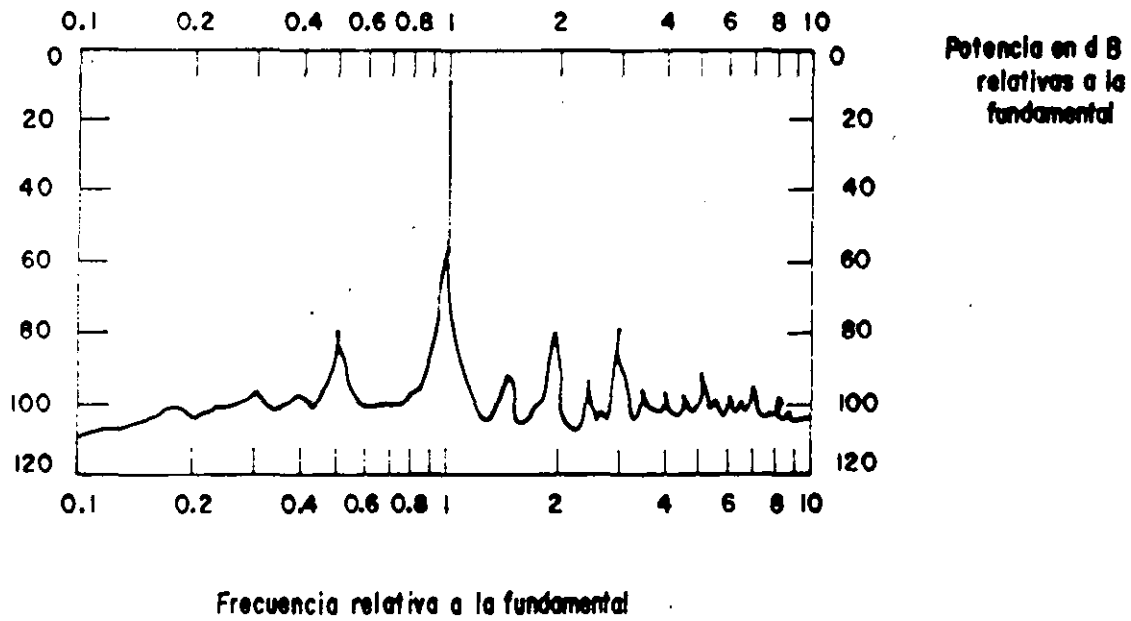
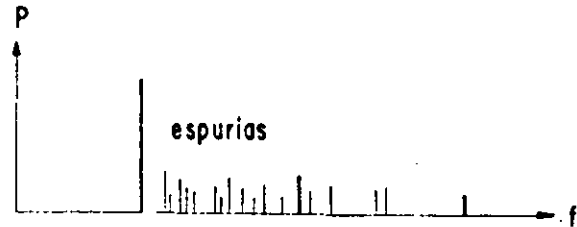


Fig. 3.1 Continuación

La potencia de la fundamental tiene una distribución alrededor de su valor nominal, cuando se disponen de datos experimentales de diferentes transmisores y operando a diferentes frecuencias, el valor medio ( $P_T(f_T)$ ) y la desviación estándar  $\sigma_T(f_T)$  de la potencia de la fundamental puede obtenerse de acuerdo con las ecuaciones convencionales del valor medio y desviación estándar como:

$$P_T(f_T) = \frac{\sum_{i=1}^M P(f)}{M}, \text{ dB}$$

$$\sigma_T(f_T) = \left\{ \frac{\sum_{i=1}^M [P(f) - P(f)]^2}{M - 1} \right\}^{1/2}$$

donde:

M es el número de muestras

$P_{Ti}(f_T)$  es el valor  $i$  de la potencia de la fundamental a la frecuencia de sintonía.

Si no se dispone de datos experimentales se puede emplear alguna curva teórica para predecir distribución, la probabilidad de la potencia del transmisor, como la mostrada en la fig. 3.2

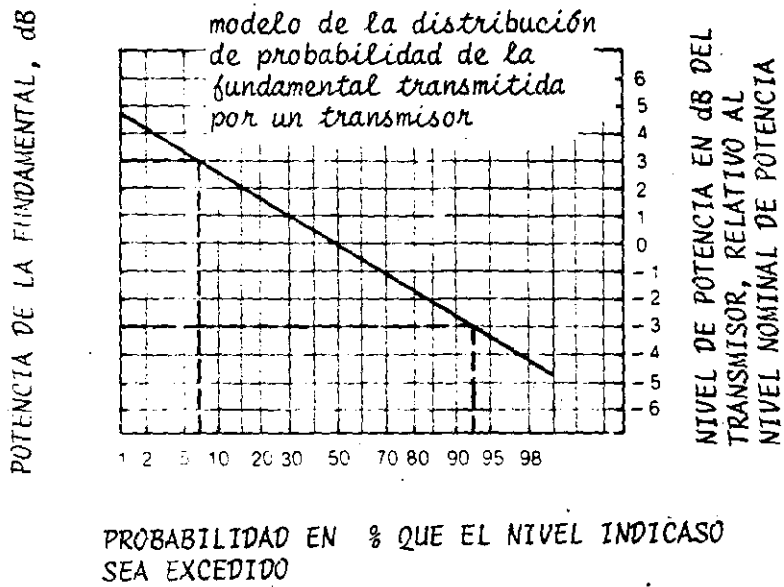


Fig. 3.2 Curva generalizada para predecir la distribución de probabilidad de la potencia de la emisión fundamental del transmisor

### III.2 ANCHO DE BANDA DE LA EMISION FUNDAMENTAL

El ancho de banda de la emisión fundamental es función de varios parámetros dependientes del tipo de información y de la modulación que se emplea. Para propósitos de análisis frecuencial de la EMC no solo es importante conocer el ancho de banda de la emisión fundamental sino también es necesario conocer la envolvente del espectro. Ejemplos del espectro de transmisores de radiodifusión de FM y TV se muestran en la fig. 3.3.

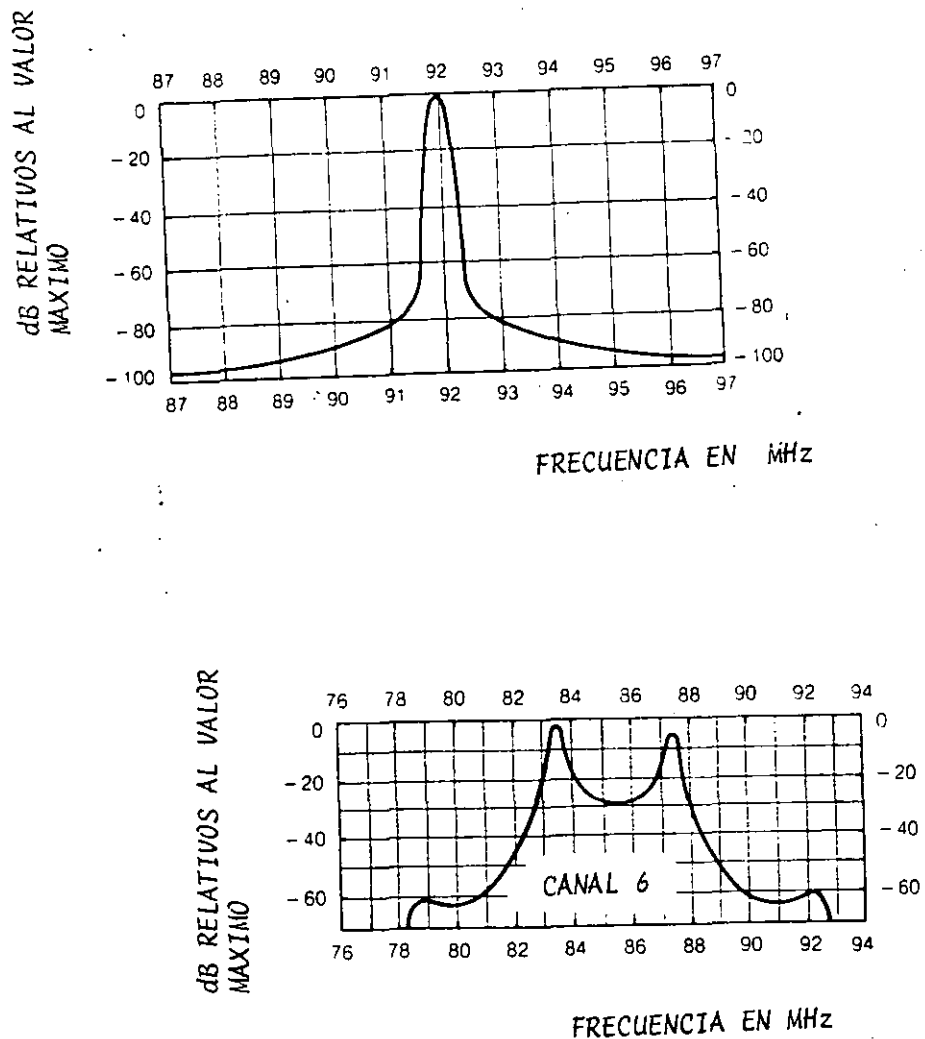


Fig. 3.3. Espectros típicos para señales de radiodifusión de FM y TV.

Los anchos y envolventes de los espectros tanto para los sistemas de radiodifusión como los de radiocomunicación fija y móvil están establecidos por recomendaciones de la CCIR. Para propósitos de EMC, puesto que se sabe que la potencia fundamental emitida por un transmisor está contenida en un intervalo de frecuencias, la variación de la potencia con la frecuencia (envolvente) se puede modelar con la siguiente ecuación:

$$M(\Delta f) = M(\Delta f_i) + M_i \log \left( \frac{\Delta f}{\Delta f_i} \right) \quad (3.1)$$

donde:

$\Delta f$  es la separación de la frecuencia de la portadora sin modulación.

$\Delta f_i$  es la frecuencia inicial de la región en consideración

$M_i$  es la pendiente de la envolvente para la región en consideración.

Una representación gráfica de la ec. 3.1 se muestra en la fig. 3.4

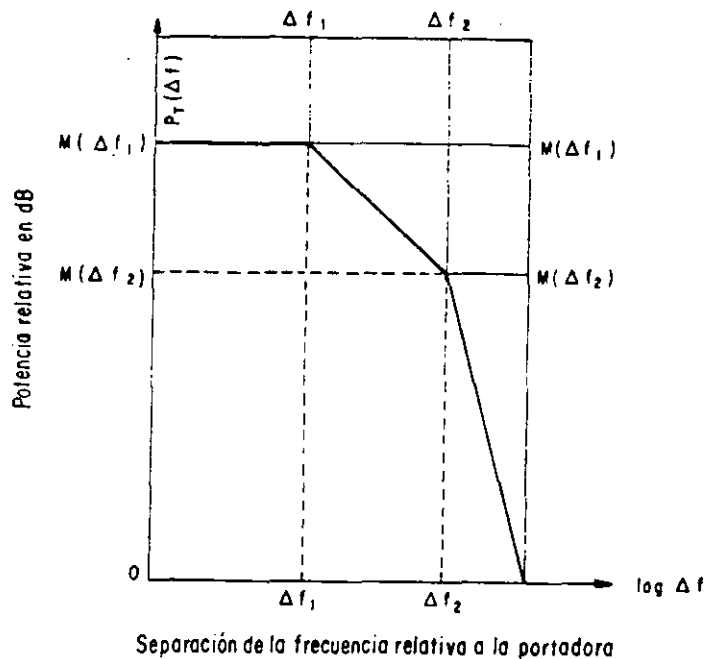


Fig. 3.4 Envolvente de la fundamental

Un parámetro importante asociado con la envolvente de la emisión fundamental es el ancho de banda nominal. La mayor parte de la potencia está contenido en esta banda y cae rápidamente fuera de este ancho de banda.

#### ANCHOS DE BANDA PARA VARIAS MODULACIONES

Para propósitos del diseño de la EMC, el ancho de banda de una señal modulada en AM de envolvente es aproximadamente igual a dos veces la máxima frecuencia del mensaje útil en banda base.

El ancho de banda de una señal modulada en frecuencia, para propósitos del análisis de la EMC puede aproximarse por:



$$\Delta f_T = 2 (\delta + f_s) \quad (3.2)$$

para índices de modulación ( $m_f$ ) mayores que 1, donde

$\delta$  es la desviación máxima de frecuencia

$f_s$  es la máxima frecuencia de la señal útil en banda base.

$$m_f = \frac{\delta}{f_s}$$

para  $m_f < 0.5$  el ancho de banda es igual a 2 veces la máxima frecuencia de la señal.

El ancho de banda para emisiones del tipo pulsos como la empleada en los radares y sistemas de navegación, el ancho de banda de la emisión fundamental, para propósitos de análisis de la EMC, puede calcularse por medio de la siguiente ecuación:

$$\Delta f_T = \frac{2}{\pi \sigma}$$

donde

$\sigma$  es el ancho del pulso.

Por ejemplo, si el pulso tiene un ancho de  $.1\mu\text{seg}$ , el ancho de banda de la emisión fundamental es:

$$\Delta f_T = \frac{2}{\pi \times 10^{-7}} = 6.3 \text{ MHz}$$

Cuando no se tienen datos experimentales de la emisión fundamental es indispensable recurrir a curvas de envolvente generalizadas para realizar el análisis de la EMC de los sistemas. En la fig. 3.5 se muestran curvas de envolvente generalizadas útiles para el análisis de la EMC y que son compatibles con recomendaciones de organismos internacionales. En la Fig. 3.5a se muestra la envolvente para sistemas de comunicaciones de AM, en la fig. 3.5b sistemas de modulación de AM cuando la señal útil es voz; en la Fig. 3.5c para sistemas con modulación de FM. En la Fig. 3.5d la envolvente para modulación de pulsos como los empleados en los sistemas de navegación y radar.

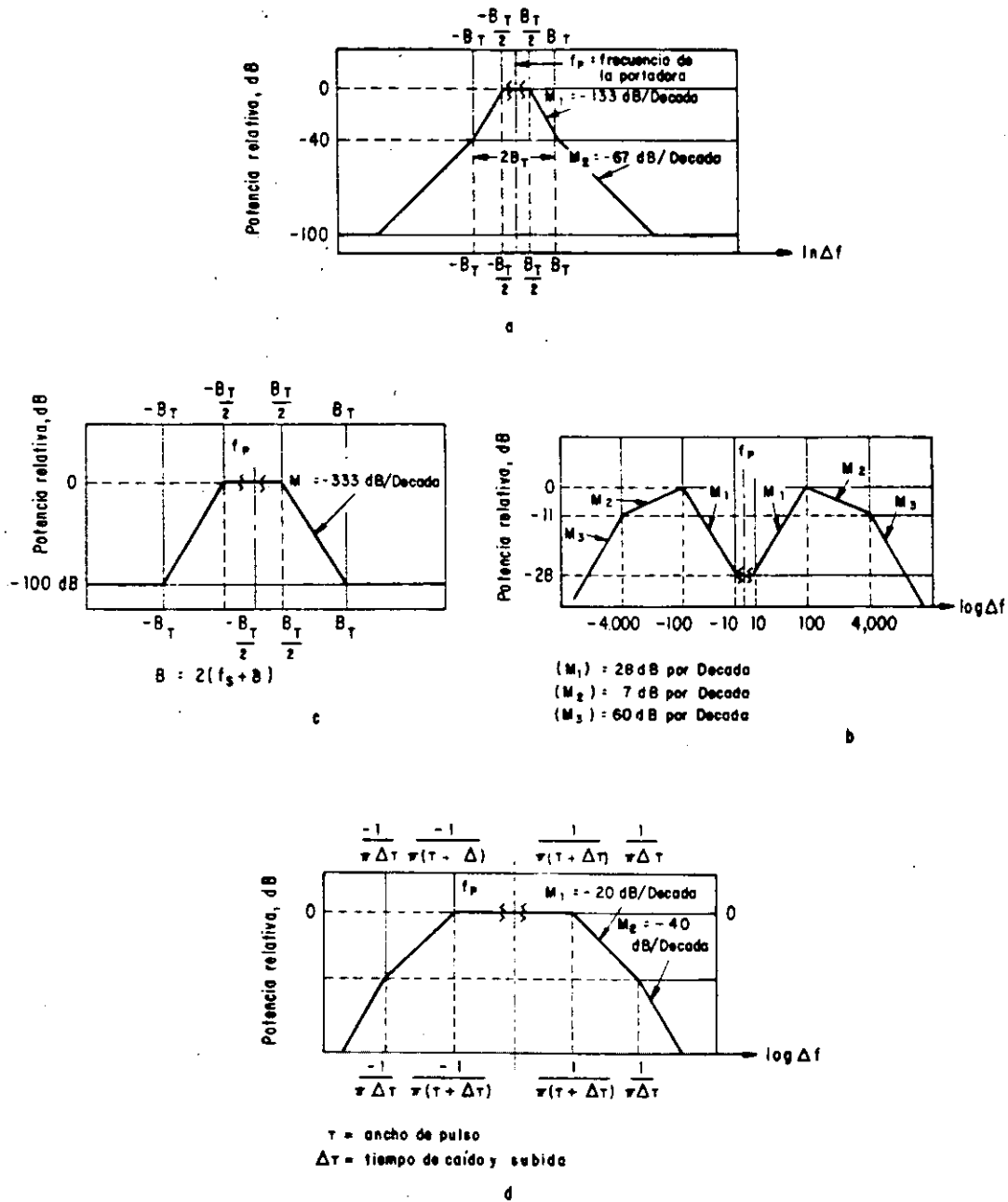


Fig. 3.5 Envolventes generalizadas para diferentes modulaciones

Cuando se hace el análisis de la EMC con ayuda de la computadora, las envolventes generalizadas mostradas en la Fig. 3.5 se pueden establecer en ecuaciones. Para otros tipos de modulación o cuando no son aplicables las envolventes generalizadas se puede aplicar el análisis de Fourier para encontrar la envolvente. Esta técnica es difícil de aplicar cuando la señal es una oscilación compleja, y es fácilmente aplicable para emisiones tipo pulso.

### III.3 EMISIONES DE COMPONENTES INDESEABLES

#### RELACIONADAS ARMONICAMENTE

En la mayoría de los transmisores, las emisiones relacionadas armónicamente tienen mayores amplitudes en comparación con otras emisiones indeseables, por lo tanto son los que pueden causar mayores problemas de EMI. Para realizar el análisis de la EMC se encuentra con la dificultad, de que en general no se disponen de datos sobre la emisión de armónicas, además el nivel de emisiones armónicas varía de transmisor a transmisor, aunque estos sean del mismo tipo. También el nivel de las emisiones armónicas son función de la vida y del mantenimiento del transmisor. Por lo tanto, para propósitos del análisis de la EMC, es recomendable establecer la probabilidad de que los niveles de emisiones relacionadas armónicamente se encuentren en ciertos límites, puesto que no es práctico ni útil establecer un nivel determinístico para un transmisor dado.

#### Ejemplo:

Supóngase que se tiene un receptor de microondas cuya sensibilidad es de -100 dBm y su frecuencia de portadora es de 7.4 GHz y existe un transmisor de operando en la frecuencia de 822 MHz con una potencia de la fundamental de 200 w. La novena armónica del transmisor varía de -50 dB a -110 dB y su valor promedio es aproximadamente de -80 dB relativos a la potencia de la fundamental.

La ganancia de la antena transmisora en la dirección del receptor

0 dB.

La ganancia de la antena receptora en la dirección del transmisor  
40 dB.

Distancia entre antena transmisora y receptora 1.6 Km

Es necesario predecir la potencialidad de que se presente una situación de EMI.

Las pérdidas de propagación libre a la frecuencia de 7.4 GHz y una distancia de 1.6 Km es de -110 dB.

El factor de acoplamiento  $C_{TR}$  es:

$$\begin{aligned}C_{TR}(\text{dB}) &= L_{TR} + G_T + G_R \\ &= -110 + 40 + 0 = -70 \text{ dB}\end{aligned}$$

A) PEOR CASO: -50 dB relativos a 200 w

Potencia fundamental = 53 dBm

Potencia novena armónica = 3 dBm

La potencia disponible en las terminales de entrada del receptor ( $P_A$ ) es:

$$\begin{aligned}P_A(\text{dBm}) &= P_{T9}(\text{dBm}) + C_{TR}(\text{dB}) \\ &= 3\text{dB} - 70 = -67\text{dBm}\end{aligned}$$

$$P_A = \text{sensibilidad} + 33 \text{ dBm}$$

la potencia disponible excede en 33 dB para producir interferencias.

B. EL MEJOR CASO

$$P_{T9} = + 53 - 110 = - 57 \text{ dBm}$$

la potencia disponible es

$$P_A = P_{T9} + C_{TR} = - 57 - 70 = - 127 \text{ dBm}$$

La potencia disponible es -27 dB menor que la sensibilidad y por lo tanto no se presenta situación de EMI

### C. CASO PROMEDIO

$$P_{T9} = + 53 - 80 = -27 \text{ dBm}$$

$$P_A = P_{T9} + C_{TR} = - 27 - 70 = - 97 \text{ dBm}$$

La potencia disponible es 3 dB mayor que la sensibilidad, por lo tanto se presenta una situación de EMI.

### MODELAMIENTO GENERAL DE LAS EMISIONES RELACIONADAS ARMONICAMENTE

Para modelar adecuadamente las emisiones armónicas es necesario definir tanto el nivel promedio como la distribución estadística de cada armónica. El modelo matemático descrito abajo se basa en las siguientes suposiciones:

- El nivel promedio de las armónicas decrece conforme crece el orden de la armónica.

- La desviación estándar del nivel de las armónicas es independiente del orden de la armónica.

La amplitud promedio puede modelarse como:

$$P_T(f_N) = P_T(f_p) + A \log N + B, \quad N \geq 2 \quad (3.3)$$

donde

$N$  es el orden de armónica

$P_T(f_p)$  es la potencia en dBm de la fundamental

$P_T(f_N)$  es la potencia de dBm de la armónica  $N$

$A, B$  son constantes del transmisor

$A$  es la pendiente de dB/decada

$B$  es el punto de intersección en dB de la envolvente de las armónicas con la emisión fundamental y relativa a la potencia de ésta.

La distribución estadística de cada armónica se especifica en términos de la desviación estándar  $\sigma(f_N)$ .

Es frecuente que no se disponga de mediciones estadísticas de los transmisores sobre sus emisiones armónicas y para realizar el análisis de la EMC se emplean modelos generalizados que son resultado de la estadística de transmisores medidos. Un modelo de este tipo se presenta en la tabla 3.1



Frecuencia de la fundamental

Constantes para modelar las emisiones relacionadas armónicamente

	A dB/DECADA	B dB RELATIVOS A LA FUNDAMENTAL	$\sigma(f_N)$ , dB
TRANSMISORES EN TODA LA BANDA DE RF Y POTENCIAS DE LA FUNDAMENTAL > 0.1 W	-70	-20	20
TRANSMISORES CON $f_p < 30\text{MHz}$	-70	-20	10
TRANSMISORES CON $30\text{ MHz} < f_p < 300\text{ MHz}$	-80	-30	15
TRANSMISORES CON $f_p > 300\text{ MHz}$	-60	-40	20

TABLA 3.1 Constantes para el modelamiento generalizado del nivel de las emisiones relacionadas armónicamente

### III.4 EMISIONES RELACIONADAS ARMONICAMENTE A UNA FRECUENCIA

#### DIFERENTE DE LA PORTADORA

Es frecuente que los transmisores tengan un reloj o un oscilador maestro, o que la frecuencia de la portadora se halla obtenido por medio de procesos de mezclaje.

Los niveles de las armónicas de estas oscilaciones generalmente son menores a los niveles de las armónicas de la portadora y en la mayoría de los casos de análisis de EMI se pueden despreciar.

Entre las diferentes emisiones relacionadas armónicamente con oscilaciones diferentes de la fundamental, que deben considerarse cuando grandes márgenes están presentes de interferencia son las que resultan de procesos de mezclarse

$$f_{nm} = nf_1 \pm mf_2 \quad (3.4)$$

donde

$f_{nm}$  son las frecuencias de las emisiones

$f_1$  y  $f_2$  son frecuencias de entrada

$n$  y  $m$  enteros positivos

generalmente la fundamental corresponde  $n = m = 1$

### III.5 EMISIONES NO RELACIONADAS ARMONICAMENTE

Debido al carácter inherente no lineal de alguna de las etapas de los transmisores, éste emite oscilaciones que no están relacionadas armónicamente, ni con la fundamental, ni con otras oscilaciones empleadas para generar la portadora.

Aunque las amplitudes de las emisiones no relacionadas armónicamente, son menores que las amplitudes de las emisiones relacionadas armónicamente, éstas deben de considerarse en el análisis de la EMC, y sobre todo, aquellas emisiones con frecuencias menores que la fundamental.

Un modelo matemático para predecir las emisiones no relacionadas armónicamente es:

$$P_T(f) = P_T(f_p) + D \log f/f_p + E \quad (3.5)$$

donde

D y E son constantes del transmisor.

D es la pendiente dB/decada

E es el punto de intersección en dB relativos a la potencia de la fundamental entre la pendiente y la fundamental

$P_T(f_p)$  es la potencia de la fundamental en dB

$P_T(f)$  es la potencia promedio en dBm a la frecuencia f

Como en el caso de la emisión fundamental y de las emisiones relacionadas armónicamente, también se presentan variaciones de los niveles de las emisiones no relacionadas armónicamente.

Un problema que se presenta frecuentemente es que no se disponen de datos experimentales de los transistores. El modelo generalizado para predecir el nivel de las emisiones relacionadas armónicamente se pueden emplear con buena aproximación para este caso.

Las emisiones tipo ruido generalmente no se consideran para el análisis de la EMC ya que sus niveles son sensiblemente menores a las amplitudes de otras emisiones no deseadas aunque cuando se tienen transmisores de muy grandes niveles, las emisiones de tipo ruido pueden causar interferencias; pero en general el ruido de banda ancha no se considera en los análisis de posibles situaciones de EMI.

### III.6 INTERMODULACION DE TRANSMISORES

Cuando dos o más transmisores están relativamente cercanos puede tener lugar el proceso de intermodulación por la interacción no lineal en los dispositivos de salida de los transmisores con la potencia acoplada a través de las antenas proveniente de los otros transmisores. El nivel de los productos de intermodulación depende de varios factores, los más importantes son: distancia entre transmisores, niveles de potencia y frecuencias de las fundamentales.

Una ilustración donde se muestra la posible generación de productos de intermodulación debidas a la interacción no lineal entre dos transmisores se muestra en la fig. 3.6

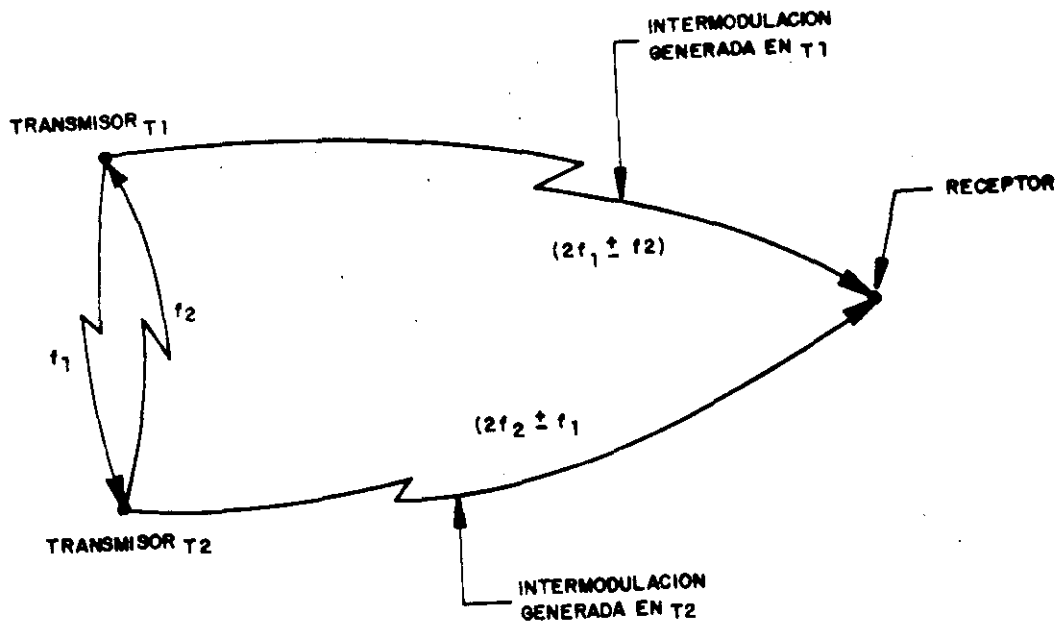


Fig. 3.6 Interacción no lineal entre dos transmisores

Cuando la separación entre las frecuencias de los transmisores es menor al 1% de una de la frecuencia portadora del transmisor interferido, el nivel de los productos de intermodulación ( $P_{IN}$ ) puede determinarse como

$$P_{IN} \text{ (dBm)} = P_{TI} \text{ (dBm)} - 10 \text{ dB} \quad (3.6)$$

donde

$P_{TI}$  es el nivel de potencia disponible en el transmisor interferido.

$P_{IN}$  es el nivel de intermodulación en la antena del transmisor interferido cuando la separación entre frecuencias es menor que 1%

Cuando la separación de las frecuencias de las emisiones fundamentales de los transmisores es igual o mayor al 1% el nivel de los productos de intermodulación de tercer orden puede encontrarse por medio de:

$$P_{IN} \text{ (dBm)} = P_{TI} \text{ (dBm)} - 10\text{dB} - 30 \log \Delta f(\%) \quad (3.7)$$

donde

$P_{IN}$  - potencia del producto de intermodulación en el transmisor

$\Delta f$  - separación de frecuencias en por ciento

$P_{TI}$  - potencia disponible de la señal interferente si se presenta la intermodulación entre transmisores

Estos productos de intermodulación contaminan el espectro electromagnético y se presenta la posibilidad de que un receptor sea interferido por estos productos de intermodulación. Aquí las pérdidas de propagación de los productos de intermodulación deben considerarse ya que se propaga del transmisor al receptor.

EJEMPLO: AMBIENTE ELECTROMAGNETICO DEBIDO A LOS PRODUCTOS DE INTERMODULACION GENERADO POR LAS ESTACIONES DE FM LOCALIZADAS EN EL CERRO DEL CHIQUIHUIE.

ESTACIONES

Frecuencia	Denominación	Potencia	PdBm	Transmisor
93.7 MHz	Radio Joya	98.1 Kw*	79.9	$f_1 - T_1$
97.7 MHz	Estereo 97.7	92.5 Kw*	79.6	$f_2 - T_2$
107.3 MHz	Radio Universal	100.49 Kw*	80.0	$f_3 - T_3$

Separación (supuesta) promedio entre transmisores 50 m.

Todas están separadas más de 1%, por lo tanto se aplicará la ec. 3.7

Las frecuencias esperadas considerando solo productos de intermodulación de 2<sup>o</sup> y 3<sup>er</sup> orden son:

$$f_1 + f_2 = 191.4 \text{ MHz}$$

$$f_1 - f_2 = 4 \text{ MHz}$$

$$2f_1 + f_2 = 285.1 \text{ MHz}$$

$$2f_1 - f_2 = 89.7$$

$$2f_2 + f_1 = 289.1$$

$$2f_2 - f_1 = 101.7$$

$$f_1 + f_3 = 201$$

$$f_1 - f_3 = 13.6$$

$$2f_1 + f_3 = 294.7$$

$$2f_1 - f_3 = 80.1$$

$$2f_3 + f_1 = 308.3$$

$$2f_3 - f_1 = 120.9$$

$$f_2 + f_3 = 205$$

$$f_2 - f_3 = 9.6$$

$$2f_2 + f_3 = 302.7$$

$$2f_2 - f_3 = 88.1$$

$$2f_3 + f_2 = 312.3$$

$$2f_3 - f_2 = 116.9$$

$$f_1 + f_2 + f_3 = 298.7$$

$$f_1 + f_2 - f_3 = 84.7$$

$$f_1 - f_2 + f_3 = 103.3$$

$$f_1 - f_2 - f_3 = 111.3$$

Si se supone que un radioreceptor se encuentra a 5 Km ¿Cuál sería la amplitud de los productos de intermodulación en la antena receptora. Si la sensibilidad es de -100.0 dB ¿existe probabilidad que el receptor sea interferido?



Aquí la propagación se consideró en espacio libre, por lo tanto las pérdidas de propagación para la señal interferente, se obtiene:

$$L(f,d) = 32 + 20 \log f_{\text{Mz}} + 20 \log d_{\text{Km}}$$

Los resultados se muestran en la tabla 3.2

Tabla 3.2 Frecuencias y niveles de potencia de los productos de intermodulación debido a la interacción no lineal entre tres transmisores de FM

TRANS INTER	$\Delta f\%$	TRANS INTER-FERIDO	FREC. DE INTERM. (MHZ)	L(dB) PERDIDAS ENTRE $T_1-T_2$	PIV(dB) POTENCIA DE INTERM	L(dB) ENTRE TI-REC	PA(dBm) EN EL REC	INTERM. POTENCIAL
T1	3.7	T2	$f_1+f_2$ (191.4)	45.8	4.8dBm	91.6	-87	SI ✓
T1	3.4	T2	$f_1-f_2$ (4)	45.8	4.8dBm	58	-53	SI **
T2	4.3	T1	$f_2+f_1$ (191.4)	45.4	-5.2dBm	91.6	-96.8	SI ✓
T2	4.3	T1	$(f_2-f_1)$ (4)	45.4	-5.2dBm	58	-63	SI **
T1	12.7	T3	$f_1+f_3$ (201)	46.6	-11.4dBm	92	-103	NO ✓
T1	12.7	T3	$f_1-f_3$ (13.6)	46.6	-11.4dBm	68.7	-80	SI **
T3	14.5	T1	$f_3+f_1$ (201)	45.4	-8.6dBm	92	-100.6	NO ✓
T3	14.5	T1	$f_3-f_1$ (13.6)	45.4	-8.6dBm	68.7	-77	SI **
T2	8.9	T3	$f_2+f_3$ (205)	46.6	-6.3	92.2	-98.3	SI ✓
T2	8.9	T3	$f_2-f_3$ (9.6)	46.6	-6.3	65.6	-70.2	SI **
T3	9.8	T2	$f_3+f_2$ (205)	45.8	-4.6	92.6	-97.5	SI ✓

Tabla 3.2 Continúa

TRANS INTERFERENTE	$\Delta f\%$	TRANS INTERFERIDO	FREQ. DE INTERM. (MHZ)	L (dB) PERDIDAS ENTRE T1-T2	PIN (dBm) POTENCIA DE INTERM	L (dB) ENTRE TI-REC	PA (dBm) EN EL REC	INTERM. POTENCIAL
T3	9.8	T2	$f3 - f2$ (9.6)	45.8	-4.6	65.6	-70.2	SI **
T1	3.7	T2	$2f1 + f2$ (285.1)	45.8	6.7	95.1	-88.4	SI ✓
T1	3.7	T2	$2f1 - f2$ (89.7)	45.8	6.7	85.1	-78.4	SI ✓*
T1	3.7	T2	$(2f2 + f1)$ (289.1)	45.8	6.7	95.2	-88.5	SI ✓
T1	3.7	T2	$2f2 - f1$ (101.7)	45.8	6.7	86.1	-79.4	SI *
T1	12.7	T3	$2f1 + f3$ (294.3)	46.6	-9.7	95.4	-105.1	NO *
T1	12.7	T3	$2f1 - f3$ (80.1)	46.6	-9.7	84.1	-93.8	SI ✓
T1	12.7	T3	$2f3 + f1$ (308.3)	46.6	-9.7	95.8	-105.6	NO ✓
T1	12.7	T3	$2f3 - f1$	46.6	-9.7	72.4	-82.1	SI ✓
T2	4.3	T1	$2f2 + f1$ (289.1)	45.4	5.5	95.2	-89.7	SI ✓
T2	4.3	T1	$2f2 - f1$ (101.7)	45.4	5.5	86.1	-80.6	SI ✓

Tabla 3.2 Continuación

TRANS INTERFERENTE	$\Delta f\%$	TRANS INTERFERIDO	FREC. DE INTERM. (MHZ)	L (dB) PERDIDAS ENTRE T1-T2	PIN (dBm) POTENCIA DE INTERM	L (dB) ENTRE TI-REC	PA (dBm) EN EL REC	INTERM. POTENCIAL
T2	4.3	T1	$2f_1 + f_2$ (294.3)	45.4 dB	5.5	95.4	-89.9	SI *
T2	4.3	T1	$2f_1 - f_2$ (80.1)	45.4 dB	5.5	84.1	-78.6	SI ✓
T2	8.9	T3	$2f_2 + f_3$ (302.7)	46.6	-5.1	95.6	-100.7	NO *
T2	8.9	T3	$2f_2 - f_3$ (88.1)	46.6	-5.1	84.9	-90	SI ✓
T2	8.9	T3	$2f_3 + f_2$ (312.3)	46.6	-5.1	95.9	-101	NO *
T2	8.9	T3	$2f_3 - f_2$ (116.9)	46.6	-5.1	87.4	-92.5	SI ✓
T3	14.5	T1	$2f_3 + f_1$ (808)	45.4	-10.3	95.8	-106.3	NO *
T3	14.5	T1	$2f_3 - f_1$ (20.9)	45.4	-10.3	72.4	-82.7	SI * *
T3	14.5	T2	$2f_2 + f_3$ (302.7)	45.4	-5.7	95.6	-106	NO *
T3	14.5	T2	$2f_2 - f_3$ (88.1)	45.4	-5.7	84.9	-95.2	SI ✓
T3	9.8	T2	$2f_3 + f_2$ (312.3)	45.8	-5.9	95.9	-102	NO *

TRANS INTERFERENTE	$\Delta f\%$	TRANS INTERFERIDO	FREC. DE INTERM. (MHz)	L (dB) PERDIDAS ENTRE T1-T2	PIW (dBm) POTENCIA DE INTERM	L (dB) ENTRE T1-REC	PA (dBm) EN EL REC	INTERM. POTENCIAL
T3	9.8	T2	293-42 (116.9)	45.8	-5.9	87.4	-93.3	SI ✓
T4	3.7	T2, T3	911-2+13 298.7	45.8	6.8	95.5	-89.5	SI *
T1	9.7	T2, T3	f1-f2+f3 (103.3)	45.8	6.8	86.3	-79.5	SI ✓*
T1	3.7	T2, T3	f1-f2-f3 (111.3)	45.8	6.8	86.9	-90.1	SI ✓
T1	3.7	T2, T3	911-2-13 (84.1)	45.8	6.8	84.5	-77.7	SI ✓

MEDICIONES EN LABORATORIO CON ANTENA DIPOLO, SINCRONIZADA Y CON POLARIZACION HORIZONTAL.

EL PARAMETRO DE FUE SI SE ESCUCHA O NO LA ESTACION O ESTACIONES

✓ SI SE ESCUCHA

\* NO SE ESCUCHA

✓\* INTERFIERE A OTRA ESTACION (EN CIERTA DIRECCION)

Notas de la tabla 3.2

-Las mediciones en laboratorio se hicieron con una antena con polarización horizontal

-El parámetro de evaluación fue cualitativo, se escucha o no la estación o estaciones:

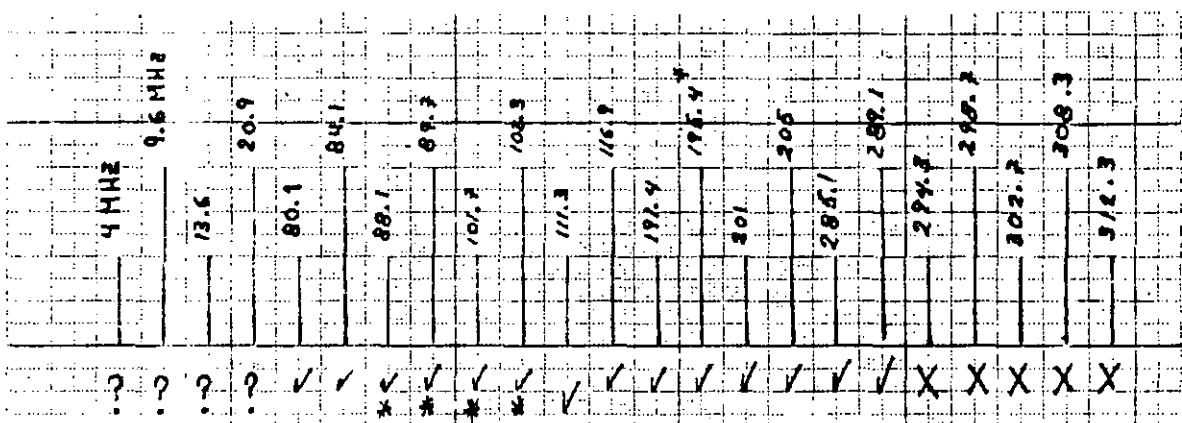
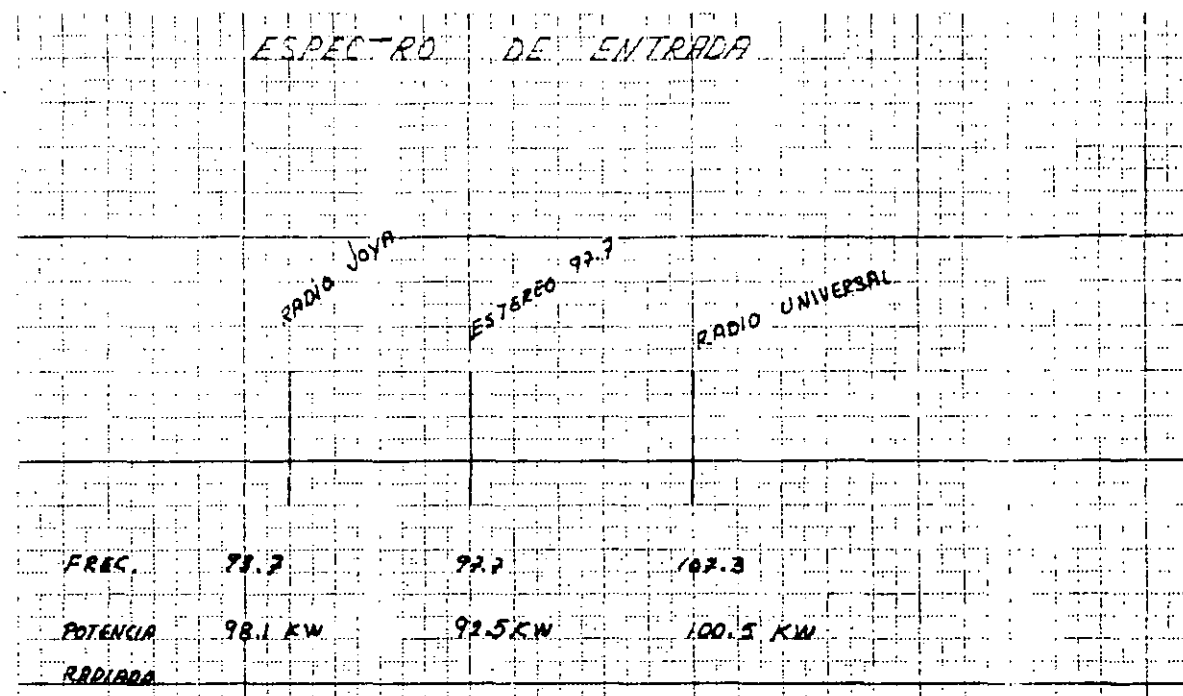
- si se escucha

X - no se escucha

V\*- interfiere a otras estaciones de FM en cierta dirección.

- En el cálculo de  $P_{INR}$  se consideró que el receptor emplea una antena monopolo de  $\lambda/4$ .

- Una representación del espectro de entrada y salida se muestra en la fig. 3.7a y 3.7b respectivamente.



ESPECTRO ESPERADO FUERA DE BANDA DEBIDO A LA INTERACCIÓN NO LINEAL DE LOS TRANSMISORES

- ? NO SE MIDIERON
  - X NO SE CAPTARON
  - ✓ SE CAPTARON
  - ✓\* INTERFIEREN (DEGRADAN) LA RECEPCIÓN DE LAS TRANS. EN ESAS FRECUENCIAS
- SIN ESCALA TANTO HORIZONTAL COMO VERTICAL

Fig. 3.7 Representación de las emisiones fundamentales de los transmisores de las emisiones fuera de banda a causa de la interacción no lineal entre ellos.

## IV. CARACTERISTICAS IMPORTANTES DE LOS RECEPTORES PARA EL ANALISIS DE LA EMC DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

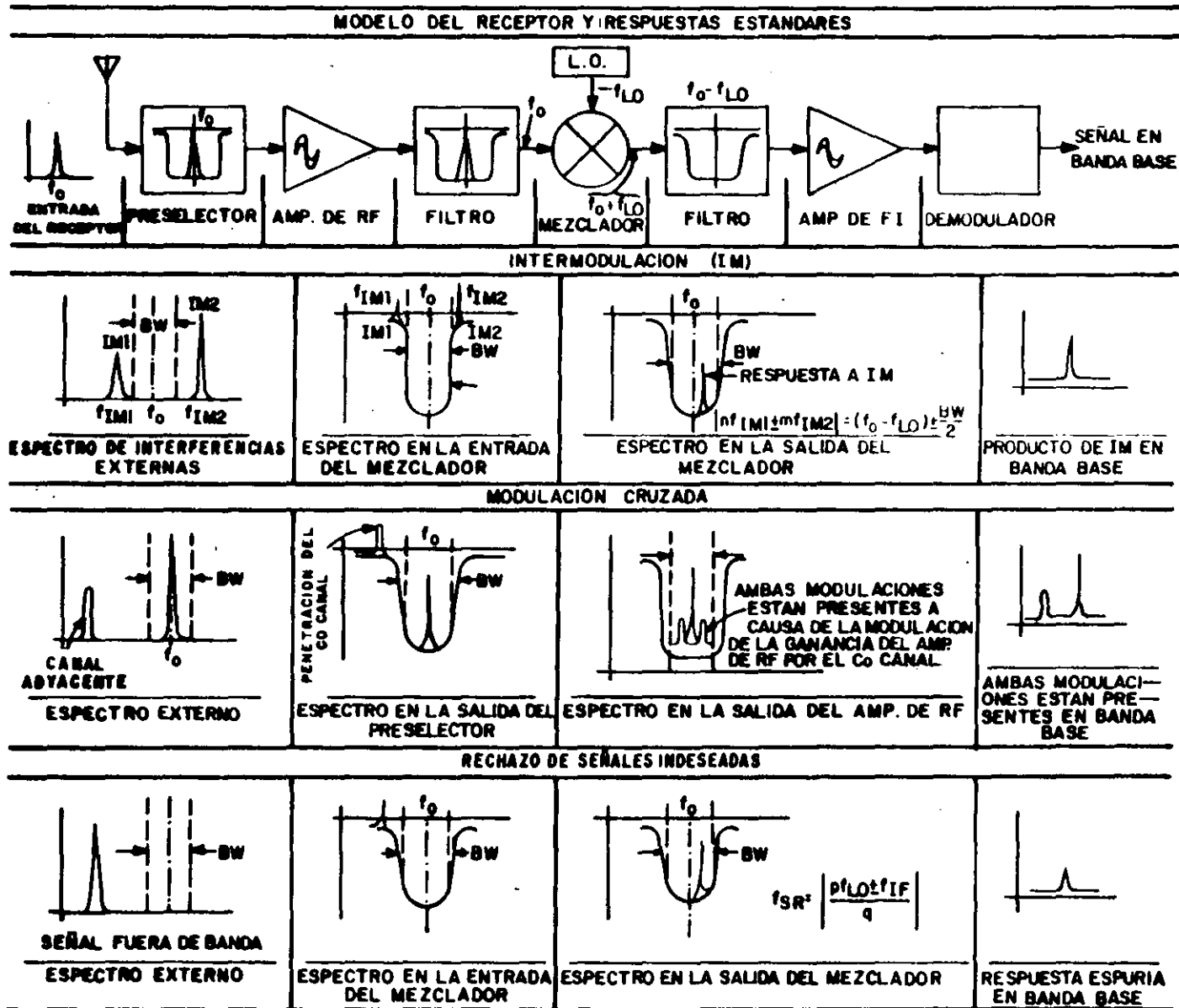
### IV.1 INTRODUCCION

Se diseñan a los receptores para que funcionen a la frecuencia de sintonía, pero sus características inherentes reproducen otras frecuencias indeseables, por lo tanto es necesario describir la susceptibilidad del receptor no sólo a señales que se encuentren en el ancho de banda de recepción sino también a otras emisiones. Con el objeto de encontrar la susceptibilidad a diferentes emisiones es indispensable considerar los efectos interferentes que puede causar una señal interferente.

La gran mayoría de los receptores modernos son del tipo superheterodino, y su diagrama a bloques resulta de las funciones que éste debe de realizar, el cual puede tener una o varias etapas de mezclado. En general los receptores de comunicaciones tienen 2 ó 3 etapas de mezclado, como se ilustra en la fig. 4.1



Fig. 4.1 Diagrama a bloques de un receptor y algunas de sus respuestas



Las interferencias incidentes en la antena del receptor se pueden clasificar usando como referencia el canal de sintonización. Las interferencias pueden clasificarse en:

Co- canales, adyacentes y fuera de banda

## IV.2 DEFINICIONES DE LAS INTERFERENCIAS RELATIVAS

### AL CANAL DE SINTONIA

**INTERFERENCIAS COCANALES.** Por interferencia cocanal se entiende toda aquella señal indeseable que tienen frecuencias que se encuentra dentro de la banda de sintonía. La frecuencia de la interferencia co-canal es tal que es trasladada a la frecuencia intermedia del receptor en la misma manera que se hizo para la señal útil

$$f_{INT} \approx f_{RF} + \frac{1}{2} \Delta f_I \quad (4.1)$$

donde

$f_{INT}$  es la frecuencia de la señal interferente

$f_{RF}$  es la frecuencia de sintonía del receptor

$\Delta f_I$  es el ancho de banda más angosto de las etapas de FI

Para hacer el análisis de la probabilidad de la interferencia a causa de de señales co-canales se procede de la misma manera que cualquier otro tipo de interferencias, pero es importante hacer notar que los radorreceptores son altamente susceptibles a estas interferencias debido a que los disturbios co-canalesse amplifican, filtran y detectan junto con la señal útil. Las manifestaciones más importantes de este tipo de interferencia son la desensibilización del receptor y el enmascaramiento de la señal por interferencia.

Para el diseño de la EMC del sistema: primero se realiza el análisis de amplitud, tanto para la emisión fundamental del transmisor como para sus emisiones parásitas fuera de banda, tanto para las relacionadas armónicamente con la emisión fundamental, como también para las emisiones espurias no relacionadas armónicamente. Generalmente para este tipo de análisis la sensibilidad del receptor se considera como el umbral de la susceptibilidad a oscilaciones co-canales.

En segundo lugar se realiza en análisis frecuencial, en esta etapa de análisis se deben considerar tanto el ancho de banda del transmisor interferente y del receptor interferido, así como la desintonización entre estos. Como resultado de este análisis se eliminan algunas situaciones potenciales de interferencias resultantes del análisis de amplitud.

En tercer lugar cuando se hace el análisis detallado, todavía se eliminan otras situaciones potenciales de interferencias al considerar la dependencia de la dirección y del tiempo de los disturbios co-canales, éstas también deben de considerarse en situaciones de interferencias múltiples.

Finalmente en el análisis del funcionamiento se deben considerar los tipos de modulación de la señal útil y del disturbio electromagnético, así como también se deben de considerar las relaciones señal/ruido y señal/interferencia en la entrada del detector, y las características de este último

**INTERFERENCIAS ADYACENTES.** La señal interferente del canal adyacente es toda aquella señal indeseable que tiene frecuencia que cae dentro o cercana a la banda de paso del filtro de RF, pero que después del mezclaje queda fuera del ancho de banda del filtro de FI. Una interferencia adyacente puede quedar varios canales a los lados del canal sintonizado.

Si tienen una amplitud grande los disturbios que caen en el canal adyacente pueden producir diferentes efectos no lineales: intermodulación, modulación cruzada, desensibilización, conversión AM-PM; estos efectos se generan ya sea en el amplificador de RF o en el mezclador. A causa de la intermodulación y modulación cruzada, la interferencia se puede trasladar a la banda de sintonía, sucediendo que tanto la señal útil como el disturbio electromagnético aparezca en la entrada de la etapa de FI, y la amplitud relativa del disturbio en la entrada del detector será función de su ancho de banda y de la selectividad de la etapa de FI.

*INTERFERENCIAS FUERA DE BANDA.* Por interferencia fuera de banda se entiende a toda aquella señal indeseable que queda más alejada de la región de las interferencias adyacentes.

Una representación de las tres regiones de interferencias relativa a la frecuencia de sintonía de los receptores se muestra en la fig. 4.2

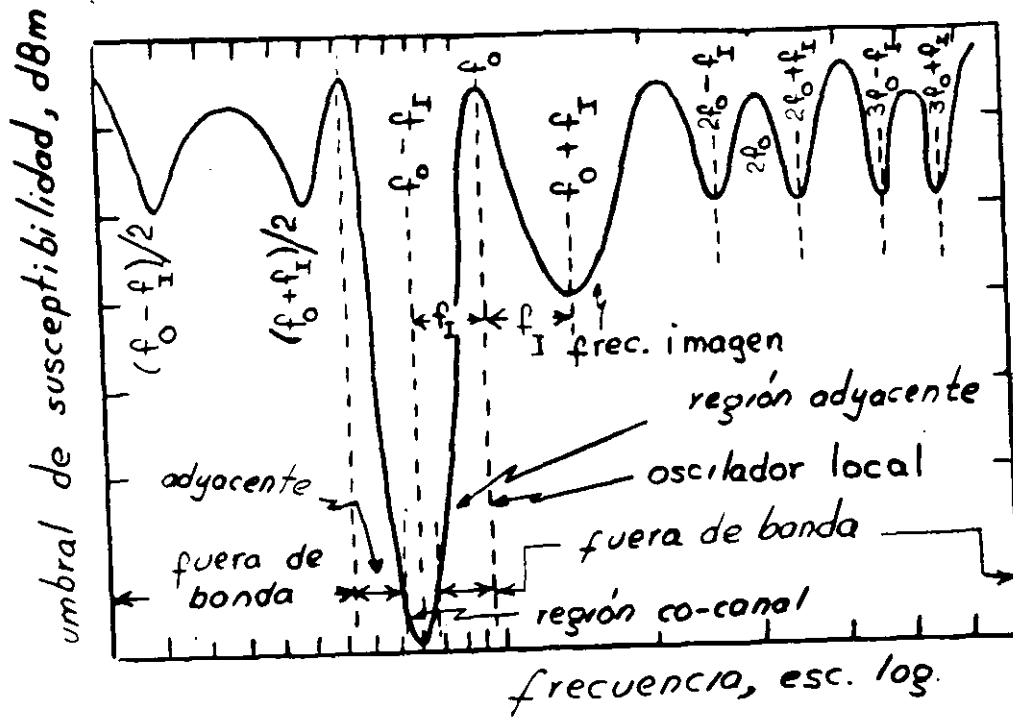


Fig. 4.2 Representación de las regiones de interferencia de un receptor

**CONVERSION AM-PM.** Es el efecto causado por las no linealidades de tercer orden que a causa de variaciones del nivel de los disturbios del canal adyacente causan modulación de fase en la señal útil, este tipo de efecto juega un papel importante en los sistemas de modulación angular tanto analógica como digital.

**INTERMODULACION.** Es un efecto no lineal el cual se manifiesta en la generación de nuevas componentes cuya frecuencia es una combinación de frecuencias de los disturbios en la entrada del receptor. Este es uno de los fenómenos no lineales que pueden degradar sensiblemente la EMC de los receptores. Por ejemplo un receptor sintonizado en 200 MHz, si el campo incidente de la antena, también lo componen dos disturbios en el canal adyacente, con frecuencias  $2f_1 - f_2 = 200$  MHz, el producto de intermodulación se encontrará en la misma banda del mensaje útil y ya no se podrá filtrar. Un caso numérico sería:

$$f_1 = 210 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 220 \text{ MHz}$$

$$2f_1 - f_2 = 420 - 220 = 200 \text{ MHz}$$

Si en la antena inciden  $n$  disturbios a causa de la intermodulación aparecen un conjunto de componentes con frecuencias

$$2f_1 \pm f_j$$

$$f_1 \pm f_j \pm f_k$$

$$f_1 \pm f_j \tag{4.2}$$

donde

$$i = 1, 2, \dots, n - 1$$

$$j = 1, 2, \dots, n - 1$$

$$k = 1, 2, \dots, n - 1$$

Las componentes con frecuencias  $f_1 \pm f_j$  se denominan productos de intermodulación de 2<sup>o</sup> orden ya que son generados por las no linealidades de 2<sup>o</sup> orden de los componentes. Los componentes con frecuencias  $2f_1 \pm f_j$ ,  $f_1 \pm f_j \pm f_k$  se denominan productos de intermodulación de tercer orden, ya que son generados por la interacción de los productos de intermodulación de 2<sup>o</sup> orden y por las no linealidades de 3<sup>er</sup> orden de los componentes del sistema.

Existen también productos de intermodulación de más alto orden, generados fundamentalmente por las no linealidades de más alto orden pero en condiciones normales de operación de los bloques del canal lineal de los receptores, son despreciables, ya que estos son diseñados para que funcionen lo más próximos a lineales. Una representación gráfica de los productos de intermodulación de 2<sup>o</sup> y 3<sup>er</sup> orden provenientes de dos disturbios de entrada se muestra en la fig. 4.3

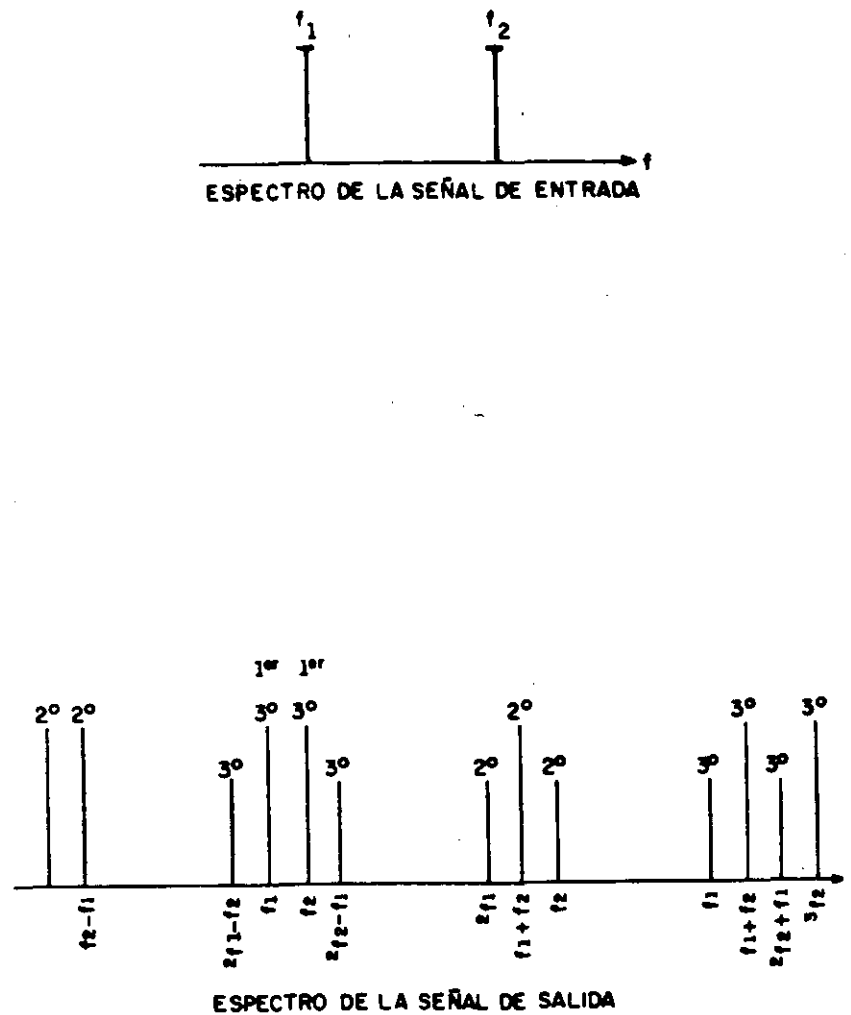
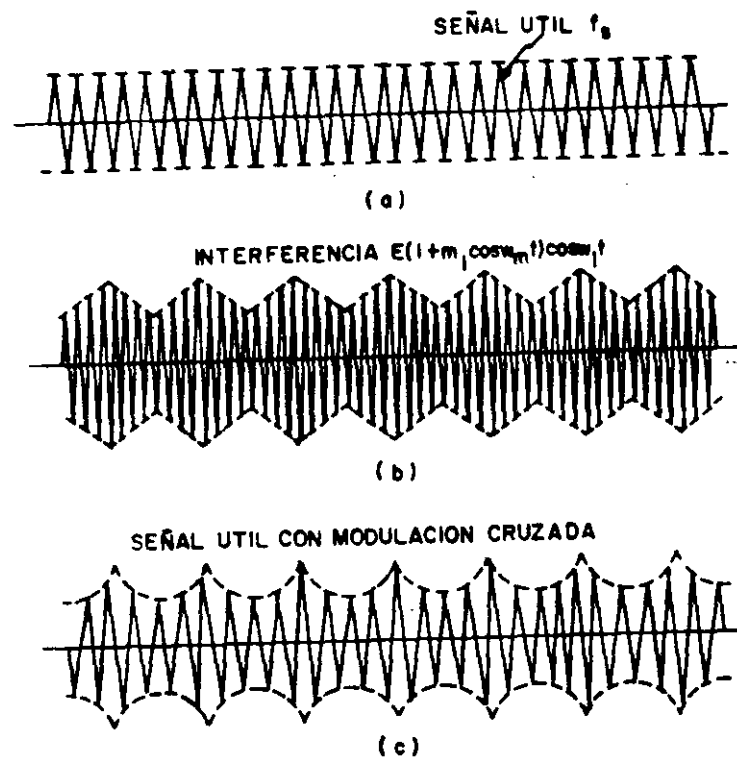


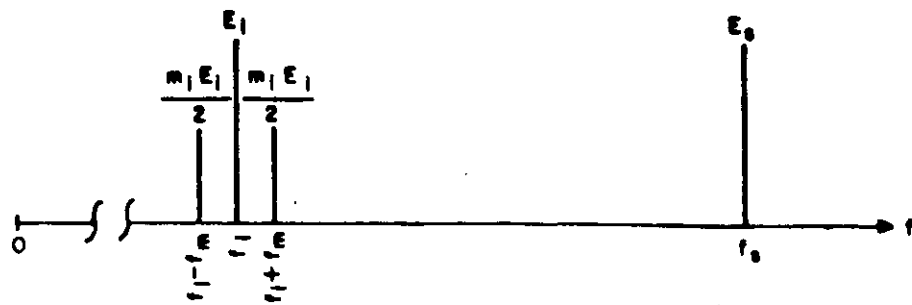
Fig. 4.3 Espectro de salida generados por no linealidades de 2<sup>o</sup> y 3<sup>er</sup> orden cuando en la entrada se tienen dos oscilaciones



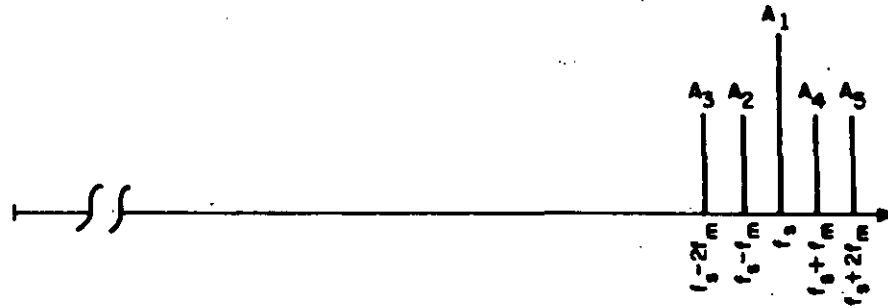
**MODULACION CRUZADA.** Es un efecto no lineal de tercer orden que consiste en la transferencia de la modulación de una emisión indeseable hacia la señal útil, está, como los otros fenómenos no lineales, puede tener lugar en cualquier etapa del canal lineal del receptor. Una representación gráfica de la modulación cruzada, se presenta en la fig. 4.4



**Fig. 4.4.** Representación de la modulación cruzada de una señal sin modulación y un disturbio con modulación de amplitud



ESPECTRO DE ENTRADA



espectro de salida, en el cual solo se consideran las componentes que representan la modulación cruzada

Fig. 4.4 Continuación

**DESENSIBILIZACION.** Es un efecto no lineal causado por las no linealidades de tercer orden de los elementos semiconductores que forman el canal lineal del receptor, y se manifiesta en la reducción de la ganancia para la señal útil a causa de la presencia de una interferencia grande. La reducción de la ganancia en los receptores puede tener lugar debido a que la emisión indeseable accione el control automático del receptor o que lleve al amplificador a saturación o corte.

Las bases para el análisis de amplitud de la EMC para disturbios del canal adyacente se obtienen de los resultados del análisis de amplitud para los disturbios co-canales. Después se realizará el análisis frecuencial en el cual se considerarían, la separación frecuencial entre el disturbio interferente y la frecuencia de sintonía, los efectos combinados de los anchos de banda de la señal y receptor, del espectro del disturbio y la selectividad del receptor. Este análisis permite determinar los disturbios que caen dentro de la banda de las etapas de RF y con amplitud suficiente para causar efectos no lineales.

En el análisis detallado de la EMC se deben de considerar tanto el efecto de aislado como en conjunto de los disturbios intensos con el objeto de evaluar los efectos no lineales causados por éstos al pasar por el preamplificador de RF

## INTERFERENCIAS FUERA DE BANDA

En la mayoría de los casos, para que los disturbios fuera de banda generen respuestas espurias en el receptor, estos deben ser bastante intensos. Los receptores superheterodinos son particularmente vulnerables a los disturbios que al mezclarse con la oscilación local o sus armónicos generan señales con frecuencias dentro de la banda de FI. Los disturbios fuera de banda que al mezclarse con las armónicas del oscilador local que generan componentes con frecuencia fuera de banda de FI, son fuertemente atenuadas por la selectividad de RF

Para realizar el análisis de amplitud es necesario disponer de las respuestas espurias y sus umbrales de susceptibilidad del receptor. Estos umbrales deben de especificarse estadísticamente ya que varían aleatoriamente de unidad a unidad.

Para las combinaciones transmisor-receptor que presentaron situaciones potenciales de interferencias para disturbios fuera de banda, es necesario relizar el análisis de frecuencia, y después el análisis detallado, lo anterior sólo se realizará para aquellas combinaciones transmisión - receptor que todavía presenten situaciones potenciales de interferencia una vez hecho el análisis de frecuencia de la misma manera al realizarlo para disturbios en la banda co-canal y en la banda adyacente.

### IV.3 MODELOS DE SUSCEPTIBILIDAD PARA RADIORRECEPTORES

Para las tres bandas en las cuales se han clasificado los disturbios electromagnéticos que pueden causar interferencias, es necesario disponer de modelos de susceptibilidad que sean consistentes con los modelos de Transmisores, Antenas y Propagación con el objeto de tener un medio eficiente de evaluar la EMC de los sistemas. Además se requieren modelos eficientes para evaluar los diversos efectos no lineales que pueden surgir en las diferentes etapas anteriores al detector, debido a la presencia de disturbios de amplitud grande.

#### IV.3.1 MODELOS DEL UMBRAL DE SUSCEPTIBILIDAD PARA DISTURBIOS CON FRECUENCIAS EN LA BANDA CO-CANAL DE LOS RECEPTORES

Puesto que los disturbios co-canal caen dentro de la frecuencia de operación y después de mezclarse con las oscilaciones local, se encuentran dentro del ancho de banda de los filtros de frecuencia intermedia, éstos se amplifican y detectan junto con la señal útil. Es por esta situación que los receptores de cualquier tipo son altamente susceptibles a disturbios co-canal de bajo nivel. Estos disturbios enmascaran la señal útil y si son de amplitud relativamente grande pueden causar desensibilización del receptor, conversión AM-PM entre otros efectos.

Puesto que los receptores son altamente susceptibles a este tipo de disturbios, generalmente se emplea la sensibilidad (nivel de ruido propio de los receptores) como umbral de la susceptibilidad para disturbios co-canal, ya que éste es el mínimo del nivel del disturbio interferente que se puede considerar.

Para propósitos del análisis de la *EMI*, la susceptibilidad del receptor a interferencias co-canal se debe representar como un parámetro estadístico, el cual tiene un valor medio  $P_R(f_R)$  igual al nivel nominal de ruido del receptor. Lo anterior se debe a que en receptores del mismo tipo existe variación, de equipo a equipo, en la susceptibilidad a las interferencias co-canal.

Si no se disponen de datos medidos sobre el umbral de la susceptibilidad a interferencias co-canal (ruido del receptor), este umbral puede calcularse con ayuda de la ec. 4.3 y considerando tanto al ancho de banda como la Figura del ruido del receptor.

$$P_R(f_R) = KTB_R F, W$$

(4.3)

donde

$K = 1.38 \times 10^{-23} \text{ W/}^\circ\text{K/Hz}$  es la constante de Boltzman

$T$  es la temperatura absoluta en  $^\circ\text{K}$

$B_R$  es el ancho de banda del receptor

Si se supone temperatura ambiente, la ec. 4.3 se convierte en

$$P_R(f_R) = \{ -174 + 10 \log(B_R) + F(\text{dB}) \}, \text{ dB}$$

(4.4)

Una representación gráfica de la ec. 4.4 para diferentes anchos de banda y figura de ruido se ilustra en la fig. 4.5.

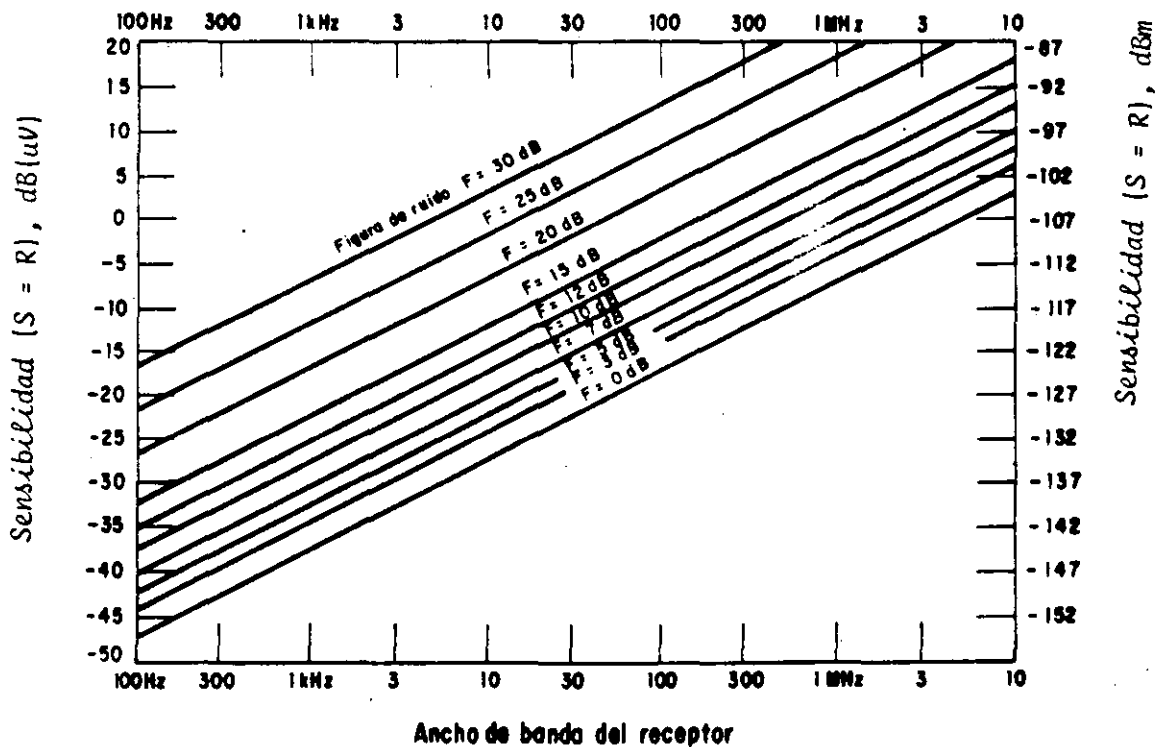


Fig. 4.5 Sensibilidad de receptores como función del ancho de banda y de la figura de ruido

Figuras de ruido típicas de amplificadores se ilustra en la fig. 4.6

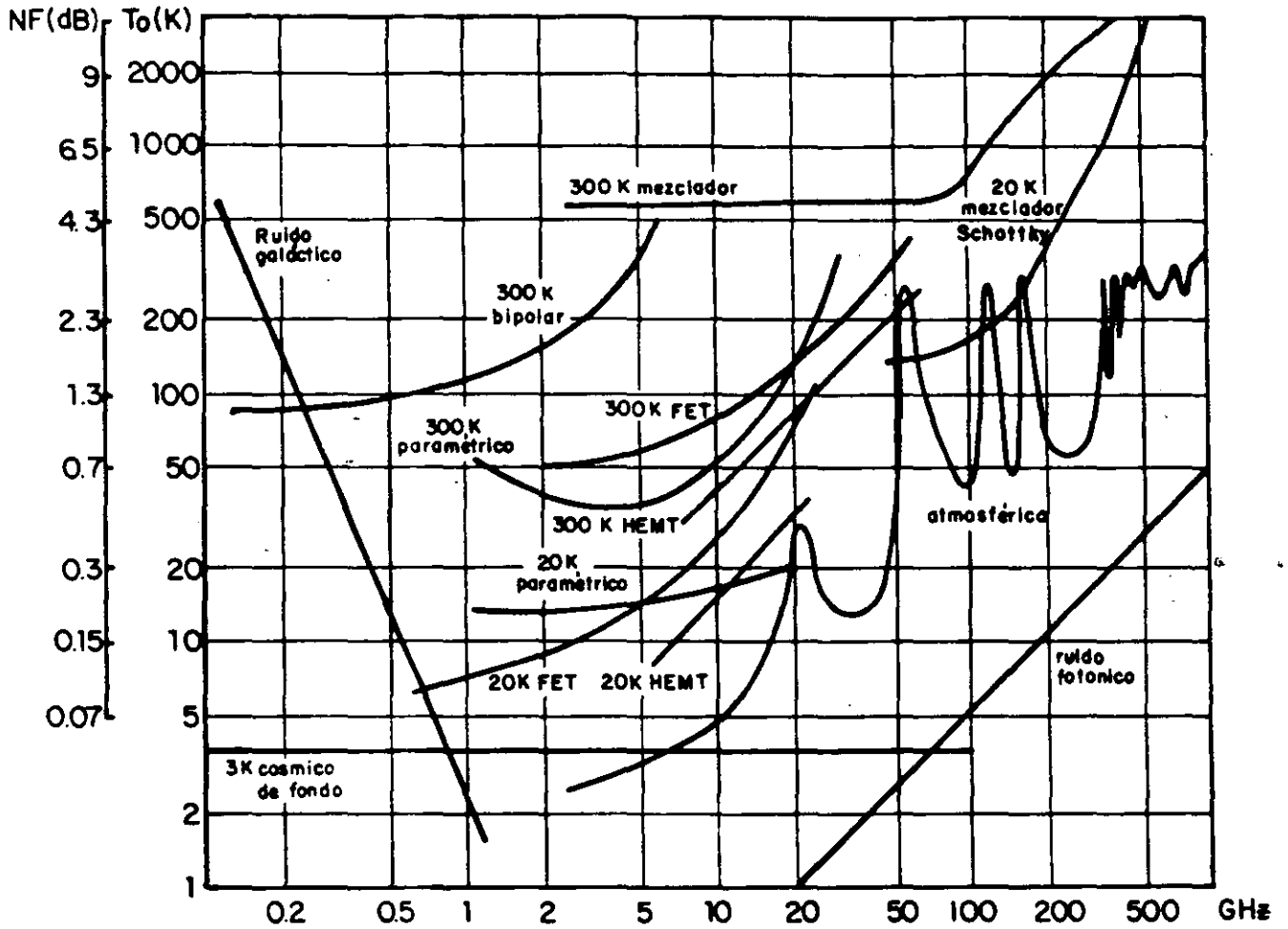


Fig. 4.6 Figuras de ruido típicas de amplificadores y mezcladores con diferentes elementos



## EJEMPLO

Supóngase que se tiene un receptor para comunicaciones celulares cuya frecuencia de sintonía es 980 MHz, el ancho de banda del filtro de FI es de 12 KHz, y una figura de ruido de 2 dB ¿Cuál es el umbral de sensibilidad para interferencias co-canal (umbral de la susceptibilidad = sensibilidad).

$$P_R(f_R) = \{ -174 + 10 \log (12 \times 10^3) + 2 \}, \text{ dBm}$$

$$= -133 \text{ dBm}$$

#### IV.4 MODELOS DE LA SUSCEPTIBILIDAD DE LOS RECEPTORES PARA INTERFERENCIAS EN EL CANAL ADYACENTE

Las interferencias del canal adyacente caen fuera de la región co-canal (al mezclarse caen fuera del ancho de banda del filtro de FI), pero caen dentro del ancho de banda del filtro de radiofrecuencia. Estas interferencias causan interacciones no lineales en el preamplificador o en el mezclador, y para caracterizar al receptor, con propósitos de diseño de la EMC, es necesario considerar la selectividad y varias interacciones no lineales: *Generación de armónicas, Comprensión, desensibilización, intermodulación, modulación cruzada y conversión AM/PM.*

##### SELECTIVIDAD DE LOS RECEPTORES

La selectividad de los receptores superheterodinos está determinado por la selectividad de los filtros de FI, la cual determina la capacidad de los receptores para rechazar disturbios en los canales adyacentes del canal de sintonía. Si la selectividad no es la adecuada, las señales interferentes del canal adyacente serán transferidas a través del receptor, junto con la señal útil causando interferencias al receptor.

Por este motivo para el análisis de EMC es necesario considerar la selectividad del receptor para determinar su influencia sobre la interferencia.

El modelo matemático empleado para modelar la selectividad del receptor (FI) se representa en la siguiente ec.

$$S(\Delta f) = S(\Delta f_1) + S_1 \log (\Delta f / \Delta f_1) \quad (4.4)$$

con

$$\Delta f_1 < \Delta f \leq \Delta f_1 + 1$$

(4.5)

$$\Delta f = |f - f_R|$$

donde

$S_1$  es la pendiente de la curva de la selectividad

$\Delta f_1$  es el ancho aplicable a la región del canal adyacente.

Cuando se disponen de datos, la ec. 4.5 se puede usar para especificar desviaciones de frecuencia, para las cuales se tienen niveles de selectividad de 3dB, 20dB y 60dB. Generalmente, se considera que el valor máximo de la selectividad de un receptor es de 100 dB. Esto implica que disturbios mayores de 100 dB sobre la sensibilidad del receptor pueden entrar a éste y volverse una fuente de EMI. Una representación gráfica de este modelo se ilustra en la fig. 4.7

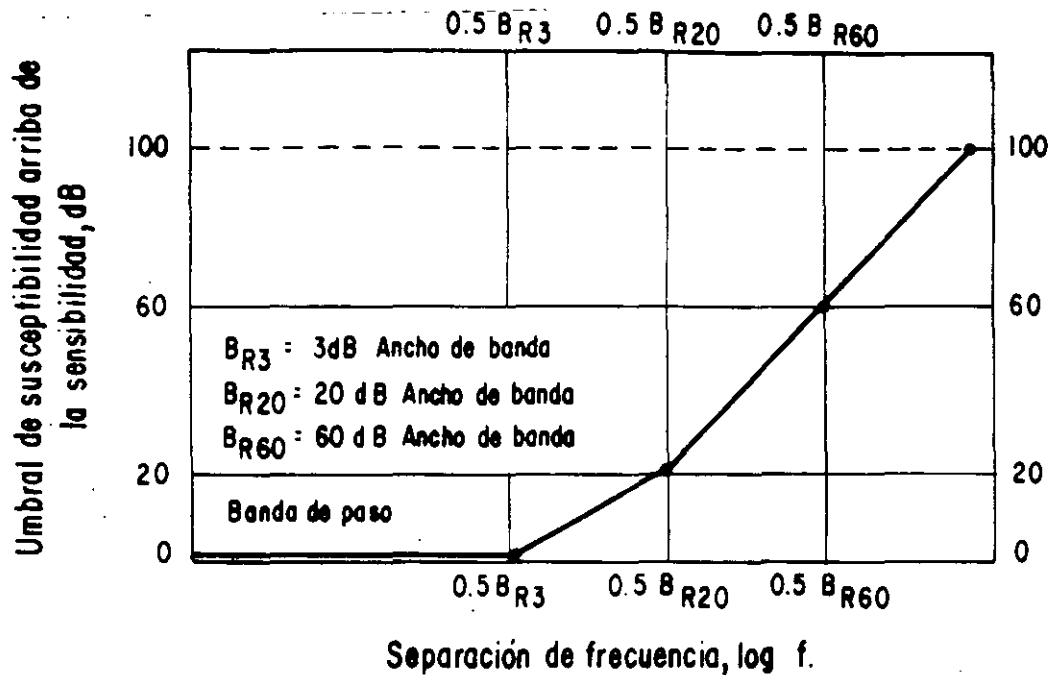


Fig. 4.7 Modelo de la Sensibilidad de los receptores para el umbral de susceptibilidad, referidos al nivel de sensibilidad

#### EJEMPLO

Supóngase que se tiene receptor de radar empleado para el aterrizaje de aviones en un aeropuerto. Los anchos de banda de la curva de selectividad del filtro de FI son

3 dB	2MHz	- $2\Delta f_1$
20 dB	4MHz	- $2\Delta f_2$
60 dB	8MHz	- $2\Delta f_3$

¿Cuáles serían los rechazos a señales interferentes del canal adyacente en las frecuencias de 3 MHz y 20 MHz?.

La sensibilidad relativa  $S(\Delta f)$  dentro del intervalo de la banda de sintonía es 0dB

$$S(\Delta f) = 0\text{dB}$$

Si

$$\Delta f \leq \Delta f_1 = 1 \text{ MHz}$$

la selectividad en 20 dB es

$$\begin{aligned} 20 \text{ dB} &= S(\Delta f_1) + S_1 \log (\Delta f_2 / \Delta f_1) \\ &= 0\text{dB} + S_1 \log (2\text{MHz} / 1\text{MHz}) \end{aligned}$$

$$S_1 = 67 \text{ dB/decada}$$

de aquí

$$S(\Delta f) = 67 \log \left( \frac{\Delta f}{\Delta f_1} \right)$$

esta ecuación es válida para,

$$\Delta f_1 \leq \Delta f \leq \Delta f_2$$

o sea

$$1\text{MHz} \leq \Delta f \leq 2 \text{ MHz}$$

la selectividad en  $\Delta f = \Delta f_3$  es de 60 dB

$$\begin{aligned} 60\text{dB} &= S(\Delta f_2) + S_2 \log (\Delta f_3 / \Delta f_2) \\ 60\text{dB} &= 20\text{dB} + S_2 \log (4\text{MHz} / 2 \text{ MHz}) \end{aligned}$$

$$S_2 = 132.9 \text{ dB/decada}$$

y de aquí, la ecuación de la pendiente es:

$$S(\Delta f) = 20\text{dB} + 132.9 \log (\Delta f/\Delta f_2)$$

donde

$$2\text{MHz} \leq \Delta f \leq 4\text{MHz}$$

El rechazo a la oscilación potencialmente interferente de frecuencia 3 MHz es

$$\begin{aligned} S(3\text{MHz}) &= 20 + 132.9 \log (3\text{MHz}) / 2\text{MHz}) \\ &= 20 + 132.9 \log (3/2) \\ &= 43.4 \text{ dB} \end{aligned}$$

y el rechazo a la oscilación potencialmente interferente de 20 MHz es:

$$\begin{aligned} S(20\text{MHz}) &= 20 \text{ dB} + 132.9 \log (20 \text{ MHz} / 2 \text{ MHz}) \\ &= 20 \text{ dB} + 132.9 = 152.9 \text{ dB} \end{aligned}$$

Para propósitos del análisis de las EMI el límite de rechazo de 100 dB comúnmente se emplea, por lo que para la segunda señal potencialmente interferente se emplearía este límite

## IV.5 MODELO GENERALIZADO PARA EL RECHAZO DE DISTURBIOS EN EL CANAL ADYACENTE

Si no se disponen de datos experimentales se usa el factor de forma (SF) y la ecuación de la selectividad de los filtros de FI, tiene la siguiente forma:

$$S(\Delta f) = 60 \frac{10 \log(\Delta f / \Delta f_1)}{\log(SF)}, \text{ dB} \quad (4.7)$$

Para receptores de buena calidad

$$SF = 2$$

Para receptores de mala selectividad tienen

$$SF = 8$$

Receptores de selectividad media tienen

$$SF = 4$$

### EJEMPLO

¿Cuál sería el rechazo a una señal interferente de un receptor de calidad media si su ancho de banda es de 20 KHz y la frecuencia de la señal interferente esta a 100 KHz alejada de la frecuencia de sintonía

$$2\Delta f = 20 \text{ KHz}$$

$$\Delta f = 10 \text{ KHz}$$

$$SF = 4$$

$$S (100 \text{ KHz}) = 60 \frac{\log \left( \frac{100 \text{ KHz}}{10 \text{ KHz}} \right)}{\log 4}, \text{ dB}$$

$$= 99.7 \text{ dB}$$



## IV.6 EFECTOS NO LINEALES CREADOS POR SEÑALES INTERFERENTES DEL CANAL ADYACENTE

Si los receptores están sujetos a fuertes señales interferentes en el canal adyacente, en la etapa de RF tienen lugar procesos no lineales que causan interferencia, debido a la desensibilización, generación de armónicas, intermodulación, modulación cruzada, conversión AM/PM.

Cuando las etapas de RF se comportan como circuitos con no linealidades pequeñas, la serie de Volterra, es una herramienta poderosa para modelar estos procesos no lineales, ya que se representan en términos de funciones de transferencia.

Si se supone que en la entrada se tienen dos interferencias y el orden mayor de las no linealidades que se considera es el 3, esto es adecuado solo para circuitos con no linealidades pequeñas, se tiene en la salida las componentes mostradas en la tabla 4.1

Combinación	Frecuencia de la respuesta	Amplitud de respuesta	Tipo de respuesta
<b>n = 1</b>			
1	$f_1$	$1/2 E_1 H_1 (f_1)$	Lineal
2	$f_2$	$1/2 E_2 H_1 (f_2)$	
3	$-f_1$	$1/2 E_1 H_1 (-f_1)$	
4	$-f_2$	$1/2 E_2 H_1 (-f_2)$	
<b>n = 2</b>			
1	$f_1 + f_2$	$1/2 E_1 E_2 H_2 (f_1, f_2)$	Intermodulación de segundo orden
2	$f_2 - f_1$	$1/2 E_2 E_1 H_2 (f_2, -f_1)$	
3	$-f_1 - f_2$	$1/2 E_1 E_2 H_2 (-f_1, -f_2)$	
4	$f_1 - f_2$	$1/2 E_1 E_2 H_2 (f_1, -f_2)$	
5	$f_1 - f_1 = 0$	$1/2  E_1 ^2 H_2 (f_1, -f_1)$	
6	$f_2 - f_2 = 0$	$1/2  E_2 ^2 H_2 (f_2, -f_2)$	
7	$2f_1$	$1/4 E_1^2 H_2 (f_1, f_1)$	Segunda armonica
8	$2f_2$	$1/4 E_2^2 H_2 (f_2, f_2)$	
9	$-2f_1$	$1/4 E_1^2 H_2 (-f_1, -f_1)$	
10	$-2f_2$	$1/4 E_2^2 H_2 (-f_2, -f_2)$	
<b>n = 3</b>			
1	$f_1 + f_2 - f_1 = f_2$	$3/4 E_1 E_2 H_3 (f_1, f_2, -f_1)$	Desensibilización
2	$f_2 - f_1 - f_1 = -f_1$	$3/4 E_1 E_2 H_3 (f_2, -f_1, -f_1)$	
3	$f_1 - f_1 - f_2 = -f_2$	$3/4 E_1 E_2 H_3 (f_1, -f_1, -f_2)$	
4	$f_1 + f_2 - f_2 = f_1$	$3/4 E_1 E_2 H_3 (f_1, f_2, -f_2)$	
5	$2f_1 + f_2$	$3/8 E_1^2 E_2 H_3 (f_1, f_1, f_2)$	Intermodulación de tercer orden
6	$2f_2 - f_1$	$3/8 E_1 E_2^2 H_3 (f_2, f_2, -f_1)$	
7	$-2f_1 - f_2$	$3/8 E_1^2 E_2 H_3 (-f_1, -f_1, -f_2)$	
8	$f_1 - 2f_2$	$3/8 E_1 E_2^2 H_3 (f_1, -f_2, -f_2)$	
9	$2f_1 - f_1 = f_1$	$3/8 E_1 E_2^2 H_3 (f_1, f_1, -f_1)$	Compresión
10	$2f_2 - f_2 = f_2$	$3/8 E_2 E_2^2 H_3 (f_2, f_2, -f_2)$	
11	$f_1 - 2f_1 = -f_1$	$3/8 E_1 E_1 H_3 (f_1, -f_1, -f_1)$	
12	$f_2 - 2f_2 = -f_2$	$3/8 E_2 E_2 H_3 (f_2, -f_2, -f_2)$	
13	$2f_1 - f_2$	$3/8 E_1^2 E_2 H_3 (f_1, f_1, -f_2)$	Intermodulación
14	$f_1 + 2f_2$	$3/8 E_1 E_2^2 H_3 (f_1, f_2, f_2)$	
15	$f_2 - 2f_1$	$3/8 E_2 E_1^2 H_3 (f_2, -f_1, -f_1)$	
16	$-f_1 - 2f_2$	$3/8 E_1 E_2^2 H_3 (-f_1, -f_2, -f_2)$	
17	$3f_1$	$1/8 E_1^3 H_3 (f_1, f_1, f_1)$	
18	$3f_2$	$1/8 E_2^3 H_3 (f_2, f_2, f_2)$	
19	$-3f_1$	$1/8 E_1^3 H_3 (-f_1, -f_1, -f_1)$	
20	$-3f_2$	$1/8 E_2^3 H_3 (-f_2, -f_2, -f_2)$	

Tabla 4.1 Respuestas de un circuito con no linealidades pequeñas a dos señales senoidales

Para los receptores, lo importante es la selectividad de la etapa RF desde un punto de vista de señales interferentes en el canal adyacente. Generalmente no se dispone de información de la selectividad de la etapa de RF y datos de la intermodulación, desensibilización y modulación cruzada del receptor pueden usarse para indicar cual es la región de frecuencias en las cuales se deben de considerar señales interferentes, dentro del canal adyacente.

Si no se dispone de datos, se puede usar el modelo generalizado para determinar la región de canal adyacente de los receptores presentado en la tabla 4.2

frecuencia de sintonía del receptor	máxima separación del canal adyacente
$f_R \leq 30 \text{ MHz}$	$\Delta f = 1/2 f_R$
$30 \text{ MHz} \leq f_R \leq 300 \text{ MHz}$	$\Delta f = f_R / 3$
$f_R > 300 \text{ MHz}$	$\Delta f = f_R / 10$
$f_R$ es la frecuencia de sintonía del receptor	

Tabla 4.2 Modelo generalizado para determinar la región del canal adyacente.

# CARACTERISTICAS IMPORTANTES DE LAS ANTENAS PARA EL ANALISIS DE LA EMC DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION.

## V.1 INTRODUCCION

Esta sección está relacionada con técnicas para especificar la radiación de ondas electromagnéticas en direcciones no deseadas y en frecuencias fuera de banda, que puedan ser útiles en el diseño de la EMC de sistemas de radiocomunicación. También se presentan algunos modelos generalizados de antenas reportados en la literatura, útiles cuando no se disponen de datos específicos.

**FUNCION FUNDAMENTAL DE UNA ANTENA:** Las antenas se diseñan y construyen para que reciban y radien ondas electromagnéticas en un ángulo sólido determinado y en un intervalo dado de frecuencias. Algunas antenas, como las empleadas en comunicaciones móviles y de radiodifusión, se diseñan para que radien y reciban ondas electromagnéticas de una manera uniforme en todas las direcciones. Otras antenas, como por ejemplo para comunicaciones punto a punto, de radares, se diseñan para que radien o reciban ondas electromagnéticas preferentemente en una dirección.

En el último tipo de antenas el sector de radiación y el intervalo de frecuencias de interés no están bien delimitados y tienen radiaciones en otros sectores y en otras frecuencias. Por lo anterior se puede decir que una antena tiene una región espacial y un intervalo de frecuencias deseadas y una región espacial y un intervalo de frecuencias no deseados en los cuales suelen radiar o recibir ondas electromagnéticas.

## V.2 ASPECTOS GENERALES DE INTERES DE LAS ANTENAS PARA EL DISEÑO DE LA EMC DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION.

Para realizar el diseño de la EMC de sistemas de radiocomunicación es indispensable conocer el nivel de la señal recibida como resultado de la radiación proveniente de otra antena. Para obtener esta información es necesario especificar las características de radiación de la antena:

- a) En las regiones espaciales deseada y no deseada
- b) En los intervalos de frecuencia deseado y no deseado
- c) Diferentes polarizaciones
- d) Definición de las condiciones prevalecientes de campo cercano o campo lejano

En un problema de análisis de EMI pueden existir una gran variedad de antenas, a éstas las podemos clasificar en dos grandes grupos:

- a) Antenas omnidireccionales
- b) Antenas de alta direccionalidad.

Las antenas omnidireccionales no presentan grandes problemas en el análisis de las EMI ya que:

- Las ganancias son pequeñas y son prácticamente independientes de la dirección.

Las antenas direccionales presentan mayores problemas en el análisis de las EMI ya que:

-La ganancia presenta variación espacial.

-La ganancia es alta

-Uso frecuente con transmisores potentes y con receptores de alta sensibilidad.

Un análisis detallado y riguroso de las características de radiación de una antena se realiza con ayuda de las ecuaciones de Maxwell.

Si se supone que se tiene una fuente la cual se puede representar por una suma de senoides y se tiene una distribución geométrica como la mostrada en la fig. 5.1, se puede obtener que el campo eléctrico y magnético se expresan con las siguientes ecuaciones.

$$\vec{E} = \frac{1}{4\pi j\omega\epsilon} \int_{V'} \left\{ \vec{J} \left[ \frac{-1}{r^3} - \frac{j k}{r^2} \right] + \right.$$

$$\left. (\vec{J} \cdot \hat{r}) \hat{r} \left[ \frac{3}{r^3} + \frac{3jk}{r^2} - \frac{k^2}{r} \right] + \right.$$

$$\left. k^2 \vec{J} - j\omega\epsilon \vec{J}_m \right\} * \hat{r} \left[ \frac{1}{r^2} + \frac{jk}{r} \right] \int e^{-jkr} dv'$$

(5.1)

$$\begin{aligned}
\vec{H} = & \frac{1}{4\pi j\omega\mu} \int_{V'} \left\{ \vec{J}_m \left[ \frac{-1}{r^3} - \frac{jk}{r^2} \right] + \right. \\
& + (\vec{J} \cdot \hat{r}) \hat{r} \left[ \frac{3}{r^3} + \frac{3jk}{r^2} - \frac{k^2}{r} \right] + \\
& \left. + k^2 \vec{J}_m + j\omega\mu \vec{J} \cdot \hat{r} \left[ \frac{1}{r^2} + \frac{jk}{r} \right] \right\} e^{-jkr} dv'
\end{aligned}
\tag{5.2}$$

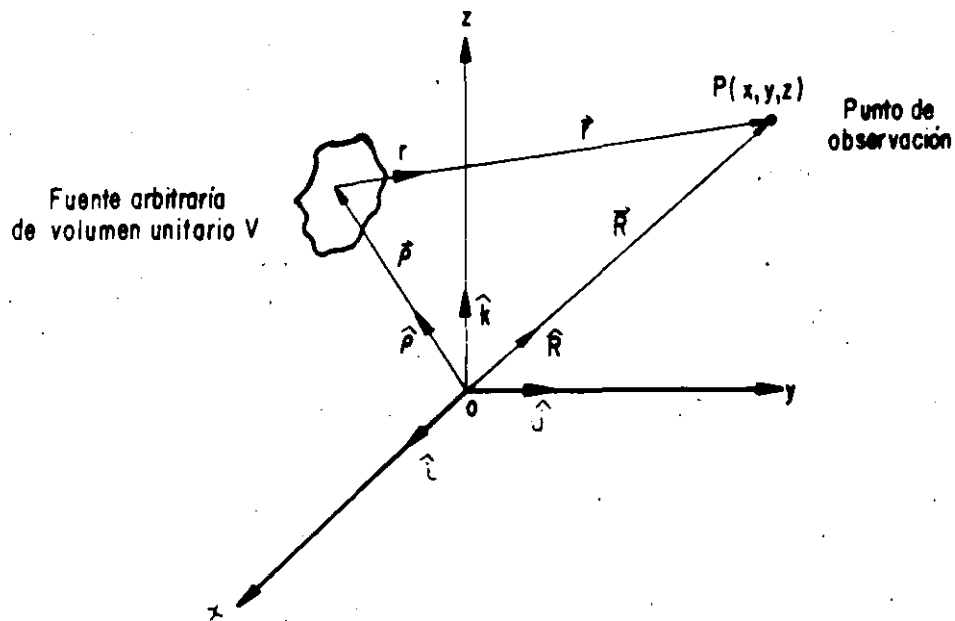


Fig. 5.1 Representación de una fuente arbitraria y de un punto de observación.

donde

$r$  es la distancia radial de la fuente al punto de medición de la intensidad de campo.

$\epsilon$  permitividad del medio de propagación.

$\mu$  permeabilidad del medio de propagación.

$w$  frecuencia angular de operación ( $2\pi f$ )

$$k = w\sqrt{\mu\epsilon}$$

$\hat{i}$  es el vector unitario en la dirección de  $x$

$\hat{j}$  es el vector unitario en la dirección de  $y$

$\hat{k}$  es el vector unitario en la dirección de  $z$

$\vec{E}$  es la intensidad del campo eléctrico total en el punto de medición.

$\vec{H}$  es la intensidad del campo magnético total en el punto de observación.

$\vec{J}$  es la distribución total de la densidad de corriente eléctrica de la fuente.

$\vec{J}_m$  es la distribución total de la densidad de corriente magnética de la fuente.

$\vec{J}$  y  $\vec{J}_m$  varían de un volumen unitario a otro de una antena. El principal problema del análisis de las antenas consiste en evaluar  $\vec{J}$  y  $\vec{J}_m$



La ecs. 5.1 y 5.2 muestran que tanto el campo eléctrico como el magnético tienen componentes que varían conforme a:

$$\frac{1}{r^3}, \quad \frac{1}{r^2}, \quad \frac{1}{r}$$

Si estas ecuaciones se aplican a un dipolo corto y delgado como se ilustra en la fig. 5.2 se tiene.

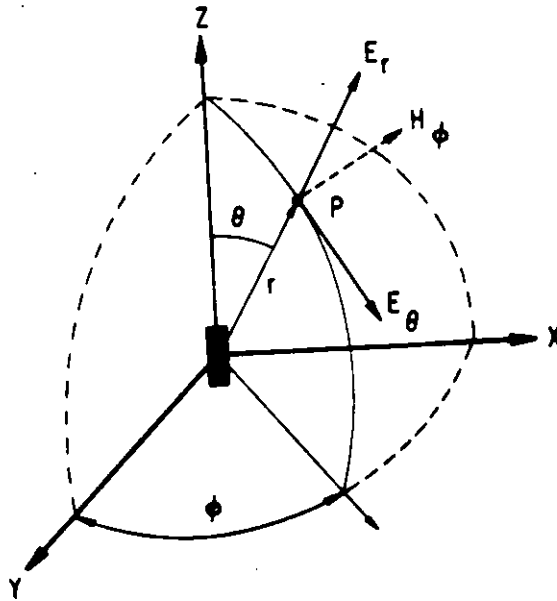


Fig. 5.2 Ilustración de la radiación de un dipolo delgado y corto.

$$E_{\theta} = \frac{Z_0 I D \pi \sin \theta}{\lambda^2} \left[ \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right)^3 \cos \psi - \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right)^2 \sin \psi + \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right) \cos \psi \right]$$

(5.3)

$$E_r = \frac{2Z_0 I D \pi \cos \theta}{\lambda^2} \left[ \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right)^3 \cos \psi + \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right)^2 \sin \psi \right] \quad (5.4)$$

$$H_\theta = \frac{I D \pi \sin \theta}{\lambda^2} \left[ \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right)^2 \sin \psi + \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right) \cos \psi \right] \quad (5.5)$$

donde

$Z_0$  es la impedancia del espacio libre cuando

$$\text{para } r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$$

se tiene que

$$Z_0 = 120\pi = 377\Omega$$

$I$  es la corriente del dipolo corto.

$\theta$  es el ángulo de zenith a la distancia radial  $r$ .

$r$  es la distancia del dipolo corto al punto de observación.

$$\psi = \frac{2\pi r}{\lambda} - \omega t$$

cuando

$$r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$$

Los campos eléctricos y magnéticos varían conforme a:-----

$$\frac{1}{r^3}$$

y esta condición se denomina campo cercano o campo inducido.

cuando

$$r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$$

Los términos significativos del campo eléctrico y magnético varían conforme a:

$$\frac{1}{r}$$

y esta condición se denomina campo lejano o radiado.

El problema de determinar la distribución de corriente en antenas de apertura es bastante más complicado.

Para antenas relativamente grandes, como son las antenas de apertura, la distancia (R) a la cual se puede considerar como lejano, para propósitos del diseño de la EMC, es:

$$R > \frac{L^2}{2\lambda}$$

(5.6)

donde

L es la mayor dimensión de la antena.

### V.3 REPRESENTACION DE LA RADIACION DE CAMPO LEJANO PARA EL ANALISIS DE LA EMC.

Con el objeto de una representación completa de la radiación de una antena se debe usar un patrón de radiación en tres dimensiones, para que los patrones de radiación sean contrastados en todas las direcciones.

En la fig. 5.3 se ilustra el patrón de radiación horizontal de una antena direccional.

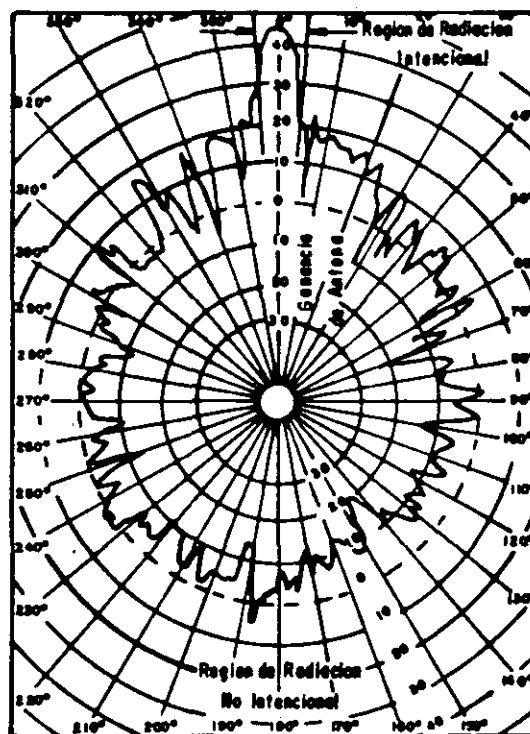


Fig. 5.3 Patrón de radiación típico de una antena direccional.

En este patrón de radiación se muestran que la radiación es en todas las direcciones y se tienen dos regiones.

- REGION DESEADA DE RADIACION

- REGION INDESEADA DE RADIACION

Dentro del intervalo de frecuencias de diseño la región intencional se puede representar anchos del haz tanto en el azimuth como el de elevación. Los niveles de radiación en esta región están dados en términos de la ganancia de la antena. Para frecuencias fuera del intervalo de diseño, los anchos de los haces y la ganancia son bastante más difíciles de obtener o calcular.

La representación de la radiación en la región no deseada es necesario en el diseño de la EMC de las antenas. Una representación específica del patrón de radiación no es útil en el diseño de la EMC.

ya que

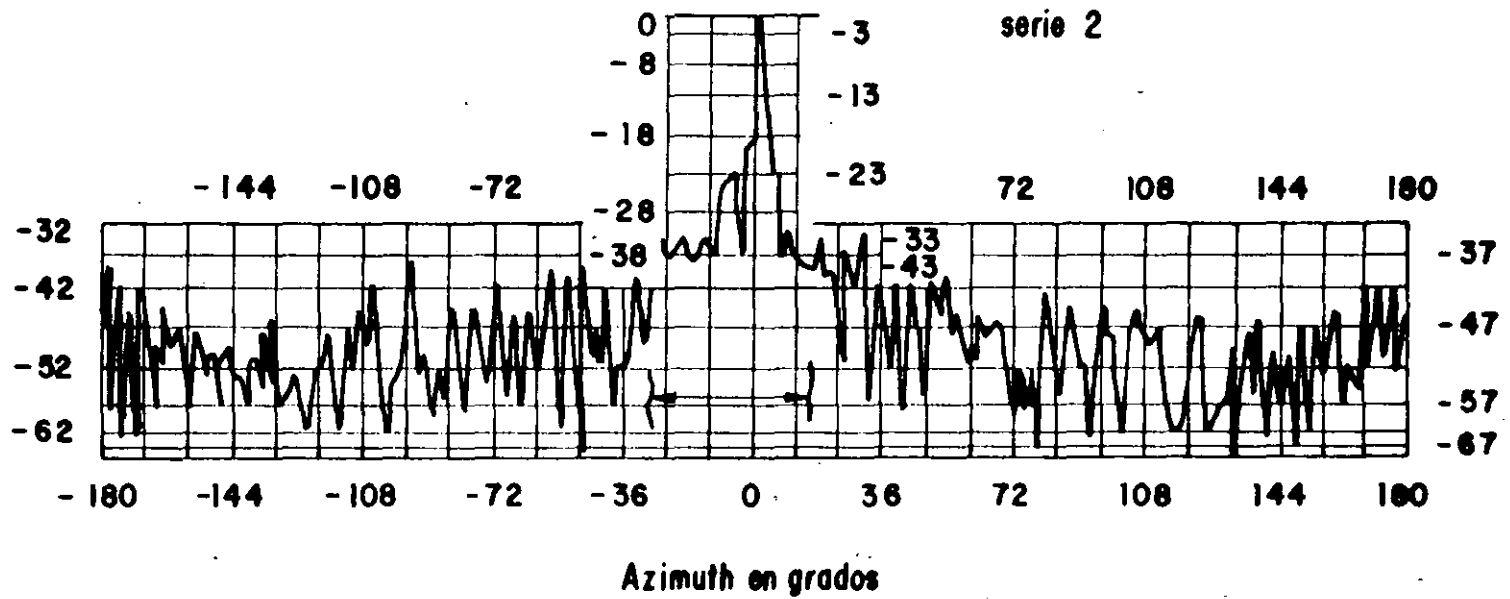
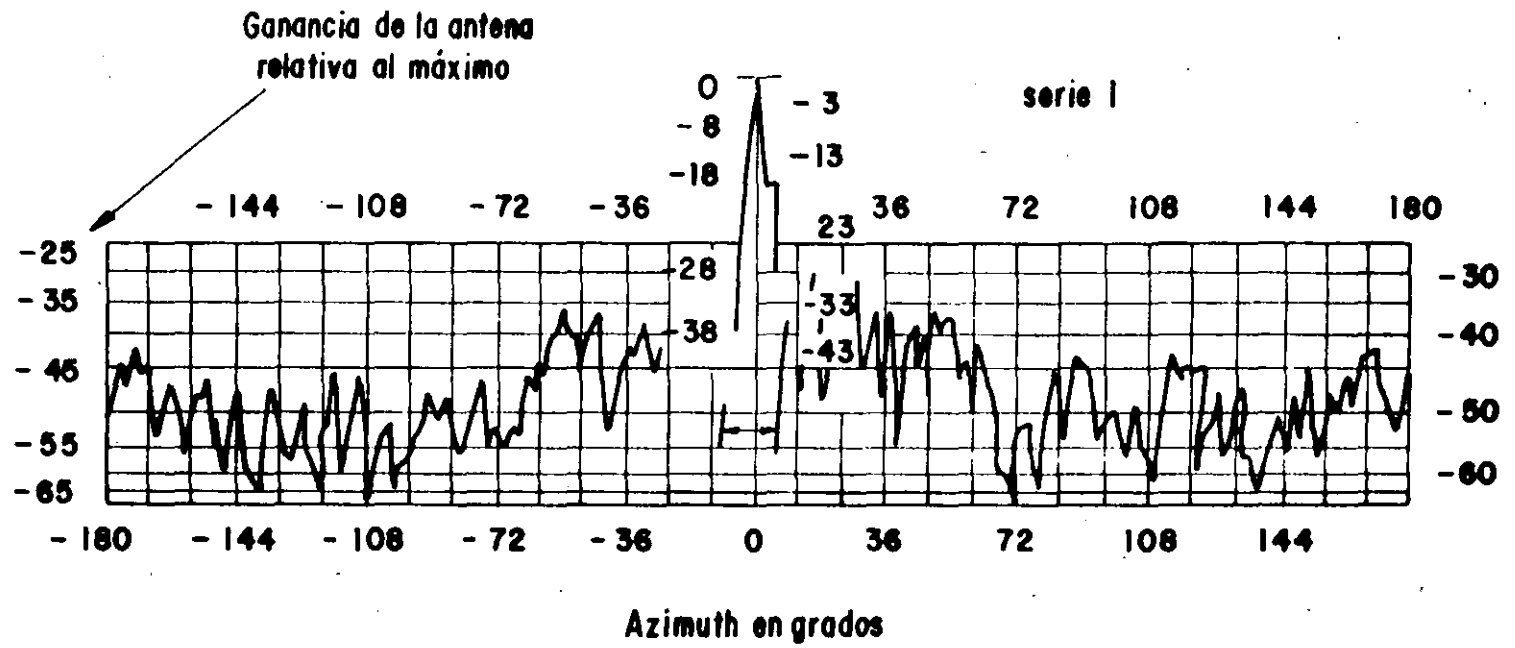
- Los patrones medidos son diferentes para el mismo tipo de antena de diferente número de serie.

- Los patrones en una determinada dirección pueden variar significativamente si se miden en diferentes frecuencias dentro del intervalo de frecuencia de diseño.

- Efecto del lugar en el cual se va a instalar la antena.

Una representación de los patrones medidos de dos antenas del mismo tipo, sólo difieren en el número de serie se presentan en la fig. 5.4.

Fig. 5.4 Patrones de radiación de dos antenas del mismo tipo.



Estas antenas se midieron con con el mismo equipo y en el mismo lugar, y con las mismas condiciones ambientales. Los patrones de radiación presentan diferentes valores en diferentes ángulos, pero las fluctuaciones de estos están dentro de un intervalo. Si se consideran diferentes frecuencias dentro del intervalo de diseño y diferentes lugares de instalación, estas fluctuaciones ocurrirán de una manera aleatoria.

Para propósitos del diseño de la EMC es conveniente solo manejar los valores máximos de los lóbulos laterales. Una descripción detallada de la estadística resulta impráctica por el gran número de datos que se tendrían que manejar. La aproximación propuesta puede tender a sobreestimar la situación potencial de inferencia. Otra aproximación útil, es representar a la antena por una distribución del patrón de radiación, con la cual se especifique la probabilidad de varios niveles de radiación sean excedidos en la región no intencional de radiación. En este caso la radiación de la antena se expresa en términos de un valor medio, desviación estándar alrededor de un valor medio y el tipo de distribución.

El problema principal para el diseño de EMC es disponer de datos medidos o calculados teóricamente, generalmente, es difícil calcular los niveles de radiación en regiones no intencionales y en frecuencias fuera del intervalo de trabajo.

#### V.4 TIPOS GENERALIZADOS DE ANTENAS PARA EL DISEÑO DE LA EMC.

Es importante tener categorías o tipos generalizados de antenas con el objeto de disponer de datos generalizados para el análisis estadístico.

Para propósitos del diseño y del análisis de la EMC, las antenas se clasifican en tres tipos:

a) Antenas de baja ganancia.

$$G < 10\text{dB}$$

b) Antenas de ganancia media.

$$10\text{dB} \leq G \leq 25\text{dB}$$

c) Antenas de ganancia alta.

$$G > 25\text{dB}$$

Cada tipo de antena aún se subdivide, una clasificación de antenas típicas se presenta en la tabla 5.1.



DE ALTA GANANCIA $G > 25\text{dB}$	DE GANANCIA MEDIA $10 \leq G \leq 25$	DE GANANCIA PEQUEÑA $G < 10$
1) Arreglos, Arreglo con reflector plano Orientable electrónicamente	1) Arreglos, Yagui, De radiación lateral de tipo cortina De radiación longitudinal de tipo cortina	1) Lineales, Cilíndrica, Bicónica, Dipolo doblado, Dipolo asimétrico, Dipolo con tubo coaxial, Monopolo, Discónica, De cuadrante, De arreglo colineal
2) Abertura, De lentes, Con reflector, Cornetas	2) De onda via- jera, Rómbica, De onda superficial (de varilla dieléctrica), De guía ranurada.	2) De onda viajera, De alambre largo
	3) De abertura, Corneta, Con reflector de dos conductores planos.	3) Espiral
	4) Equiangular, De periodicidad logarítmica.	4) Abertura, Ranura
	5) Helicoidal con circunfe- rencia $\approx \lambda$	5) Helicoidal cuando la circunferencia $< \lambda$

Tabla 5.1 Clasificación de antena por su ganancia típica, dB arriba de la isotrópica

## V.5 INFLUENCIA DEL LUGAR DE COLOCACION DE LA ANTENA.

El sitio de colocación de la antena afecta significativamente al patrón de radiación y es por este motivo que pueden existir una gran disparidad entre los datos teóricos de diseño de una antena y los datos experimentales.

El lugar de colocación de la antena afecta significativamente la localización de los nulos y afecta en poca medida al lóbulo principal y a los lóbulos laterales mayores, por este motivo desde un punto de vista de análisis de la EMC se puede despreciar la influencia del lugar de colocación.

## V.6 REGION INTENCIONAL DE RADIACION

Para la predicción de posibles situaciones de EMI, es necesario especificar tanto la ganancia como el ancho del haz de la antena para frecuencias dentro y fuera del intervalo de frecuencias de diseño y para la polarización de trabajo como para las otras polarizaciones. Aquí en México la situación común es de que no se dispongan de datos para las regiones intencionales y no intencionales de radiación, su estadística, influencia del lugar de colocación y a frecuencias fuera del intervalo de operación, por lo tanto es útil hacer uso de un modelo generalizado obtenido para otros lugares. Los modelos generalizados de antenas para la región intencional de radiación se ilustra en la tabla 5.2.

Tabla 5.2 Modelo generalizado para varios tipos de antenas para la región intencional de radiación

TIPO DE ANTENA	CONDICION DE OPERACION		$\alpha$ GRADOS	$\beta$ GRADOS	GANANCIA dB/iso	$\sigma$ dB	C(dB)	D dB	$\Delta G$ dB
	FRECUENCIA	POLARIZACION							
Alta Ganancia $G(f_p) > 25\text{dB}$	Diseño	Diseño	$\alpha^\circ$	$\beta^\circ$	$G_o$	2	0	0	0
	Diseño	Ortogonal	$10\alpha^\circ$	$10\beta^\circ$	$G_o - 20$	3	0	0	-20
	Fuera de intervalo de diseño	Cualquiera	$4\alpha^\circ$	$4\alpha^\circ$	$G_o - 13$	3	0	-13	0
Ganancia media $10 \leq G(f_p) \leq 25\text{dB}$	Diseño	Diseño	$\alpha^\circ$	$\beta^\circ$	$G_o$	2	0	0	0
	Diseño	Ortogonal	$10\alpha^\circ$	$10\beta^\circ$	$G_o - 20$	3	0	0	-20
Resonante	Fuera del intervalo de diseño	Cualquiera	$3\alpha^\circ$	$3\beta^\circ$	$G_o$	3	0	-10	0
No resonante	Fuera del intervalo de diseño	Cualquiera	$\alpha^\circ$	$\beta^\circ$	$G_o$	3	0	0	0
Ganancia baja $G(f_p) < 10\text{dB}$	Diseño	Ortogonal	$6\alpha^\circ$	$6\beta^\circ$	$G_o - 16$	2	0	0	-16
	Diseño	Diseño	$\alpha^\circ$	$\beta^\circ$	$G_o$	1	0	0	
	Fuera del intervalo de diseño	Cualquiera	$360^\circ$	$360^\circ$	$G_o$	2	0	$-G_o$	

En la tabla se tienen los siguientes parámetros.

$\alpha^\circ$  a 10 dB es el ancho de haz con respecto al azimuth para la frecuencia y polarización de diseño.

$\beta^\circ$  a 10 dB ancho del haz con respecto al ángulo de elevación para la frecuencia y polarización de diseño.

$G_0$  es la ganancia media para la frecuencia y polarización de diseño (3 dB abajo de la nominal).

$\sigma$  = es la desviación estándar.

$\alpha$ ,  $\beta$ ,  $G$  y  $\sigma$  son funciones de la frecuencia y de la polarización.

C y D Son parámetros que varían con el tipo de antena.

$\Delta G(p)$  Cambio de ganancia que resulta de la polarización ortogonal.

Para propósitos del diseño de la EMC, el ancho del haz se define a un ángulo del azimuth y un ángulo de elevación cuando la potencia, a caído 10 dB del valor nominal, esto es válido solo para la frecuencia y polarización de diseño. La ganancia media es 3 dB abajo de la nominal y la desviación estándar es de 2 dB. Si no se tienen datos de diseño o del fabricante.

Valores estimados del ancho y de la ganancia se pueden obtener de la fig. 5.5.

Tipo de antena	PATRO		Ganancia dB/150
	Horizontal	Vertical	
Monopolo vertical de $\lambda/4$			3
Dipolo horizontal Dipolo vertical de $\lambda/2$			3 3
Alambre largo			6-10
Arreglo colineal			6-10
Arreglo para radiación lateral			6-10
Arreglo para radiación longitudinal			6-10
Disconica			6-10
Ranura			6-10
Helicoidal para el modo omnidireccional			6-10
Yagi			10-15
De radiación lateral de tipo cortina			10-15
De radiación longitudinal de tipo cortina			10-15
Rómbica			15-25
Cornetas			15-25
De reflector			15-20
De periodicidad logarítmica			10-15
Helicoidal de modo axial			10-15
De abertura e arreglo			25-60

Fig. 5.5 Características de radiación de antenas típicas.

**Ejemplo:** Se tiene una antena parabólica de 3m cuya ganancia nominal es de 50 dB y una frecuencia de operación de 12 GHz. Los anchos del haz tanto para el azimuth como el ángulo de elevación son 1.2° para disminuciones de potencia de 3 dB.

Para el análisis de la EMC se tiene.

$$\begin{aligned} \text{Ganancia promedio} &= \text{Ganancia nominal} - 3\text{dB} \\ &= 47\text{dB} \end{aligned}$$

$$\text{Desviación estándar} = 2\text{dB}$$

El ancho del haz cuando el nivel a caído 10 dB es aproximadamente el doble del ángulo cuando el nivel solo a caído 3 dB por lo tanto

$$\alpha(f_p, P_p) = 2.4^\circ$$

$$\beta(f_p, P_p) = 2.4$$

## V.7 GANANCIA DE LA ANTENA FUERA DEL INTERVALO DE FRECUENCIAS DE DISEÑO

Para propósitos del diseño de la EMC de sistemas, la ganancia  $G(f)$  para frecuencias fuera del intervalo de diseño se obtiene por medio de la ec.

$$G(f,p) = G(f_p, P_p) + C \log(f/f_p) + D \quad (5.7)$$

donde

$G(f_p, P_p)$  es la ganancia media a la frecuencia y polarización de diseño.

C y D constantes que se determinan con la tabla 5.2 o se pueden calcular de datos experimentales.

En antenas de alta ganancia el producto ángulo de elevación x ángulo del azimuth y ganancia permanece constante; de esta manera se ve que si la ganancia de la antena disminuye los anchos del haz tanto del azimuth como el de elevación se amplian. Los anchos del haz en el azimuth y de elevación para cualquier frecuencia y polarización son:

$$\alpha(f,p) = \sqrt{\frac{G(f_p, P_p)}{G(f,p)}} \alpha(f_p, P_p) \quad (5.8)$$



$$\beta(f,p) = \sqrt{\frac{G(f_p, P_p)}{G(f,p)}} \beta(f_p, P_p)$$

(5.9)

donde

$G(f_p, P_p)$  es la ganancia de la antena a la frecuencia y ganancia deseada.

$G(f,p)$  es la ganancia a la frecuencia  $f$  y a la polarización  $P$ .

$\alpha(f_p, P_p)$  es el ancho del haz en el azimuth a la frecuencia de diseño.

$\beta(f_p, P_p)$  es el ancho del haz en el ángulo de elevación a la frecuencia y polarización de diseño.

$\alpha(f,p)$  es el ancho del haz en el azimuth a la frecuencia  $f$  y a la polarización  $p$ .

$\beta(f,p)$  es el ángulo de elevación del ancho del haz para la frecuencia  $f$  y para la polarización  $P$ .

**Ejemplo:** Se tiene una antena parabólica con ganancia nominal de 50° dB, un diámetro de 3m y su frecuencia de operación es de 12 GHz, el ángulo de elevación para 3 dB es de 1.2°. Calcular los ángulos de azimuth y de elevación así como la ganancia para frecuencias fuera del intervalo de operación.

Los ángulos de azimuth y de elevación para 10 dB son aproximadamente 2 veces los ángulos para 3 dB, por lo tanto para el diseño de la EMC, los ángulos de azimuth y de elevación en el intervalo de frecuencias de diseño se tiene:

$$\alpha(f_p, P_p) = 2.4^\circ$$

$$\beta(f_p, P_p) = 2.4^\circ$$

La ganancia media en el intervalo de frecuencias de diseño es -3dB de la ganancia nominal.

$$G(f_p - P_p) = 50 - 3\text{dB} = 47\text{dB}$$

La ganancia fuera de banda y para la polarización de diseño de antenas de alta ganancia de acuerdo con la tabla 5.2 es -13 dB abajo de la ganancia media.

$$\begin{aligned} G(f, P_p) &= G(f_p, P_p) - 13\text{dB} \\ &= 47 - 13 = 34\text{dB} \end{aligned}$$

Los ángulos de elevación y el de azimuth fuera de la banda de diseño y para cualquier polarización son 4 veces de los ángulos para frecuencias dentro de la banda de diseño y para la polarización de diseño por lo tanto.

$$\alpha(f, p) = 4 \times 2.4 = 9.6^\circ$$

$$\beta(f, p) = 4 \times 2.4 = 9.6^\circ$$

Si se empleara las ecs. 5.8 y 5.9 los ángulos fueran

$$\alpha(f, p) = 10.7^\circ$$

$$\beta(f, p) = 10.7^\circ$$

Existe un error de 1.1° entre un método y el otro y se tomaría el más pesimista.

## V.8 CARACTEREISTICAS DE GANANCIA DE LAS ANTENAS COMO FUNCION DE LA POLARIZACION PARA EL DISEÑO DE LA EMC.

Para propósitos del diseño de EMI el efecto de la polarización se introduce como un factor de corrección a la ganancia de la antena para la polarización de diseño.

$$G(f_p, P) = G(f_p, P_p) + \Delta G(P)$$

(5.10)

donde

$G(f_p, P)$  es la ganancia en dB para frecuencias en el intervalo de diseño y para la polarización P.

$\Delta G(P)$  es el incremento de la ganancia debido al desacoplamiento por polarización.

Si no se disponen de datos experimentales que nos den la variación de la ganancia debido al desacoplamiento por polarización se pueden usar los datos de la tabla 5.2.

**Ejemplo:** Determinar el modelo de la antena del ejemplo anterior para la situación cuando la frecuencia de operación esta dentro del intervalo de diseño pero existe desacoplamiento por polarización.

De la tabla 5.2

$$\begin{aligned} G(f_p, P) &= G(f_p, P_p) - 20\text{dB} \\ &= 47 - 20\text{dB} = 27\text{dB} \end{aligned}$$

Los ángulos de elevación y de azimuth de acuerdo con la tabla 5.2 son.

$$\alpha(f_p, p) = 10\alpha(f_p, P_p) = 10 \times 2.4^\circ = 24^\circ$$

$$\beta(f_p, p) = 10\beta(f_p, P_p) = 10 \times 2.4^\circ = 24^\circ$$

La desviación estándar de la ganancia es

$$\sigma(f_p, P \neq P_p) = 3\text{dB}$$

De estos ejemplos se concluye que para frecuencias fuera de banda o para polarizaciones diferentes a la del diseño, la ganancia disminuye y los ángulos de elevación y de azimuth se hacen más anchos.

## V.9 CARACTERISTICAS DE LAS ANTENAS DE RADIACION PARA LA REGION NO INTENCIONAL PARA PROPOSITOS DE DISEÑO DE LA EMC.

Para propósitos de análisis de la EMC es indispensable especificar las características de las antenas fuera de la región intencional de radiación. Esta especificación debe establecerse por medio de la función de distribución del patrón, la cual describe las probabilidades que sean excedidos diferentes niveles de ganancia y la influencia sobre esta función distribución de la frecuencia, polarización y colocación.

Es indispensable disponer de datos del patron de radiación para obtener modelos de la función de distribución de las antenas. Cuando no se disponen de datos experimentales para una determinada antena, con propósitos del análisis de la EMC se pueden hacer uso de modelos generalizados de antenas para la región no intensional de radiación.

Un conjunto de modelos generalizados de antenas para predecir situaciones de EMI, cuando se considera la región no intencional de radiación se muestra en la tabla 5.3.

TIPO DE ANTENA	CONDICIONES DE OPERACION			
	FRECUENCIA	POLARIZACION	GANANCIA MEDIA, dB/ISO	DESVIACION ESTANDAR $\sigma$ , dB
De alta Ganancia $G > 25\text{dB}$	Diseño	Diseño	-10	14
	Diseño	Ortogonal	-10	14
	Fuera del intervalo de diseño	Cualquiera	-10	14
De Ganancia media $10 \leq G \leq 25\text{dB}$	Diseño	Diseño	-10	11
	Diseño	Ortogonal	-10	13
	Fuera del intervalo de diseño	Cualquiera	-10	10
De baja Ganancia $G < 10\text{dB}$	Diseño	Diseño	0	6
	Diseño	Ortogonal	-13	8
	Fuera del intervalo de diseño	Cualquiera	-3	6

Tabla 5.3 Modelos generalizados de antenas para la región no intencional de radiación.

## V.10 DETERMINACIÓN DE LA APLICABILIDAD DE LAS REGIONES DE LAS ANTENAS PARA EL DISEÑO DE LA EMC.

Para poder aplicar los modelos de las regiones intencionales y no intencionales de radiación descritos anteriormente, es necesario determinar cuando se puede aplicar uno u otro. Para determinar el criterio de selección de las regiones se hace uso de la fig. 5.10.

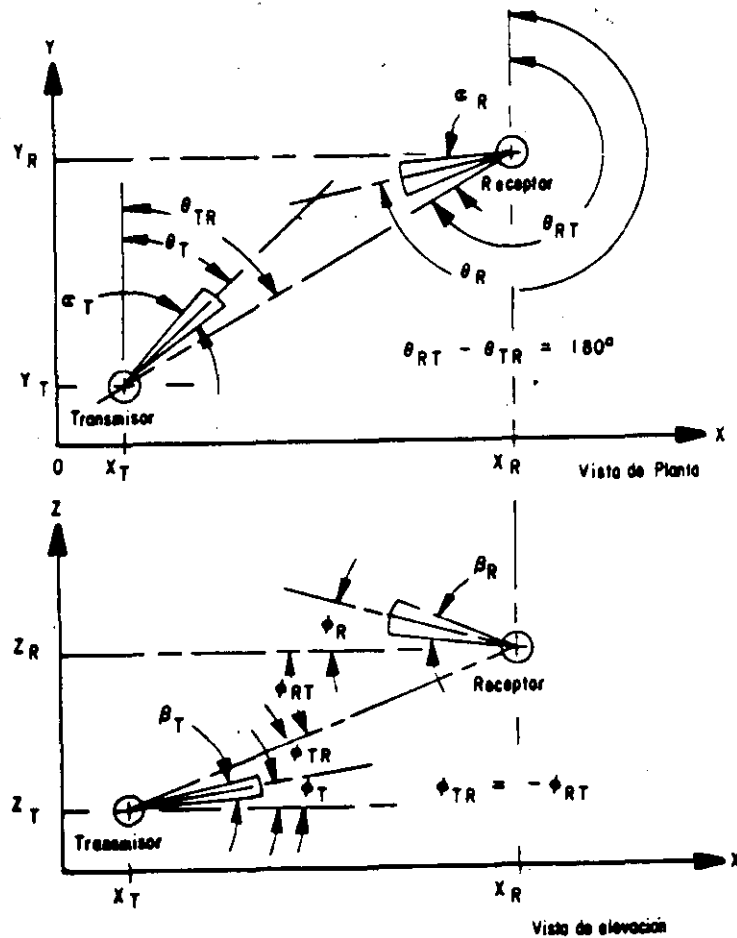


Fig. 5.10 Representación de las antenas transmisora y receptora para determinar la región aplicable de radiación.

## ANTENA DEL TRANSMISOR

La antena receptora está colocada en la región intencional de radiación de la antena trnasmisora cuando

$$\text{Azimuth: } \left| \theta_T - \theta_{TR} \right| \leq \frac{\alpha_T}{2} \quad (5.11)$$

$$\text{Elevación: } \left| \phi_T - \phi_{TR} \right| \leq \frac{\beta_T}{2} \quad (5.12)$$

donde

$\theta_T$  ,  $\phi_T$  son los ángulos desde los centros de los ángulos de azimuth y de elevación de la transmisora deseada.

$\theta_{TR}$  ,  $\phi_{TR}$  son las direcciones angulares del transmisor interferente al receptor.

$\alpha_T$  ,  $\beta_T$  son los ángulos de azimuth y de elevación del ancho del rayo de la antena transmisora



## ANTENA RECEPTORA

La antena transmisora está colocada en la región intencional de la antena receptora cuando

$$\text{Azimuth: } \left| \theta_R - \theta_{RT} \right| \leq \frac{\alpha_R}{2} \quad (5.13)$$

$$\text{Elevación: } \left| \phi_R - \phi_{RT} \right| \leq \frac{\beta_R}{2} \quad (5.14)$$

donde

$\theta_R$  y  $\phi_R$  son las direcciones angulares de la recepción deseada.

$\theta_{RT}$  y  $\phi_{RT}$  son las direcciones angulares desde el receptor al transmisor interferente.

$\alpha_R$  y  $\beta_R$  son los ángulos de azimuth y de elevación del ancho del rayo de la antena receptora.

De la fig. 10 se tiene que

$$\text{Azimuth: } \theta_{TR} = \text{ang tan} \left\{ \frac{X_R - X_T}{Y_R - Y_T} \right\} \quad (5.15)$$

Elevación:

$$\phi_{TR} = \text{ang tan} \left\{ \frac{Z_R - Z_T}{\sqrt{(X_R - X_T)^2 + (Y_R - Y_T)^2}} \right\}$$

(5.16)

**Ejemplo:** Se quiere determinar las regiones aplicables para las antenas transmisoras y receptoras de un transmisor interferente y un receptor con la siguientes coordenadas.

#### COORDENADAS DEL TRANSMISOR

$$X_T = 0, \quad Y_T = 0, \quad Z_T = 20\text{m}$$

Dirección deseada del lóbulo principal de transmisión.

$$\theta_T = 30^\circ \text{ y } \phi_T = 3^\circ$$

$$\text{ancho del rayo: } \alpha_T = 6^\circ, \quad \beta_T = 6^\circ$$

#### COORDENADAS DEL RECEPTOR

$$X_R = 10 \text{ km}; \quad Y_R = 16\text{km}; \quad Z_R = 50\text{m}$$

Dirección deseada de recepción

$$\theta_R = 240^\circ, \quad \phi_R = 10^\circ$$

$$\text{Ancho del rayo } \alpha_R = 10^\circ, \quad \beta_T = 10^\circ$$

a) Cálculo de  $\theta_{TR}$  y  $\phi_{TR}$

$$\theta_{TR} = \text{angtan} \left( \frac{X_R - X_T}{Y_R - Y_T} \right) = \text{angtan} \left( \frac{10 - 0}{16 - 0} \right) = 32^\circ$$

$$\phi_{TR} = \text{ang tan} \left\{ \frac{Z_R - Z_T}{\sqrt{(X_R - X_T)^2 + (Y_R - Y_T)^2}} \right\} :$$

$$= \text{ang tan} \left\{ \frac{50 - 20}{\sqrt{1000^2 + 16000^2}} \right\}$$

$$= .017^\circ$$

Aplicando ahora las ecs. 5.11 y 5.12 se puede determinar si la antena receptora está colocada en la región intencional de radiación del receptor.

$$\text{Azimuth: } \left| \theta_T - \theta_{TR} \right| = \left| 30^\circ - 32^\circ \right| = 2^\circ \leq \frac{\alpha_T}{2}$$

$$= 2^\circ \leq \frac{6}{2} = 3^\circ, \text{ si es válida la condición}$$

$$\text{Elevación: } \left| \phi_T - \phi_{TR} \right| \leq \frac{\beta_T}{2}$$

$$\left| 3^\circ - 0.017^\circ \right| \leq \frac{6}{2} = 3$$

2.983  $\leq$  3°, si es válida la condición

La antena receptora está dentro de la región intencional de radiación del transmisor, entonces las consideraciones de la región intencional de radiación se deben de considerar.

Para determinar si la antena transmisora se encuentra en la región intencional de recepción de la antena receptora se usan las ecs. 5.13 y 5.14

$$\text{Azimuth: } \left| \theta_R - \theta_{RT} \right| \leq \frac{\alpha_R}{2}$$

$$\left| 240 - (\theta_{TR} + 180) \right| \leq \frac{\alpha_R}{2}$$

$$\left| 240 - 0.017 - 180 \right| < \frac{10}{2}$$

$60^\circ < 5$  no se cumple la condición

$$\text{Elevación: } \left| \phi_R - \phi_{RT} \right| \leq \frac{\beta_R}{T}$$

$$\phi_{RT} = \theta_{TR}$$

$$\left| 5 - (-0.017^\circ) \right| < \frac{10}{2}$$

$5.017 < 5$  no se cumple la condición

La antena transmisora no se encuentra en el lóbulo principal de la antena receptora.

## V.11 MODELO DE ANTENAS DE CAMPO CERCANO PARA EL ANALISIS DE EMI.

Para el análisis de la EMC es necesario considerar si el receptor susceptible está en la región de campo cercano o lejano. Esto se hace indispensable para los sistemas de microondas con antenas de alta ganancia. Para este tipo de antenas, la condición de campo cercano se extiende varios km y son potencialmente críticos para situaciones de EMI, y pueden radiar niveles peligrosos para los seres humanos y para materiales explosivos o altamente inflamables, ya que estos sistemas están asociados con antenas de alta ganancia y relativamente altos niveles de potencia.

La representación de la onda electromagnética radiada en la región de campo cercano es bastante más complicada que la representación del campo en la región de campo lejano. En la región de campo cercano existe una relación compleja entre el campo eléctrico y magnético. Con el objeto de representar las características de la región de campo cercano es necesario determinar la transición entre las regiones de campo cercano y campo lejano, así como la reducción de la ganancia resultante de los efectos de campo cercano.

V.12 CRITERIOS PARA DETERMINAR LA DISTANCIA DE TRANSICION ENTRE  
LAS REGIONES DE CAMPO CERCANO Y CAMPO LEJANO.

Para antenas cortas ( $D < \frac{\lambda}{2}$ ) la distancia de transición ocurre a una distancia  $r$  de la antena donde los campos que varían  $1/r^3$  dejan de ser dominantes y los que varían  $1/r$  empiezan a ser dominantes.

Esto sucede cuando

$$r = \frac{\lambda}{2\pi}$$

Para antenas largas, por ejemplo las de abertura, se usa el criterio para la distancia de transición, para cuando se tiene un error de fase de  $1/4 \lambda$ , esto corresponde a un error de ganancia de 1 dB, para una distancia arbitrariamente grande.

Para la determinación de esta distancia se hace uso de la fig. 5.11.

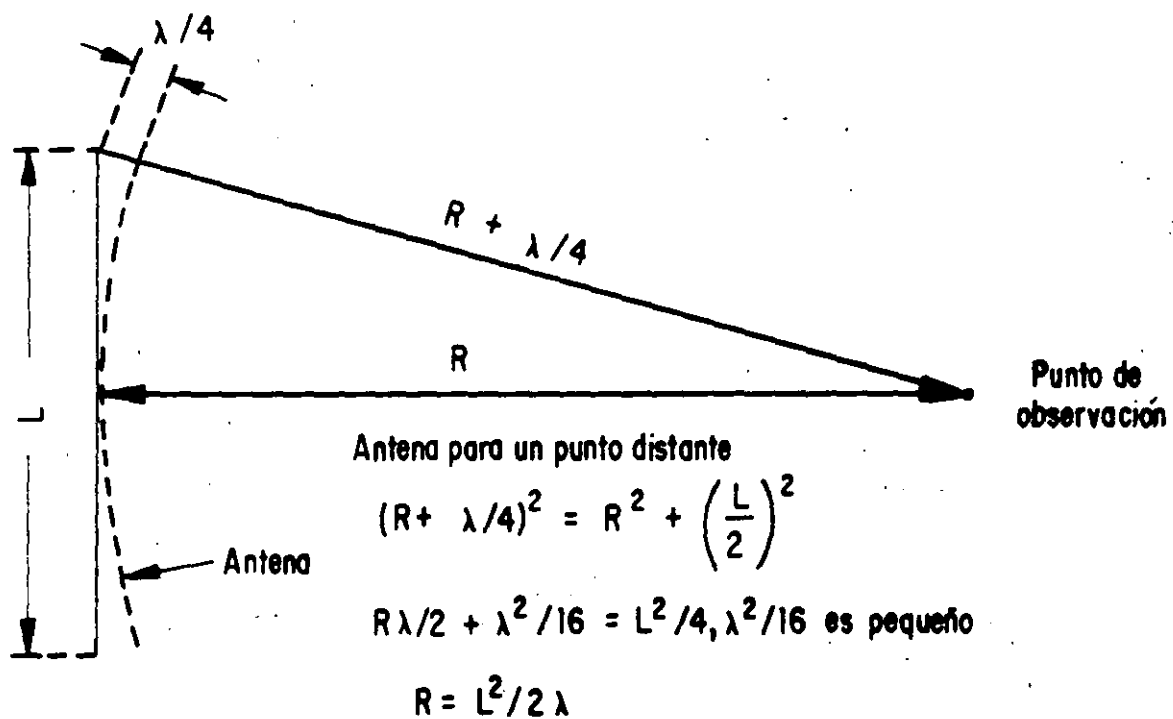


Fig. 5.11 Ilustración del error espacial de fase introducido cuando se define la distancia de transición.

Para  $L \gg \lambda$ , la distancia de transición es

$$R > \frac{L^2}{2\lambda}$$

(5.17)

Esta ecuación es aplicable tanto para antenas de ganancia alta y media.

Para antenas de baja ganancia, esto sucede cuando ya no cumple que  $L \gg \lambda$ , la distancia de transición es

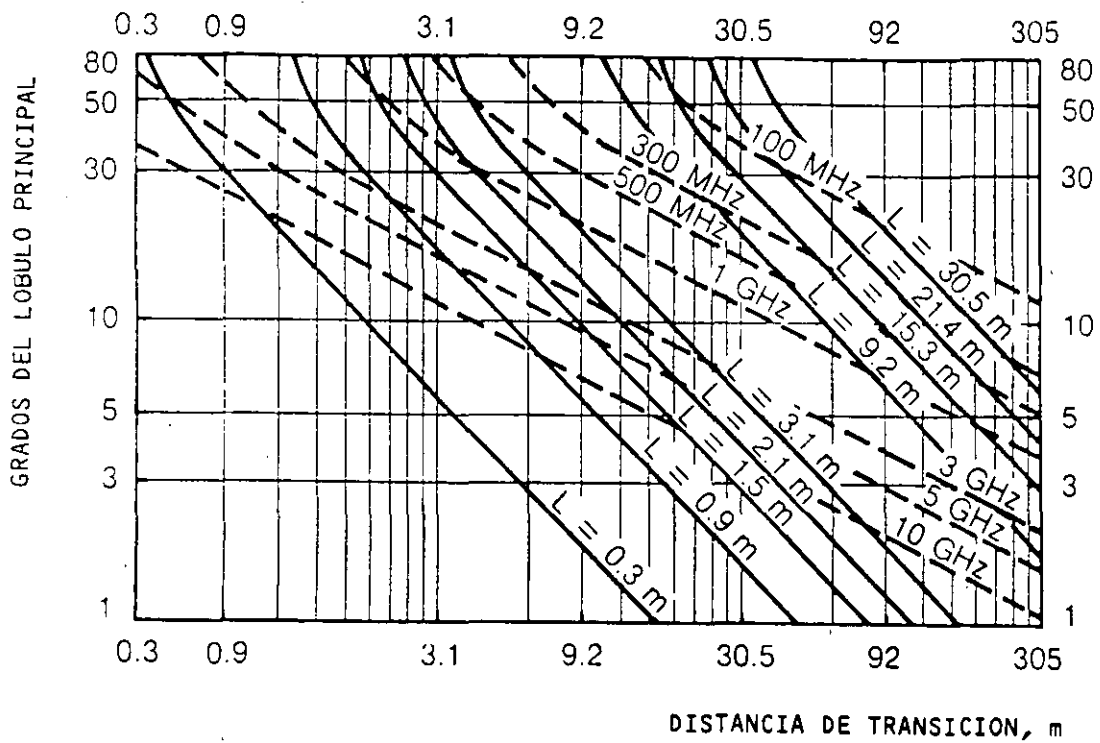
$$R > \frac{\lambda}{2\pi}$$

(5.18)

Para asegurar la condición de campo lejano siempre se deben cumplir las ecs. 5.17 y 5.18.

Cuando se aleja el punto de observación del eje del lóbulo principal, la distancia de transición se reduce significativamente. Una forma gráfica para determinar la zona de transición para antenas de ganancia media y baja, cuando el punto de observación no está sobre el eje del lóbulo principal, es con la ayuda de la fig. 5.12.





**Fig. 5.12** Distancia de transición de antenas cuando el punto de observación esta fuera del eje principal.

La región válida son las secciones de las líneas continuas que quedan arriba y a la izquierda del cruce de la línea continua con la punteada. Si el desplazamiento angular es tal que la zona de la línea queda a la derecha y abajo del punto de intersección, para determinar la distancia de transición se debe hacer con las ecs. 5.17 y 5.18.

Dentro de la región de campo cercano o de Fresnel, la ganancia de la antena en el eje del lóbulo principal, siempre es menor de la ganancia de campo lejano. Para propósitos de análisis de EMI la ganancia en campo cercano es igual a la ganancia de campo lejano menos el factor de corrección de ganancia en dB. Para una antena de abertura rectangular e iluminación uniforme, este factor de corrección se calcula con ayuda de la fig. 5.13

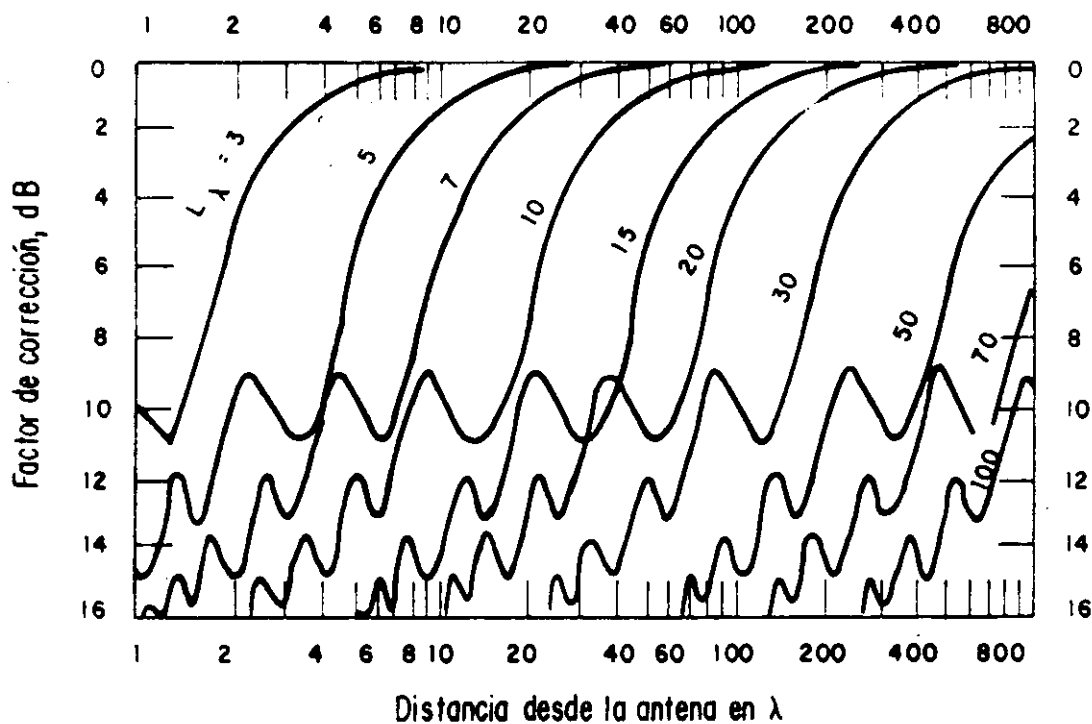


Fig. 5.13 Factor de corrección para la región de campo cercano de una antena de abertura

PROPOSITOS DEL DISEÑO DE LA EMC

Cuando se tienen antenas de barrido o antenas adaptativas, el patrón de radiación y/o la dirección del patrón de radiación es función del tiempo. Una ilustración de estas antenas se muestra en la fig. 5.15

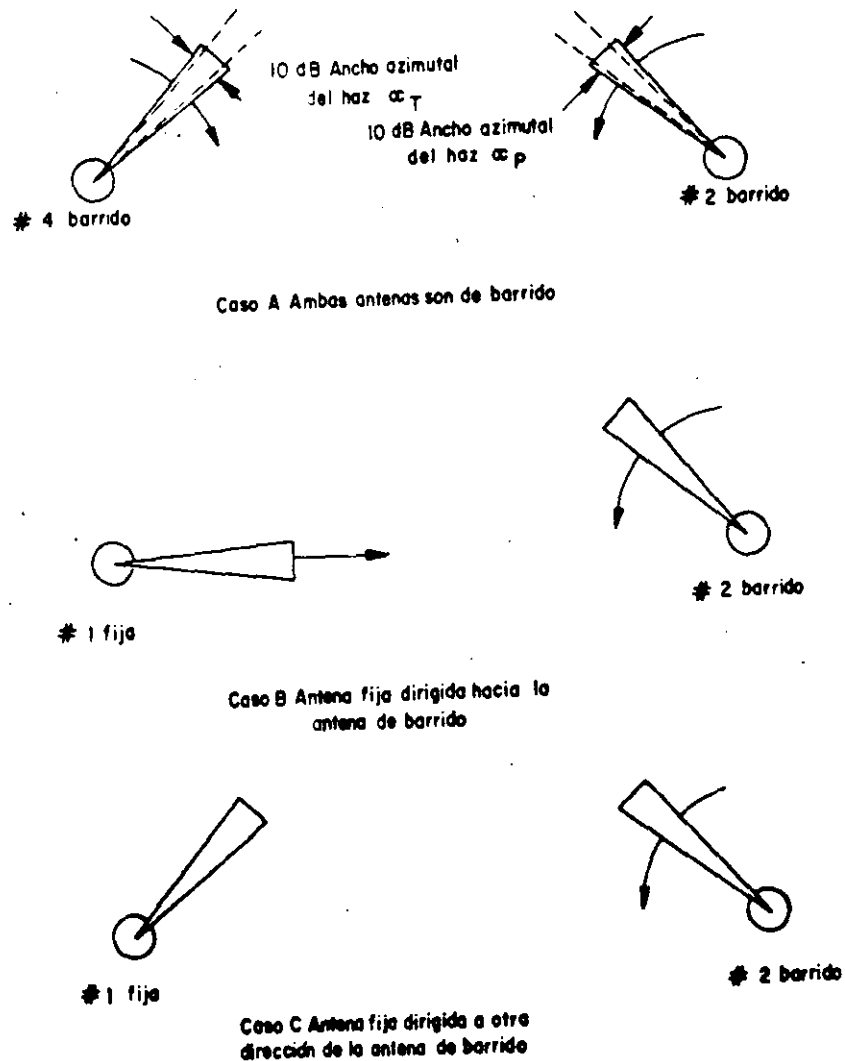


Fig. 5.15 Representación de una situación de interferencia potencial cuando las antenas son de barrido

## VI: ELEMENTOS DE LA PROPAGACION DE ONDAS ELECTROMAGNETICAS

### RELACIONADAS CON LA COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA Y DE

### LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

#### VI.1 INTRODUCCION

Otro bloque, cuyas características juegan un papel importante en la EMC es el medio de transmisión. Existen diferentes modos de propagación tanto para la señal útil, como para las oscilaciones potencialmente interferentes, ver fig. 6.1. A diferencia de cuando se diseña el sistema de comunicaciones, en donde se escoge el modo de propagación que asegure un alto grado de confiabilidad de la comunicación. En el análisis de la EMC del sistema, se deben considerar todos los modos, inclusive aquellos con los cuales la probabilidad sea pequeña de que propicien la interferencia.

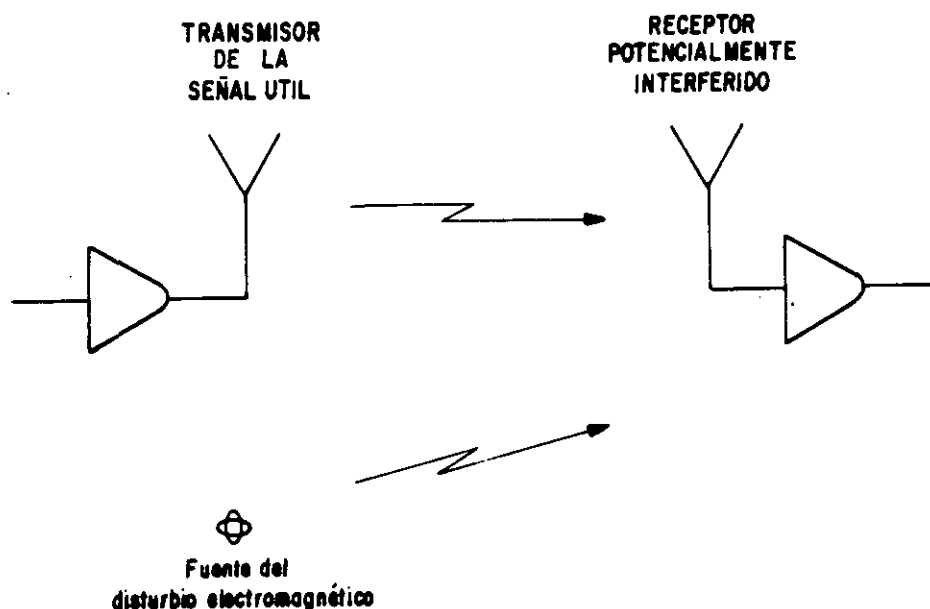


Fig. 6.1

Enlace básico de Radiocomunicación

La propagación de ondas electromagnéticas es un caso particular de transferencia de energía sin una transferencia de materia. De aquí en adelante sólo se nombrará como *propagación*. Existen muchos parámetros que afectan el modo y la atenuación de propagación entre dos puntos, algunos de los más importantes son: *frecuencia, distancia, polarización, alturas de las antenas, características topográficas del terreno, constantes de la tierra, tiempo, estación del año, condiciones climatológicas, potencia radiada.*

Existen diferentes modos de propagación y desde un punto de vista de la compatibilidad electromagnética de los sistemas de radiocomunicación, los más importantes se ilustran en la fig. 6.2.

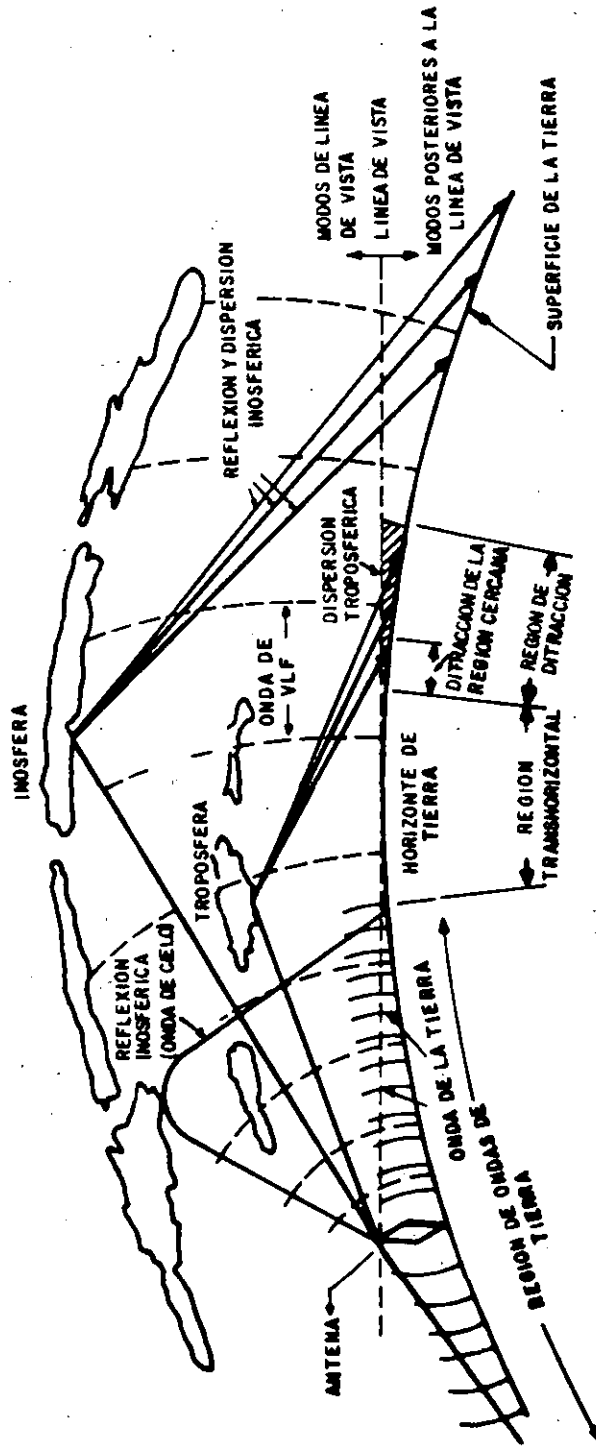


Fig. 6.2 Diferentes modos de propagación de ondas electromagnéticas.

En la fig. 6.2 se ilustran diferentes regiones de propagación y también se muestran dos tipos de propagación: *propagación en el espacio libre* y *propagación por ondas de tierra*.

**PROPAGACION EN EL ESPACIO LIBRE.** Este es el tipo de propagación que no está afectado por los fenómenos de reflexión, difracción o dispersión causados por algún obstáculo o cambio de propiedades del medio de transmisión en la trayectoria de propagación entre las antenas transmisoras y receptoras. Este modo de propagación permite calcular con buena aproximación, para propósitos de la EMC, la atenuación de propagación que sufre la onda electromagnética entre el transmisor y el receptor.

Este modo de propagación se puede esperar cuando: se emplean antenas de alta ganancia, comunicaciones tierra-espacio ó espacio-tierra como en los sistemas avión-tierra y sistemas vía satélite, sistemas de radares cuando no existen reflexiones de la tierra o en la trayectoria de la onda electromagnética no se presentan obstáculos metálicos.

**PROPAGACION POR ONDAS DE TIERRA.** Para propósitos del análisis de la EMC de los sistemas de radiocomunicación, las ondas de tierra son ondas electromagnéticas que se propagan sobre la tierra y la propagación se ve afectada por la presencia de la superficie de la tierra o por la tropósfera pero no son afectadas por la ionósfera. Estas ondas no incluyen a las ondas con propagación ionosférica o con propagación por dispersión.

**ONDAS DE SUPERFICIE.** Es una componente importante de las ondas de tierra, las cuales viajan sobre la superficie de tierra dentro del horizonte radioeléctrico. Más allá del horizonte radioeléctrico, otras componentes de las ondas de tierra deben considerarse: ondas propagadas por reflexión, ondas propagadas por difracción. La región donde el componente principal de la onda de tierra es la onda propagada por reflexión se denomina *región de reflexión*. La región donde la componente de onda de tierra propagada por

difracción juega un papel importante se denomina región de difracción.

Las principales características del modo de propagación de ondas de superficie se resumen en la fig. 6.3

Parámetro	Característica	Observaciones
Frecuencia	30 KHz - 3 MHz	Se pueden usar hasta 100 MHz - para comunicaciones móviles
Alcance	Horizonte radio-eléctrico o menor	El alcance depende de la frecuencia radiada, alturas de las antenas y de las características del terreno
Desvanecimiento	Insignificante	
Variación diurna	Insignificante	
Confiabilidad	95%	Grandes niveles de ruido atmosférico e industrial
Polarización	Vertical	La polarización vertical predomina sobre la polarización horizontal

Fig. 6.3 Características básicas de la propagación por ondas de superficie



Un resumen de las principales características del modo de propagación por reflexión (región de reflexión) se presenta en la figura 6.4.

Parámetro	====>	Característica	====>	Observaciones
Frecuencia	====>	3MHz-12,000 MHz	====>	Los límites no están bien definidos
Alcance	====>	1.6 Km - 80 Km		
Polarización dominante	====>	vertical u horizontal	====>	La polarización horizontal presenta nulos más pronunciados que la polarización vertical
Desvanecimiento	====>	Rápido	====>	En las capas atmosféricas se presentan cambios de las trayectorias
Variación diurna	====>	En la noche se presentan ductos y desvanecimientos, probablemente debidos a inversiones térmicas		
Variación con las estaciones	====>	En el verano se presentan desvanecimientos más profundos en comparación a los que se presentan en invierno	====>	6dB en invierno 20dB en verano
Confiabilidad del enlace	====>	Cercana al 100%		

Fig. 6.4 Características de propagación en la región de reflexión

Un resumen de las principales características de la propagación por difracción en la región cercana se ilustra en la fig. 6.5

Parámetro	====>	Característica	====>	Observaciones
Frecuencia	====>	80 KHz - 1 GHz		
Alcance	====>	≤ 1900 Km	====>	Es menor en zonas desérticas y mayor sobre el mar
Polarización dominante	====>	vertical		
Desvanecimiento	====>	muy lento	====>	Los períodos de desvanecimiento varían de un -- minuto a varias horas
Variación diurna	====>	pequeña		
Variación con las estaciones	====>	pequeña	====>	Menores variaciones en verano que en invierno

Fig. 6.5 Características principales de la propagación por difracción en la región cercana

Un resumen de las principales características de la propagación por ondas de cielo se presenta en la fig. 6.6

Parámetro	====>	Característica	====>	Observaciones
Frecuencia		6 KHz - 30 MHz	====>	En la banda de 6 KHz - 30 KHz la propagación es guía de onda, de 30 KHz-30MHz la propagación es por reflexión ionosférica
Alcance	====>	Sin límite		
Desvanecimiento	====>	Desvanecimientos rápidos por multi-trayectoria - Absorción - Desvanecimiento por polarización ≈ 3dB - Salto del desvanecimiento cuando la frecuencia es cercana a la máxima frecuencia usable (MUF)		
Variación diurna	====>	La (MUF) tiene variaciones grandes, más bajo a mediodía y más alto en la noche - La absorción es mayor durante el día - El ruido es mayor durante la noche		
Variación con las estaciones	====>	Sobre el nivel de la tierra la MUF, la absorción y el ruido natural cambia con las estaciones		

Fig. 6.6 Características de la propagación de la ondas de cielo

Un resumen de las principales características de propagación debido a dispersión troposférica se ilustra en la fig. 6.7.

Parámetro	Característica	Observaciones
Frecuencia	100 MHz - 10,000 MHz	Los límites no están bien definidos
Alcance	bastante más allá del horizonte de radio	Dependencia de la trayectoria particular de la propagación
Polarización dominante	Ninguna	
Desvanecimiento en periodos cortos	Desvanecimiento rápido debido a multi-trayectorias	para el 1% del tiempo se esperan desvanecimientos de 20 dB para el 0.1% del tiempo se esperan desvanecimientos de 30 dB
Desvanecimiento en periodos largos	Depende del promedio de refracción de la atmósfera	
Variación diurna	Pequeña	La variación diurna es más pronunciada en verano que en invierno, los niveles de señal son más altos entre la media noche y el medio día
Variación con las estaciones	significante	Los niveles más bajos de la señal se observan en invierno y primavera, los niveles más altos en verano y otoño
Confiabilidad	cercana al 100%	

Fig. 6.7 Características de la propagación por dispersión troposférica

Un resumen de las principales características de la propagación debido a la dispersión ionosférica se ilustra en la fig. 6.8

Parámetro	⇒	Característica	⇒	Observaciones
Frecuencia		10 MHz - 50 MHz		
Alcance		320 Km - 2200 Km	⇒	Es más útil en el intervalo de 960-1900 Km
Polarización dominante	⇒	horizontal		
Desvanecimiento	⇒	rápido debido a multitrayectorias		
Variación diurna	⇒	10 -20 dB	⇒	Las señales son más intensas a -- medio día y más débiles a las 8PM
Variación con las estaciones	⇒	Frecuentemente varía con una desviación estándar de 6-10 dB alrededor del valor medio anual	⇒	La señal es más débil en septiembre y más intensa en junio y julio
Confiabilidad	⇒	cercana a 95%		

**Fig. 6.8** Características principales de la propagación de ondas electromagnéticas debido a la dispersión en la ionósfera

Además de los modos analizados anteriormente desde un punto de vista de la EMC de los sistemas de radiocomunicación, es necesario considerar cuando receptores y transmisores están colocados en un área pequeña y cuando existen objetos en las cercanías de las antenas que reflejan y dispersan las ondas electromagnéticas y afectan el acoplamiento entre las antenas.

## VI.2 CRITERIOS DE SELECCION DE LOS MODOS DE PROPAGACION EN EL ANALISIS DE LA EMC DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

Debido a que la propagación es función de la frecuencia, altura de las antenas, polarización y distancia, es necesario considerarlos cuando se hace el análisis de la EMC en una situación dada. El parámetro más importante a considerar para determinar el modo o modos de propagación es la frecuencia.

Si se toma a la frecuencia como parámetro, el espectro radioeléctrico se puede dividir en cinco intervalos:

### INTERVALO I.

$$f_p \leq 30 \text{ KHz}$$

En este intervalo de frecuencias la propagación de ondas electromagnéticas se puede describir eficientemente con la teoría de guía de onda.

### INTERVALO II.

$$30 \text{ KHz} \leq f_p \leq 3 \text{ MHz}$$

El modo principal de propagación es el de onda tierra: La onda tierra en estas frecuencias esta formada por campos de las regiones de ondas de superficie, de transhorizonte, y de difracción. Cada uno de los campos correspondientes a cada una de las regiones está separado por la distancia y solo se aplica uno a la vez.



El criterio para emplear uno u otro modo de propagación está relacionado con la máxima distancia (D), para la cual, las antenas están dentro del radio de línea de vista:

$$D \text{ (Km)} = 4.1 \{ \sqrt{h_T} + \sqrt{h_R} \} \quad (6.1)$$

donde

$h_R$  es la altura de la antena receptora en m

$h_T$  es la altura de la antena transmisora en m

Si la distancia de interés de propagación (d) es:

$$d < D \quad (6.2)$$

el modo de propagación dominante es por onda de superficie cuando se tiene polarización vertical, y las alturas de las antenas son menores a la longitud de onda ( $\lambda$ ).

Si,  $d > D$

se necesita calcular el factor K para separar la región transhorizonte de región de difracción, este parámetro se calcula por medio de la siguiente ec.

$$K \text{ (Km)} = \frac{259}{f^{1/3} \text{ (MHz)}} \quad (6.3)$$

Cuando:

$$D \leq d \leq D + K \quad (6.4)$$

se aplica la región de transhorizonte

Cuando:

$$D + K < d \quad (6.5)$$

se aplica la región de difracción

En algunas situaciones también las ondas de cielo y el modo de reflexión juegan un papel importante.

### INTERVALO III.

$$3\text{MHz} \leq f_p \leq 30 \text{ MHz}$$

Cuando la distancia  $d$  se encuentra en el intervalo

$$0 \leq d < 80 \text{ Km} \quad (6.6)$$

las ondas de superficie con polarización vertical son el mecanismo principal de propagación.

Cuando

$$80 \text{ Km} \leq d \leq 800 \text{ Km} \quad (6.7)$$

tanto el modo de onda de tierra como el de la onda de cielo pueden ser dominantes, o tener la misma influencia.

Para determinar cual modo es dominante es necesario calcular las pérdidas de la onda de tierra y las pérdidas de los modos en las regiones de la onda de superficie, de difracción y transhorizonte.

Cuando

$$d > 800 \text{ Km} \quad (6.8)$$

la propagación por ondas de cielo es dominante.

#### INTERVALO IV.

$$30 \text{ MHz} \leq f_p \leq 100 \text{ MHz}$$

(6.9)

El principal modo de propagación es el de onda de tierra, y puede incluir las regiones de onda de superficie, de reflexión, transhorizonte y de difracción. La separación entre las regiones de superficie, transhorizonte y de difracción, se puede realizar en base a las ecs. 6.1 - 6.5. En la región de onda superficial, también el fenómeno de propagación puede incluir la propagación por reflexión, y cualquiera de estos puede ser dominante.

Para decidir si la onda de superficie o el campo reflejado es el dominante, es necesario comparar las pérdidas esperadas de los dos modos, y considerar el que proporcione las menores pérdidas. A distancias mayores a la del horizonte de radio el modo de propagación por dispersión ionosférica puede jugar un papel importante.

#### INTERVALO V.

arriba del 100 MHz

$$f_p > 100 \text{ MHz}$$

los modos de propagación considerados para el intervalo IV deben tomarse en cuenta, solo que la dispersión ionosférica en este caso no juega ningún papel. Para enlaces mayores a la del horizonte de radio, el modo de propagación por dispersión troposférica debe de considerarse.

#### INTERVALO IV.

$$30 \text{ MHz} \leq f_p \leq 100 \text{ MHz}$$

(6.9)

El principal modo de propagación es el de onda de tierra, y puede incluir las regiones de onda de superficie, de reflexión, transhorizonte y de difracción. La separación entre las regiones de superficie, transhorizonte y de difracción, se puede realizar en base a las ecs. 6.1 - 6.5. En la región de onda superficial, también el fenómeno de propagación puede incluir la propagación por reflexión, y cualquiera de estos puede ser dominante.

Para decidir si la onda de superficie o el campo reflejado es el dominante, es necesario comparar las pérdidas esperadas de los dos modos, y considerar el que proporcione las menores pérdidas. A distancias mayores a la del horizonte de radio el modo de propagación por dispersión ionosférica puede jugar un papel importante.

#### INTERVALO V.

arriba del 100 MHz

$$f_p > 100 \text{ MHz}$$

los modos de propagación considerados para el intervalo IV deben tomarse en cuenta, solo que la dispersión ionosférica en este caso no juega ningún papel. Para enlaces mayores a la del horizonte de radio el modo de propagación por dispersión troposférica debe de considerarse.

### VI.3 CARACTERISTICAS DE PROPAGACION EN EL ESPACIO LIBRE

Para el análisis de la EMC, el modo de propagación que se usa en sus primeras etapas es el del espacio libre. Después se considera la influencia de la atmosférica y de la tierra.

#### TRANSMISION DESDE UNA ANTENA ISOTROPICA.

Supóngase que la fuente de energía electromagnética es una antena isotrópica como se ilustra en la fig. 6.9

$$P_D = \frac{P_T}{4\pi d^2}$$

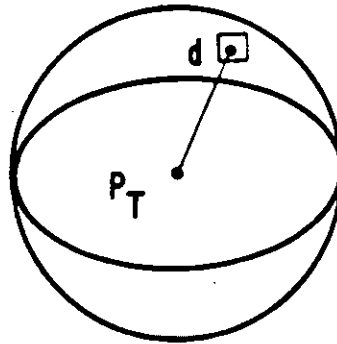


Fig. 6.9 Radiación de una antena isotrópica en el espacio libre

La densidad de potencia ( $P_D$ ) a una distancia  $d$  de la antena isotrópica es

$$P_D = \frac{P_T}{4\pi d^2} \quad (6.10)$$

donde

$P_T$  es la potencia radiada

Si la antena receptora es también isotrópica y sin pérdidas, se tiene que:

El área efectiva ( $A_E$ ) de la antena receptora es:

$$A_E = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (6.11)$$

donde

$\lambda$  es la longitud de onda

La potencia disponible en las terminales de la antena isotrópica es

$$\begin{aligned} P_R &= P_D A_E \\ &= \frac{P_T \lambda^2}{(4\pi d)^2} \end{aligned} \quad (6.12)$$

La relación entre la potencia recibida y la potencia transmitida es la pérdida de propagación ( $\ell$ )

$$\ell = \frac{P_R}{P_T} \quad (6.13)$$

De la ec. 6.12 se obtiene, después de sustituir la relación entre la longitud y la frecuencia, que la pérdida de propagación es

$$l = 1.75 \times 10^3 d^2 (Km) f^2 (MHz) \quad (6.14)$$

expresando las pérdidas en dB se obtiene:

$$L = 32 + 20 \log f (MHz) + 20 \log d (Km) \quad (6.15)$$

Una gráfica de la ec. 6.15 en la cual se toma a la frecuencia como parámetro se ilustra en la fig. 6.10

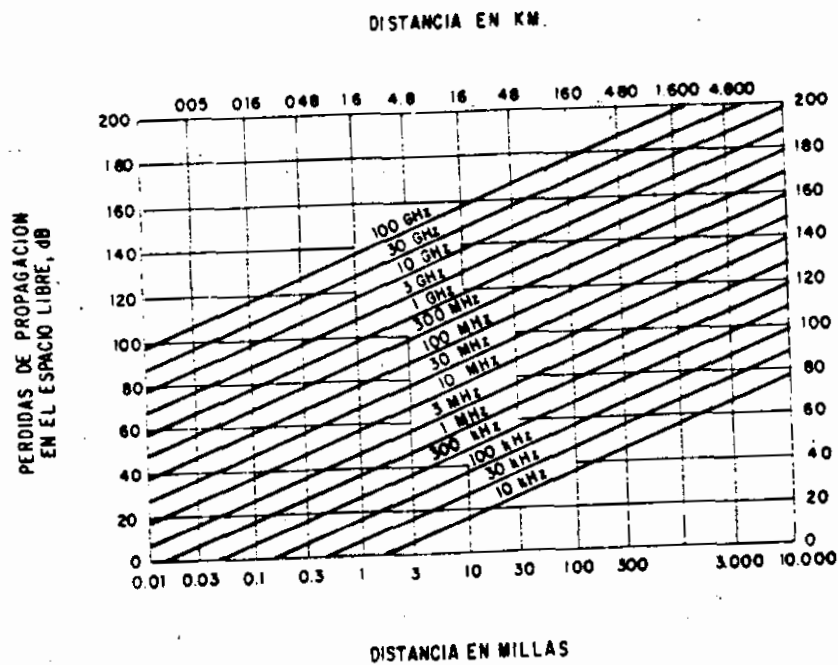


Fig. 6.10 Pérdidas de propagación en el espacio libre entre antenas isotrópicas.

Si las antenas no son isotrópicas es necesario considerar las ganancias (directividad) de las antenas. Cuando se toman en consideración las ganancias, el factor que determina las pérdidas en el espacio libre, se denomina factor de acoplamiento. La atenuación en el espacio libre es función de la frecuencia ( $f$ ) de la distancia ( $d$ ), del tiempo ( $t$ ), de la dirección ( $p$ ). La ganancia de las antenas es función de la dirección ( $p$ ), del tiempo ( $t$ ) y de la frecuencia ( $f$ ), por lo tanto el factor de acoplamiento ( $C_{TR}$ ) también es función de estos parámetros. Este factor también es función de la polarización, pero el efecto de la polarización se considerará más adelante.

$$C_{TR}(f,t,d,p) = G_{TR}(f,t,d,p) + G_{RT}(f,t,d,p) - L(f,t,d,p) \quad (6.16)$$

donde

$G_{TR}(f,t,d,p)$  es la ganancia de la antena transmisora en la dirección de la antena receptora

$G_{RT}(f,t,d,p)$  es la ganancia de la antena receptora en la dirección de la antena transmisora

#### *Ejemplo de aplicación de la ec. 6.16*

Supóngase que se tiene una señal intensa, potencialmente interferente, en donde se colocará un sistema de radiocomunicación, la cual proviene de un transmisor colocado a 5 Km, cuya frecuencia de operación es de 50 MHz y la potencia del transmisor es de 1W. La ganancia de las antenas es de 0 dB y la sensibilidad del receptor es de -110 dBm. Se desea conocer el factor de acoplamiento y el margen fundamental de interferencia (MFI), y cuál sería el factor de rechazo necesario para proponer una separación de frecuencias que asegure la EMC del sistema de radiocomunicación.



Una representación gráfica de la situación se ilustra en la fig. 6.11

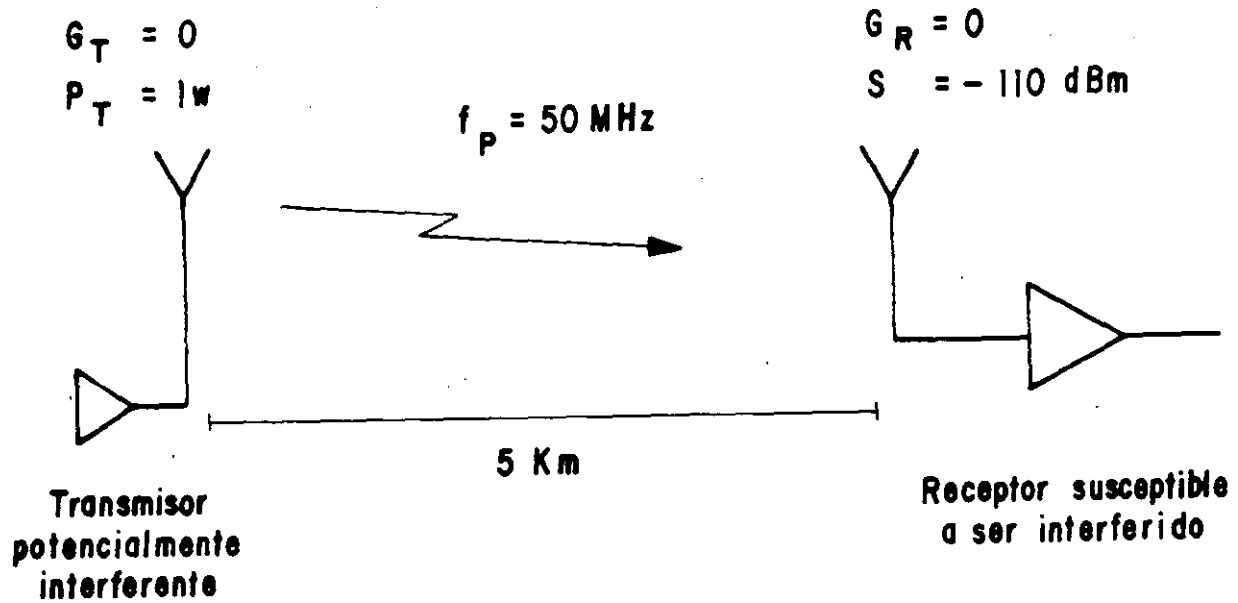


Fig. 6.11 Ilustración del ejemplo

Empleando las ecs. 6.16 y 6.15 se tiene

$$\begin{aligned}
 C_{TR} &= G_{TR} + G_{RT} - \{32 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log d(\text{Km})\} \\
 &= - \{32 + 20 \log 50 + 20 \log 5\} \\
 &= - 80 \text{ dBm}
 \end{aligned}$$

La potencia disponible en la entrada del receptor es

$$P_A = P_T + C_R = 30 \text{ dBm} - 80 \text{ dBm} = - 50 \text{ dBm}$$

El margen fundamental de interferencia es

$$MFI = P_A - P_R \quad (6.17)$$

$$\begin{aligned} MFI &= -50 \text{ dBm} + 110 \text{ dBm} \\ &= 60 \text{ dB} \end{aligned}$$

Esto significa que el receptor es potencialmente interferido por el transmisor colocado a 5 Km. Para asegurar la EMC del receptor es necesario que las frecuencias del transmisor interferente y del receptor susceptible a interferencias se separen lo suficiente para tener un rechazo de aproximadamente 60 dB de la señal interferente.

*Ejemplo:* Determinación de la posible situación de EMI entre un transmisor y un receptor de UHF que operan a la frecuencia de 450 MHz. La separación entre las antenas de 1 Km y las ganancias de las antenas es de 10 dB. La potencia del transmisor es 50 W y la sensibilidad del receptor de -110 dBm.

Una representación de la situación de análisis de la potencialidad que se presente EMI se ilustra en la fig. 6.12

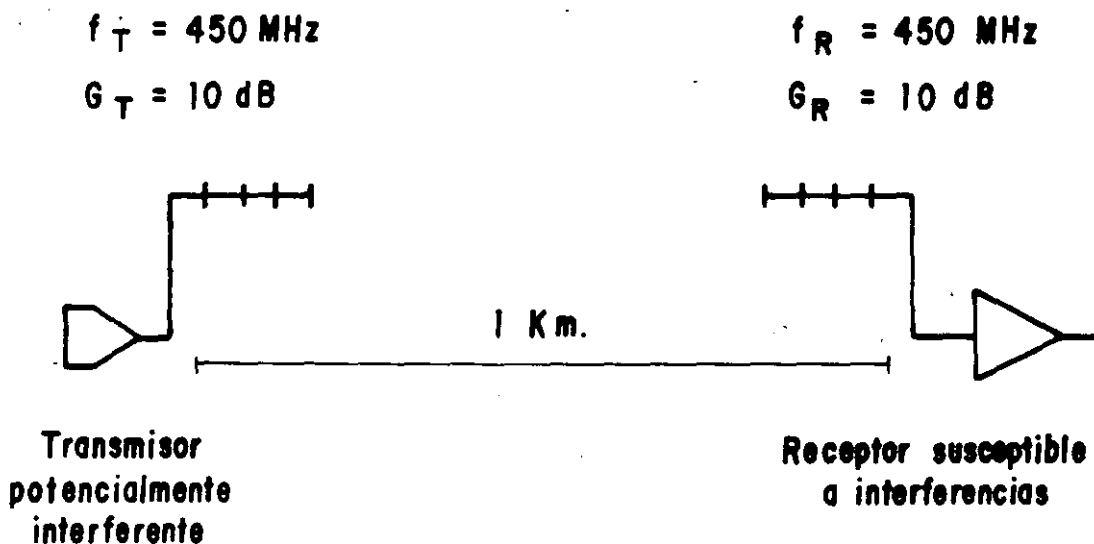


Fig. 6.12 Ilustración para el ejemplo, análisis de la potencial situación de EMI para sistemas de 450 MHz.

Empleando las ecs. 6.16 y 6.15 se tiene:

$$\begin{aligned} C_{TR} &= G_T G_R - \{ 32 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log d (\text{Km}) \} \\ &= 10 + 10 - \{ 32 + 20 \log 450 + 20 \log 1 \} \\ &= -65.1 \text{ dB} \end{aligned}$$

La potencia disponible en la entrada del receptor es:

$$\begin{aligned} P_A &= P_T + C_{TR} \\ &= 37 \text{ dBm} - 65.1 \text{ dB} = -28.1 \text{ dBm} \\ &= -28.1 \end{aligned}$$

(6.18)

El margen fundamental de interferencia es

$$\begin{aligned} \text{MFI} &= P_A - P_R \\ &= -28.1 \text{ dBm} + 110 \text{ dBm} \\ &= 81.9 \text{ dBm} \end{aligned}$$

(6.19)

Esto significa que el nivel de la señal potencialmente interferente tiene un nivel de 81.9 dB arriba de la sensibilidad del receptor.

## VI.4 MODELO DE PROPAGACION DE ONDAS DE TIERRA PARA EL

### ANALISIS DE LA EMC DE SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

Varios fenómenos tienen lugar cuando las ondas electromagnéticas se propagan sobre la tierra. El intervalo de frecuencia de interés, la existencia o no de línea de vista son los dos factores más importantes que se deben considerar, para determinar cual modelo de propagación es el dominante en una situación dada.

Cuando se está en la condición de existencia de línea de vista, la onda directa, la onda de superficie y la onda reflejada en la tierra entran a formar parte de la onda de tierra. Una ilustración de estas contribuciones al campo electromagnético en punto dado se ilustra en la fig. 6.13

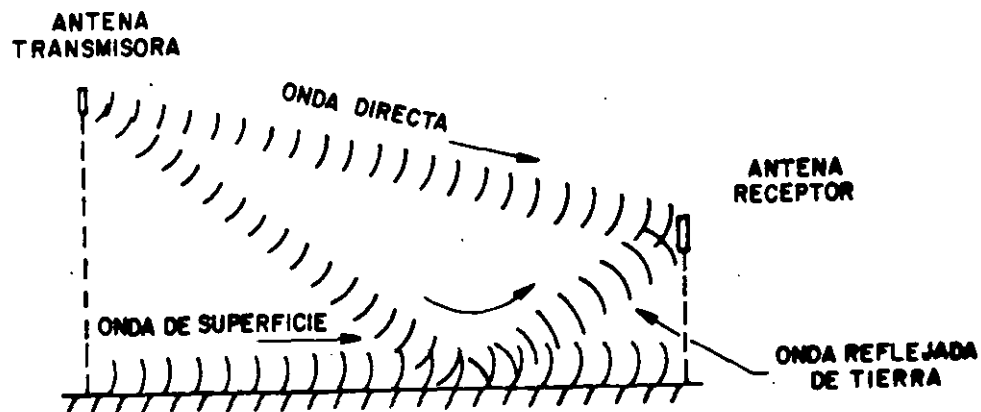


Fig. 6.13 Componentes de la onda de tierra cuando existe línea de vista.

El campo electromagnético en un punto dado, dentro de la línea de vista está constituido por el vector resultante de la contribución de las tres ondas: onda de superficie, onda directa y onda reflejada en la tierra.

### VI.4.1 COMPONENTES DE LA ONDA TIERRA

La componente del campo eléctrico en un punto dado debida la onda de superficie es:

$$E_s = \frac{E_0}{d} \left\{ [ 1 - \bar{R} ] f(P,B) \cos^2 \psi_2 e^{j2\pi [ (r_2/\lambda) + \phi ] } \right\} \quad (6.20)$$

donde

$\bar{R}$  es el coeficiente complejo de reflexión para una tierra plana

$f(P,B)$  es una función de la atenuación de la onda de superficie

$E_0$  es la intensidad del campo en el espacio libre a una distancia unitaria de la antena transmisora

$r_1, r_2, \psi_1, \psi_2, d$ . Se definen en la fig. 6.14

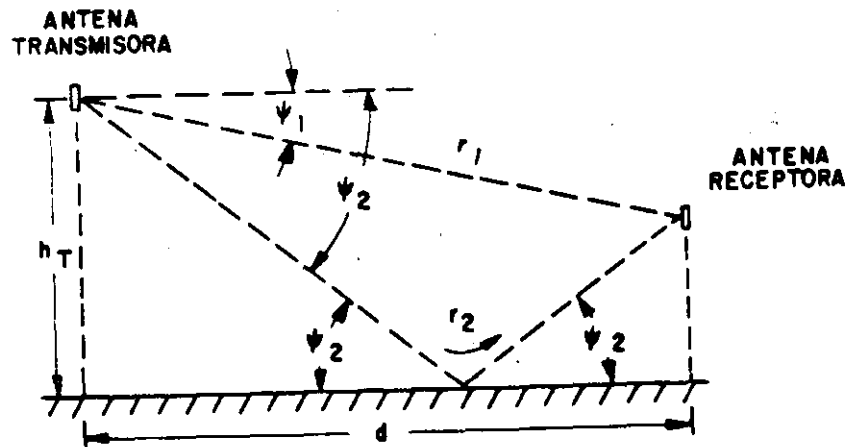


Fig. 6.14 Cálculo de la onda de tierra en un plano

Esta componente es importante en el intervalo de frecuencias de 30 KHz - 30 MHz y la polarización vertical es la dominante.

Para que este modelo sea válido es necesario que las alturas de las antenas sean pequeñas comparadas con la longitud de onda. Bajo esta condición las irregularidades del terreno juegan un papel secundario.

La componente del campo eléctrico ( $E_d$ ) en un punto dado debido a la onda directa es

$$E_d = \frac{E_o}{d} \{ \cos^3 \psi_1 e^{j2\pi r_1/\lambda} \} \quad (6.21)$$

La componente del campo eléctrico de la onda de tierra en un punto dado debido a la onda reflejada en la tierra es:

$$E_r = \frac{E_o}{d} \{ \bar{R} \cos^3 \psi_2 e^{j2\pi r_2/\lambda} \} \quad (6.22)$$

En la zona donde las componentes directa y reflejada son los componentes dominantes de la onda de tierra cuando existe línea de vista, se denomina región de reflexión y es aplicable sólo para

$$f > 30 \text{ MHz}$$

En esta región la propagación es afectada por los efectos de la tierra, para propósitos del análisis de la EMC, estos efectos son tratados con modelos empíricos o estadísticos, para la determinación de las pérdidas de propagación.

El campo eléctrico (E) de la onda de tierra en el punto de la antena receptora es:

$$E = E_s + E_d + E_T \quad (6.23)$$

Cuando la propagación es más allá de la línea de vista, las regiones para determinar la propagación de la onda electromagnética, son la región de trashorizonte y la región de difracción.

La región de trashorizonte se aplica en la vecindad de la transmisión de línea de vista - más allá de la línea de vista. La región de difracción se aplica cuando la propagación es más allá del horizonte de radio.



## VI.5 ONDA DE SUPERFICIE

El modo de propagación por onda de superficie es aplicable a aquellas ondas electromagnéticas, cuya propagación está dentro de la línea de vista; su polarización es vertical y su frecuencia está en el intervalo

$$30 \text{ KHz} \leq f \leq 30 \text{ MHz} \quad (6.24)$$

Cuando se considera la tierra plana, este modelo es válido para distancias (d) menores que:

$$d \text{ (Km)} < \frac{8}{f^{1/3} \text{ (MHz)}} \quad (6.25)$$

El límite de aplicación del modo de tierra plana como función de la distancia de propagación y de frecuencia se ilustra en la fig. 6.15

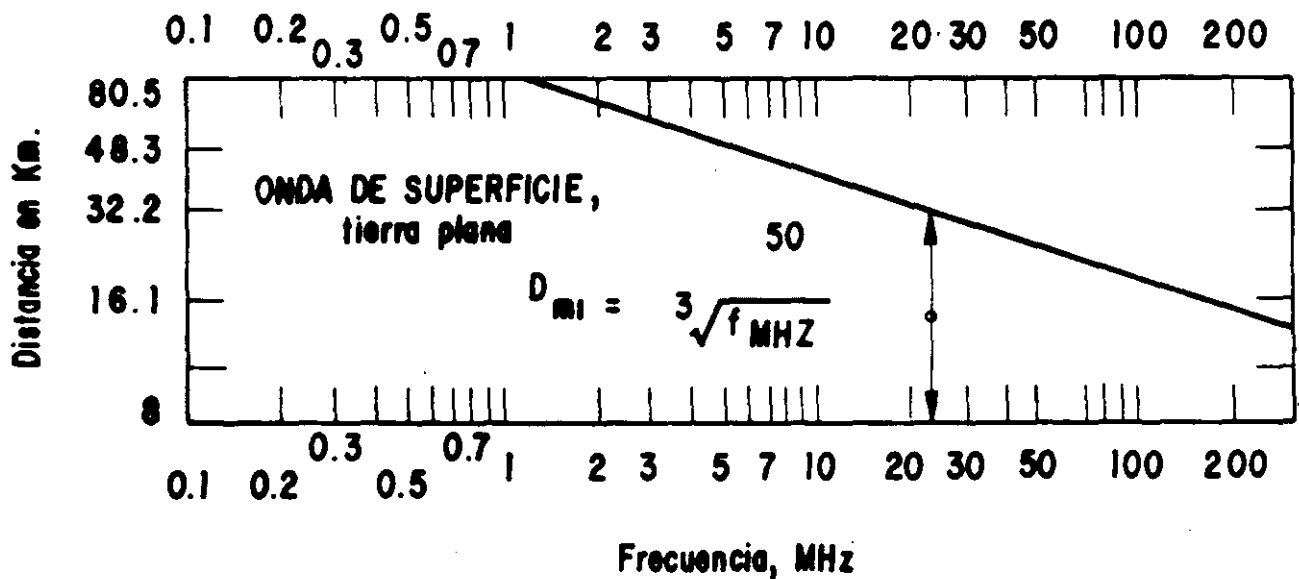


Fig. 6.15 Límite de validez para el modelo de la tierra plana

## VI.5.1 PERDIDAS DE PROPAGACION DE ONDAS DE SUPERFICIE CUANDO

### LAS ANTENAS TIENEN UNA ALTURA IGUAL A CERO

La atenuación de propagación de la onda de superficie crece conforme se incrementan las alturas de las antenas ( $h_T$ ,  $h_R$ ) y es mínima cuando

$$h_T, h_R = 0 \quad (6.26)$$

Para propósitos de EMI, la consideración de altura de las antenas igual a cero proporciona una buena aproximación. Cuando se cumpla la condición indicada con la ec. 6.26, se tiene:

$$\begin{aligned} \psi_2 &= 0 \\ \cos \psi_2 &= 1 \\ (1 - \bar{R}) &= 2 \end{aligned} \quad (6.27)$$

Sustituyendo la ec. 6.27 en la ec. 6.20 se tiene

$$E_s = \frac{2E_o}{d} f(p,b) \quad (6.28)$$

y las pérdidas de propagación se obtiene por medio de la siguiente ec.

$$L \text{ (dB)} = 26.5 + 20 \log f \text{ (MHz)} + 20 \log d \text{ (Km)} - 20 \log f(p,b) \quad (6.29)$$

Cuando la onda tiene polarización vertical:

$$p = \frac{\pi r_2}{\lambda} \cdot \frac{\cos^2 b''}{X \cos b'} \quad (6.30)$$

$$b = 2b'' - b' \quad (6.31)$$

donde

$$r_2 (m) = \frac{1000 d (Km)}{\cos \psi_2} \quad (6.32)$$

$$X = \frac{18,000 \sigma}{f (MHz)} \quad (6.33)$$

$$b' = \text{angtan} \frac{\epsilon_r - 1}{X} \quad (6.34)$$

$$b'' = \text{angtang} \frac{\epsilon_r}{X} \quad (6.35)$$

donde

$\epsilon_r$  es la permitibilidad de la tierra

$\sigma$  es la conductividad de la tierra

Una gráfica de la función de la atenuación de la onda de superficie  $f(p,b)$  se muestra en la fig. 6.16

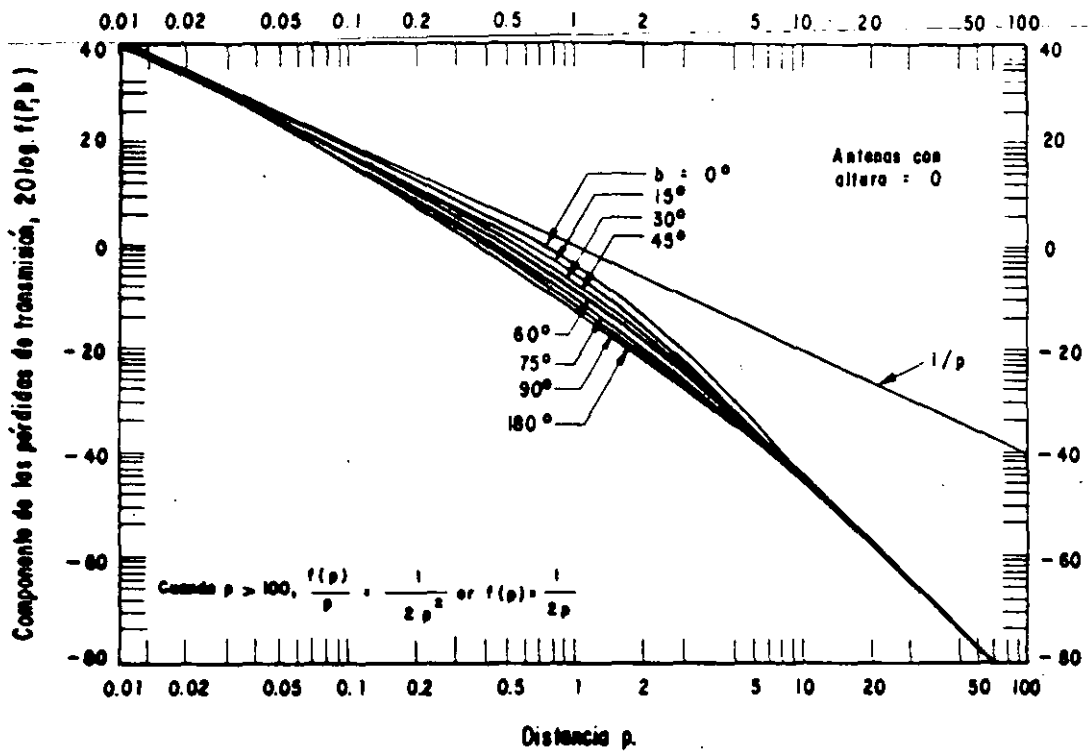


Fig. 6.16 Representación de  $f(p, d)$  como función del parámetro  $p$

Si

$$p \gg 1000 \quad (6.36)$$

$$f(p, b) = \frac{1}{2p}$$

VI.5.2 PERDIDAS DE PROPAGACION DE ONDAS DE SUPERFICIE  
 CON ANTENAS DE UNA ALTURA SUPERIOR A CERO

Si la altura de las antenas sobre la tierra es diferente a cero se tiene:

$$\left\{ |E| = \left| \frac{E_0}{d} (1 - \bar{R}) f(P,B) \cos^2 \psi_2 \right| \right\} \quad (6.38)$$

$$L(\text{dB}) = 32 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log d(\text{km}) - 20 \log f(P,B) - 40 \log(\cos \psi_2) - 20 \log(1 - \bar{R}) \quad (6.39)$$

$$\psi_2 = \text{angtan} \left\{ \frac{h_T + h_R}{1000 d(\text{Km})} \right\} \quad (6.40)$$

donde

$d$  es la distancia en Km

$h_R$  es la altura de la antena receptora en m

$h_T$  es la altura de la antena transmisora en m

$\bar{R}$  es el coeficiente de reflexión cuando se considera a la tierra plana

$$p e^{jB} = \left\{ 1 + \frac{q_1 + q_2}{2p} \left[ e^{j(90^\circ - b/2)} \right] \right\}^2 e^{jb} \quad (6.41)$$

donde para polarización horizontal

$$q_1 = 21 \times 10^{-3} f(\text{MHz}) h_T \left\{ \frac{X}{\cos b'} \right\}^{0.5} \quad (6.42)$$

$$q_2 = 21 \times 10^{-3} f(\text{MHz}) h_R \left\{ \frac{\cos^2 b''}{X \cos b'} \right\}^{0.5} \quad (6.43)$$

Para polarización vertical

$$q_1 = 21 \times 10^{-3} f(\text{MHz}) h_T \left\{ \frac{\cos^2 b''}{X \cos b'} \right\}^{0.5} \quad (6.44)$$

$$q_2 = 21 \times 10^{-3} f(\text{MHz}) h_R \left\{ \frac{\cos^2 b''}{X \cos b'} \right\}^{0.5} \quad (6.45)$$

Si

$$q_1 + q_2 < 10^{-2} \quad (6.46)$$

y si

$$P > 10^2$$

$$f(P, B) = \frac{1}{2p} \quad (6.47)$$

Para otros valores de P, f(P, B) se puede encontrar de la fig. 6.16

Para la estimación de las potenciales EMI se pueden usar gráficas de las ecuaciones arriba mostradas. Dos ejemplos de éstas para alturas de antenas igual a cero se muestran en la fig. 6.17a y 6.17b.

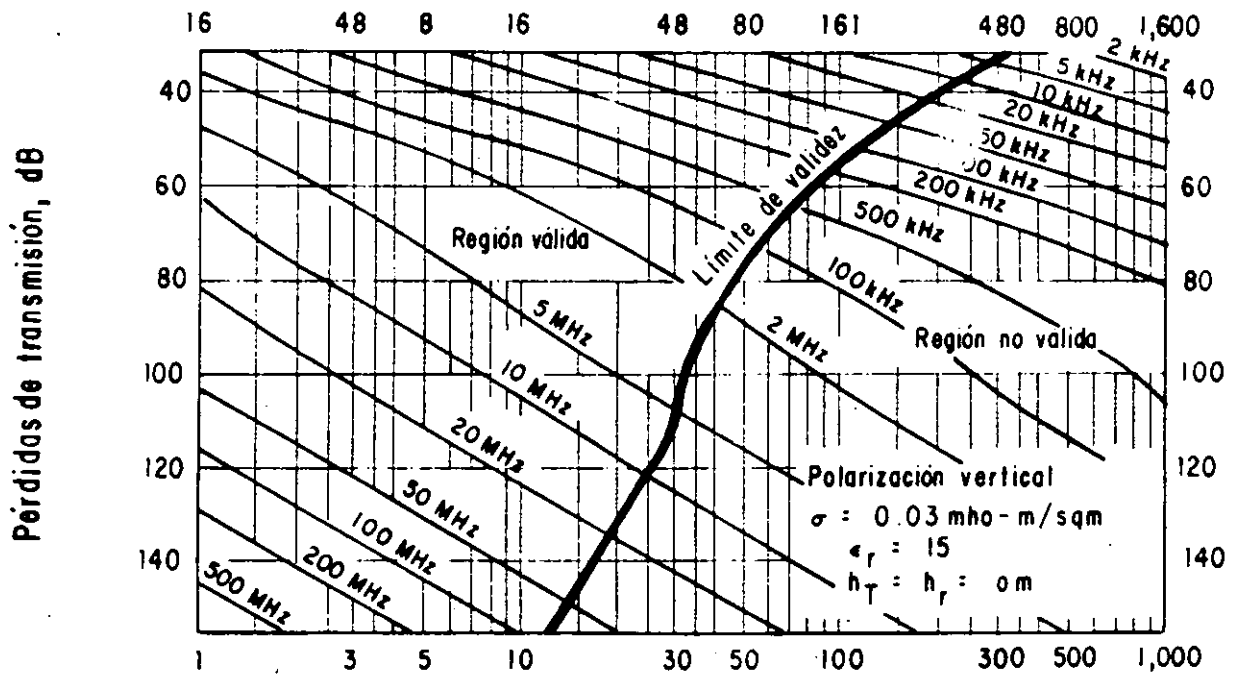
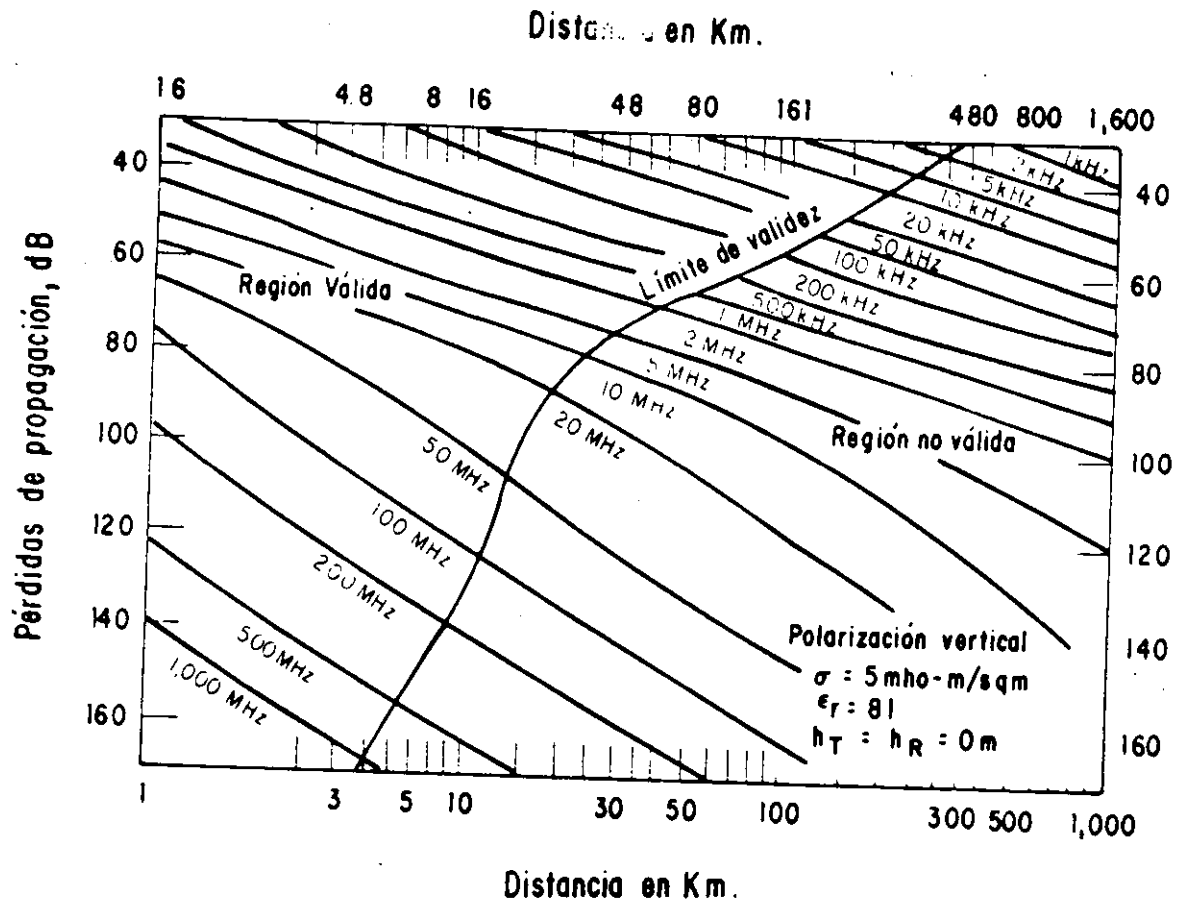


Fig. 6.17 Región de ondas de superficie, a) para tierra promedio  
 b) para agua salada

Las gráficas mostradas en la fig. 6.17 fueron construidas para

$$h_R = h_T = 0$$

En las ondas de tierra, las ondas con polarización horizontal se atenúan más significativamente en comparación con las ondas con polarización vertical, por este motivo estas últimas ondas son las significantes para el modo de propagación de ondas de superficie. Para este modo de propagación, la atenuación de propagación crece conforme a las alturas de las antenas se hacen más altas, y como regla general la altura de las antenas debe cumplir la siguiente desigualdad para que la propagación por ondas de superficie sea aplicada

$$h_R, h_T < \lambda \quad (6.48)$$

También es importante hacer notar que el efecto de las alturas de las antenas es más pronunciado para distancias cortas de propagación en comparación con distancias largas.

Para distancias cortas el ángulo de rozamiento es grande y el coeficiente de reflexión es pequeño. Si la distancia crece, éste ángulo tiende a cero y el coeficiente de reflexión tiende a 1. Por esta razón, en grandes distancias, pequeñas variaciones de las alturas de las antenas tienen un efecto insignificante sobre la atenuación de propagación. Las pérdidas de propagación de ondas de superficie dependen fuertemente de las constantes de la tierra. Como un ejemplo de esta dependencia en la fig. 6.18, se ilustran valores de las pérdidas de propagación para diferentes tipos de tierra, cuando la distancia de propagación es de 5 Km y las frecuencias de las portadoras de 5 y 20 MHz, en este caso se supuso que las alturas son idénticas a cero.



Tipo de tierra	$\sigma$ mho-m/m <sup>2</sup>	$\epsilon_r$	L(5MHz)	L(25MHz)
Agua de mar	5.0	81	54	67
Tierra pantano- sa	0.111	30	57	90
Tierra promedio	0.03	15	64	102
Tierra desérti- ca	0.011	3	72	112

Fig. 6.18 Pérdida de propagación para ondas de superficie y polarización vertical

**Ejemplo:**

Suponga que un transmisor tiene una portadora de 5 MHz y la potencia transmitida es de 10 KW (70 dBm) y la antena transmisora es un dipolo vertical con ganancia de 0 dB, la altura de la antena transmisora es de 0 m.

Se desea saber si un receptor colocado a 10 Km del transmisor puede ser interferido por el transmisor. La frecuencia de sintonía es de 5.3 MHz y la antena receptora es un dipolo vertical con ganancia igual a 0 dB y su altura sobre el nivel de la tierra es 0m. La sensibilidad del receptor es de -110 dBm.

a) La polarización es vertical y la onda de superficie es el principal modo de propagación y por lo tanto es la que se considerará para predicción de la EMI.

De la ec. 6.33 y usando datos de tierra promedio indicados en la fig. 6.18 se tiene

$$X = \frac{18,000 \sigma}{f(\text{MHz})} = \frac{18,000 \times 0.03}{5} = 108$$

Si la altura de las antenas es cero o pequeña con respecto a la distancia

$$r_2 \approx d$$

de las ecs. 6.34, 6.35 y 6.30, 6.31 se tiene:

$$b' = \text{angtang} \frac{\epsilon_r - 1}{X} = \text{angtang} \frac{81 - 1}{108} = 36.5^\circ$$

$$b'' = \text{angtang} \frac{\epsilon_r}{X} = \text{angtan} \frac{81}{108} = 36.9^\circ$$

$$b = 2b'' - b' = 36.9 \times 2 - 36.5 = 37.3^\circ$$

$$P = \frac{\pi r_2}{\lambda} \cdot \frac{\cos^2 b''}{X \cos b'}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{5 \times 10^6} = 60 \text{ m}$$

$$P = \frac{\pi \times 10,000}{60} \cdot \frac{\cos^2 36.9}{108 \cos 36.5} = 3.86$$

de la fig. 6.16 se tiene que:

$$f(p, b) \approx -30.5$$

de la ec. de pérdidas de propagación se tiene

$$\begin{aligned}L &= 26.5 + 20 \log f \text{ (MHz)} + 20 \log d \text{ (Km)} - \\ &\quad - 20 \log f(P,B) \\ &= 26.5 + 20 \log 5 + 20 \log 10 + 30.5 \text{ dB} \\ &= 26.5 + 14 + 20 + 30.5 = 91.0 \text{ dB}\end{aligned}$$

[Si se hubiese usado la gráfica 6.24, el valor de L hubiese sido de aproximadamente = 87 dB]

La potencia disponible ( $P_A$ ) en el receptor es:

$$P_A = P_T + C_{TR} \quad (6.49)$$

$$C_{TR} = L \quad \text{para este caso}$$

$$P_A = 70 \text{ dBm} - 87 \text{ dB} = -17 \text{ dBm}$$

$$P_A = -17 \text{ dBm}$$

Para evitar las interferencias es necesario que el receptor introduzca un rechazo de 93 dB, este rechazo debe de proporcionarse por la separación de frecuencias 0.3 MHz.

## VI.6. MODELO DE PROPAGACION EN LA REGION DE REFLEXION PARA EL ANALISIS DE LA EMC DE LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

La región de reflexión se aplica cuando

$$f > 30 \text{ MHz}$$

y se tiene línea de vista.

En la región de reflexión la propagación se ve frecuentemente afectada por el terreno que se encuentra en la vecindad de la trayectoria. Para propósitos de análisis de la EMC de los sistemas de radiocomunicación, resulta impráctico considerar en detalle las características del terreno para todas las trayectorias de propagación; y para éste caso es más práctico emplear modelos empíricos como resultado del análisis estadístico de mediciones.

Un modelo empírico eficiente (desarrollado por Egli) para antenas separadas hasta 64 Km en la banda de 40 MHz - 400 MHz y antenas sobre la tierra es:

$$L_b \text{ dB} = 88 + 20 \log f \text{ (MHz)} - 20 \log h_t h_r + 40 \log d \text{ (Km)} \quad (6.50)$$

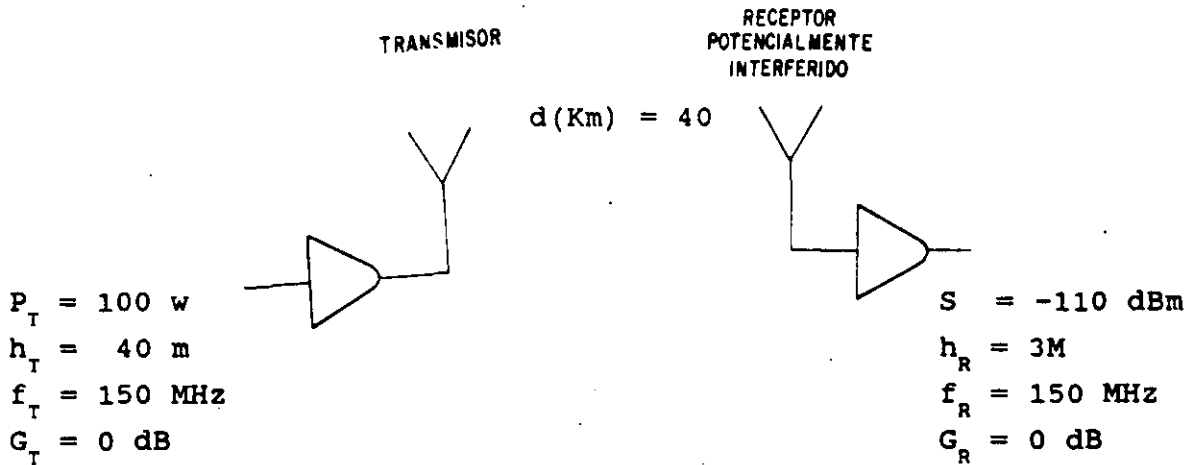
donde

- d es la distancia entre las antenas
- $h_r$  es la altura sobre la tierra de la antena receptora
- $h_t$  es la altura sobre la tierra de la antena transmisora

Este modelo empírico de propagación da buenos resultados promedios para antenas sobre la tierra y frecuencia hasta 1 GHz.

**Ejemplo.**

Supóngase que se tiene un transmisor y un receptor móvil susceptible a ser interferido por este transmisor ya que el receptor es servido por otra estación base. Tanto el receptor como el transmisor operan a la misma frecuencia (150 MHz), la distancia entre el transmisor y el receptor es de 40 Km.



Sustituyendo en la ec. 6.50 se tiene

$$L_g(\text{dB}) = 88 + 20 \log (150) - 20 \log (40 * 3) + 40 \log (40)$$

$$= 88 + 43.5 - 41.6 + 64.1 \text{ dB} =$$

$$= 154 \text{ dB}$$

La potencia disponible en el receptor es

$$\begin{aligned} P_A &= P_T - L_B + G_T + G_R \\ &= 50 \text{ dBm} - 154 = -104 \end{aligned}$$

En este caso el receptor es susceptible a ser interferido por el transmisor ya que la potencia disponible en el receptor es de 6 dB arriba de la sensibilidad de éste.

## VI.6.1. MODELO DE LAS PERDIDAS DE PROPAGACION EN LA REGION

### DE REFLEXION SOBRE TIERRA PLANA

Este modelo es aplicable para predecir ls pérdidas de propagación cuando:

- Las antenas son altas

$$- d \text{ (Km)} < \frac{80}{\{f \text{ (MHz)}\}^{1/3}}$$

- La componente de la onda de superficie es despreciable. Esto se cumple cuando

$$\Delta > 0.5 \quad (6.51)$$

donde

$$\Delta = \frac{4\pi h_T h_R}{d \lambda}$$

Cuando el terreno tiene irregularidades, la altura de las antenas es medido sobre la curva de cuadrados mínimos (Least square).

Una ilustración del campo reflejado como función de la distancia de la antena transmisora se ilustra en la fig. 6.19

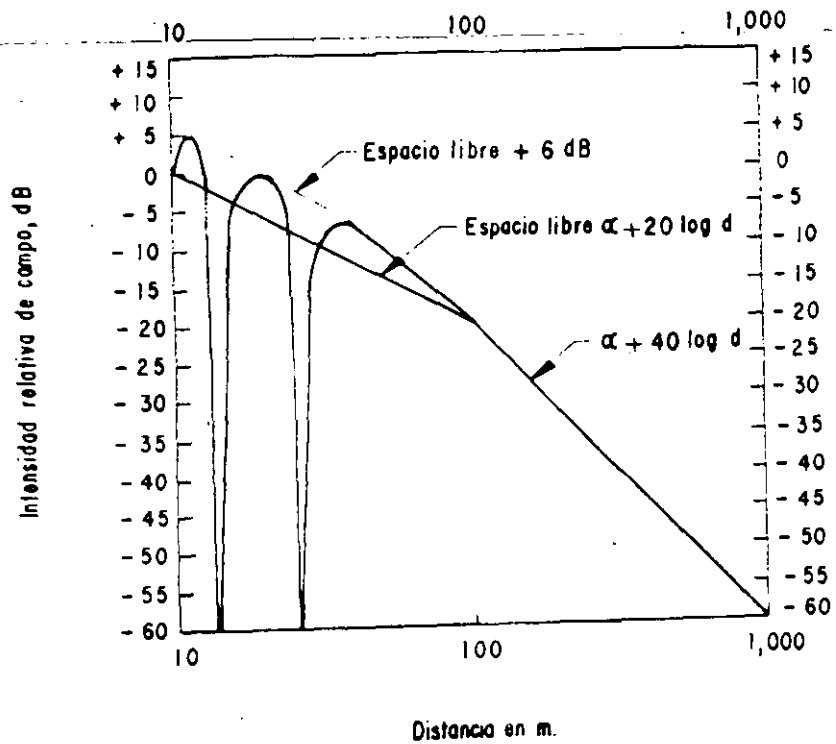


Fig. 6.19 Campo reflejado como función de la distancia de la antena transmisora.

De la curva para distancias más allá del último máximo se tiene que la pérdida de propagación es:

$$L \text{ (dB)} = 115 + 40 \log d \text{ (Km)} - 20 \log h_T h_R \quad (6.52)$$

donde

$h_T$  es la altura en m de la antena transmisora

$h_R$  es la altura en m de la antena receptora

$d$  es la distancia entre las antenas



Estas pérdidas de propagación son independientes de la frecuencia, disminuyen como  $20 \log h_R h_T$  y crecen como  $40 \log d$ .

Para,

$$\Delta < 0.5 \quad (6.53)$$

es necesario calcular cual pérdida de propagación es menor: la de onda de superficie o la de región de reflexión. Si

$$| L (\text{sup.}) - L (\text{Ref}) | > 8 \text{ dB} \quad (6.54)$$

se debe considerar la menor

Si

$$| L (\text{sup.}) - L (\text{Ref}) | \leq 8 \text{ dB} \quad (6.55)$$

las pérdidas de propagación se encuentran por medio de

$$L_B = L_B (\text{Max}) - f (\Delta L) \quad (6.56)$$

donde

$L_B (\text{max})$  es la máxima pérdida de propagación, ya sea por ondas de superficie o por el modo de reflexión

$f(\Delta L)$  es dado en la fig. 6.20

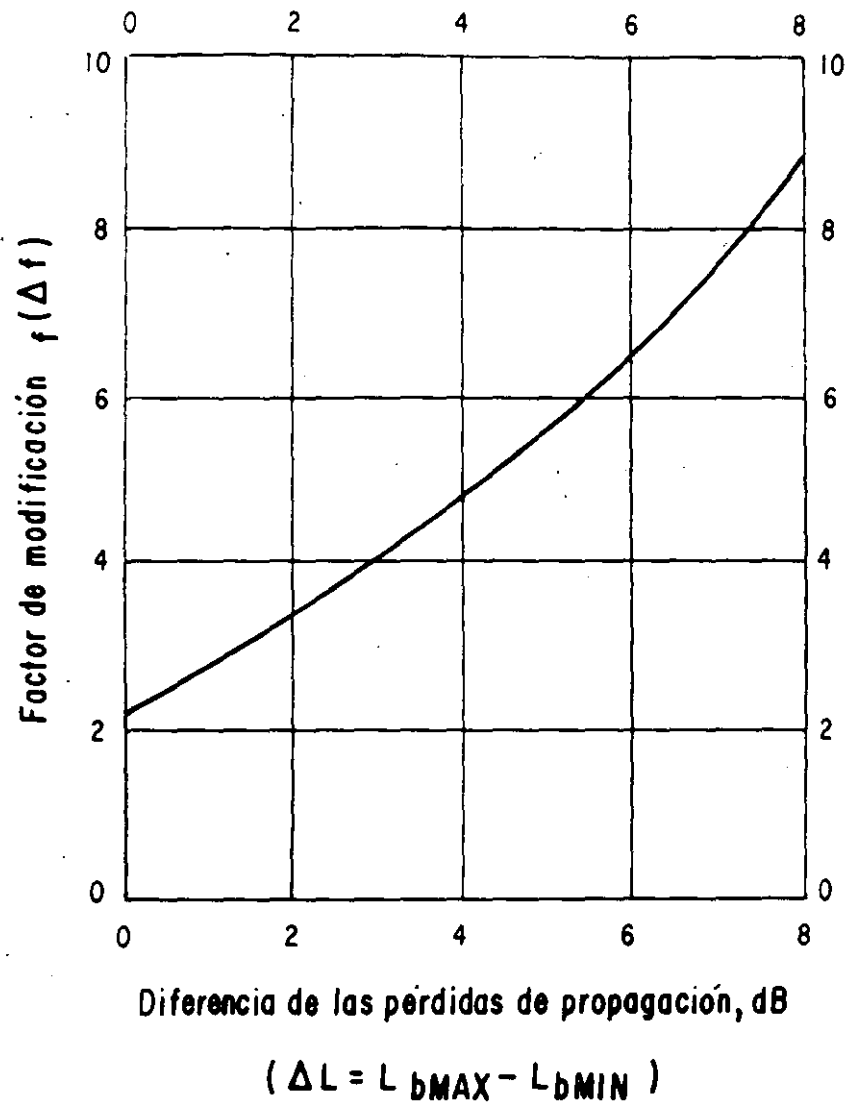


Fig. 6.20 Factor de corrección en una región de reflexión

VI.6.2 MODELO DE LAS PERDIDAS DE PROPAGACION EN LA REGION  
DE REFLEXION SOBRE TIERRA ESFERICA

Un modelo de la tierra esférica y regular se puede emplear para calcular la pérdida de propagación si

$$- d \text{ (Km)} \approx \frac{80}{[f \text{ (MHz)}]^{1/3}}$$

- Existe línea de vista entre las antenas

$$- \Delta = \frac{4\pi h_T h_R}{\lambda d} \geq 0.5$$

Las pérdidas en la región de reflexión es

$$L(\text{dB}) = 32 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log d - 20 \log g(\theta) \quad (6.57)$$

El cálculo de la función  $g(\theta)$  se hace usando la fig. 6.21

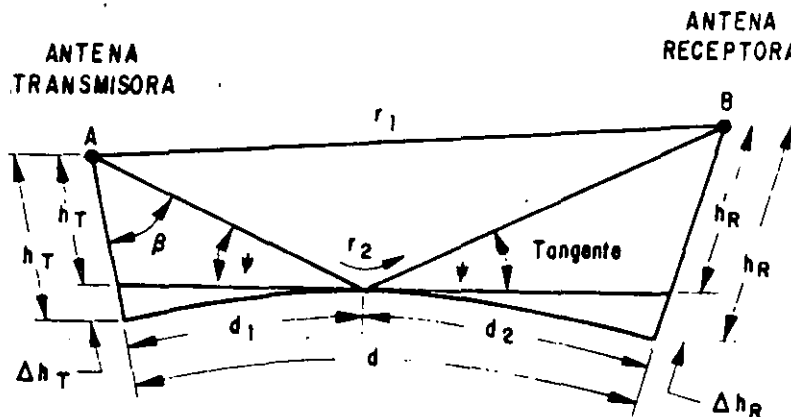


Fig. 6.21 Geometría de la región de reflexión en una tierra esférica.

La función  $g(\theta)$  es

$$g(\theta) = \{ 1 + (DR)^2 + 2DR \cos (\theta - \phi) \}^{1/2} \quad (6.58)$$

donde

D es el factor de divergencia para una tierra esférica y regular

$$D = \left[ 1 + \frac{d_1^2 d_2^2}{3kdh'_T} \right] \quad (6.59)$$

$$h'_T = h_T - \frac{d_1^2}{12.6 k}$$

$$h'_R = h_R - \frac{d_2^2}{12.6 k}$$

$k = 4/3$  es el factor del radio de la tierra

$d_1$  es la distancia de la antena transmisora al punto de reflexión y se calcula por medio de la siguiente ec.

$$d_1^3 - (1.5d) d_1^2 + \{ 0.5 d^2 - 6.15 (h_T + h_R) \} d_1 + 6.15 h_T d = 0 \quad (6.60)$$

donde

d Es la distancia total de la trayectoria

$$d_2 = d - d_1 \quad (6.61)$$

La magnitud (R) y la fase ( $\phi$ ) de los coeficientes de reflexión son

PARA POLARIZACION VERTICAL

$$R_v e^{j \phi_v} = \frac{\bar{n}^2 \sin \psi - \sqrt{\bar{n}^2 - \cos^2 \psi}}{\bar{n}^2 \sin \psi + \sqrt{\bar{n}^2 - \cos^2 \psi}} \quad (6.62)$$

PARA POLARIZACION HORIZONTAL

$$R_h e^{j \phi_h} = \frac{\sin \psi - \sqrt{\bar{n}^2 - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{\bar{n}^2 - \cos^2 \psi}} \quad (6.63)$$

donde

$\phi_h$  y  $\phi_v$  son las diferencias de fase entre las ondas reflejadas e incidentes

$R_h$  y  $R_v$  son las magnitudes del coeficiente de reflexión

$\bar{n}$  es el índice de refracción del medio

$\psi$  es el ángulo de rozamiento y está dado por:

$$\psi = \text{angtan} \left\{ \frac{3.281 h_T - 0.78 d_1^2 / 3k}{3,300 d_1} \right\}$$

(6.64)

el índice de refracción  $\bar{n}$  es

$$\bar{n}^2 = \epsilon_{r2} - \frac{j 1.8 \times 10^4 \sigma_2}{f(\text{MHz})}$$

(6.65)

donde

$\epsilon_{r2}$  es la permitividad relativa del medio 2

$\sigma_2$  es la conductividad del medio 2

La diferencia de la longitud de las trayectorias directa y reflejada en grados ( $\theta$ ) es:

$$\theta = \frac{2.39 \times 10^{-3} h'_T h'_R f(\text{MHz})}{d}$$

(6.66)

Las pérdidas de propagación también pueden representarse en gráficas. Como se muestra en las figs. 6.22 y 6.23.

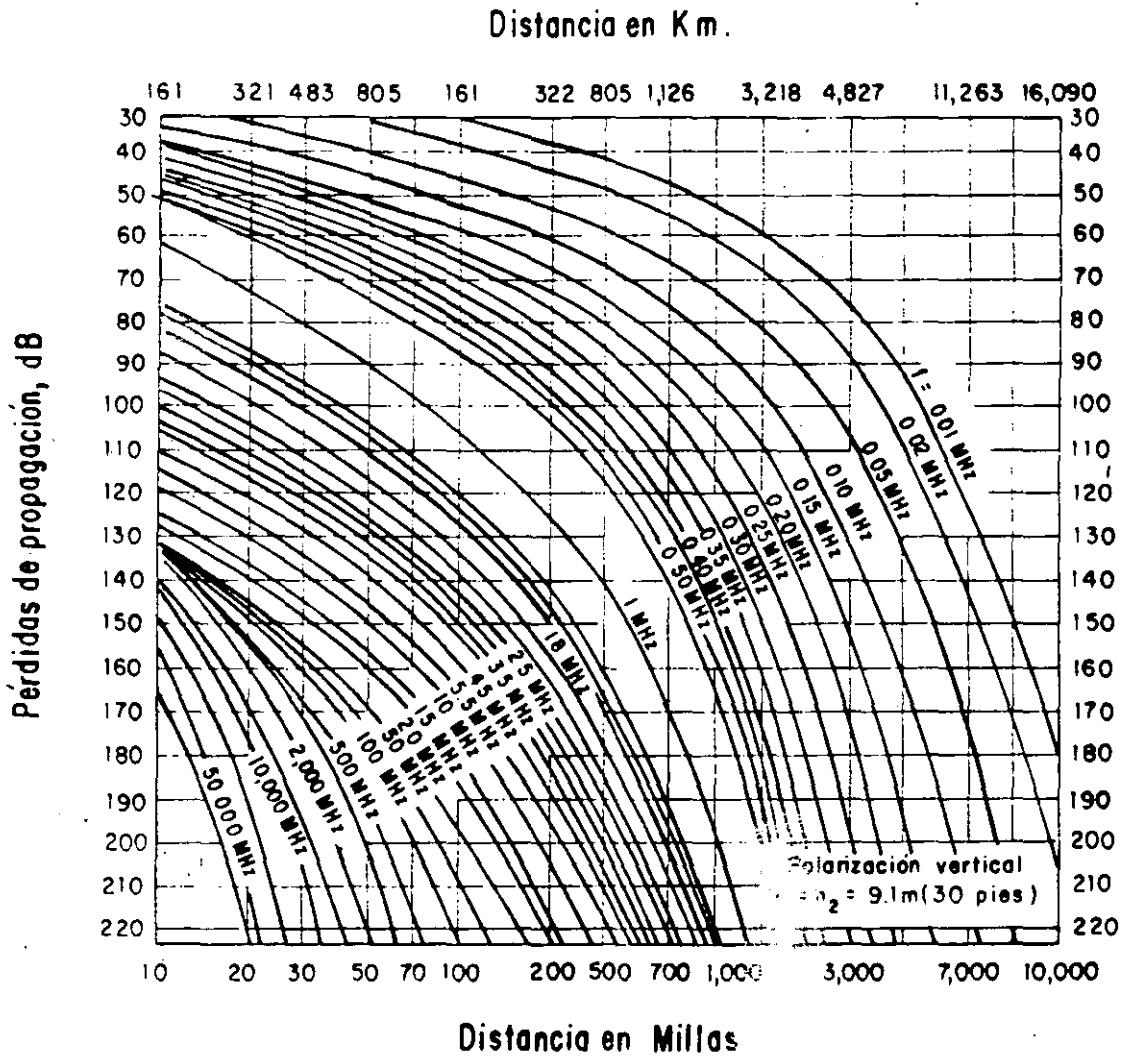
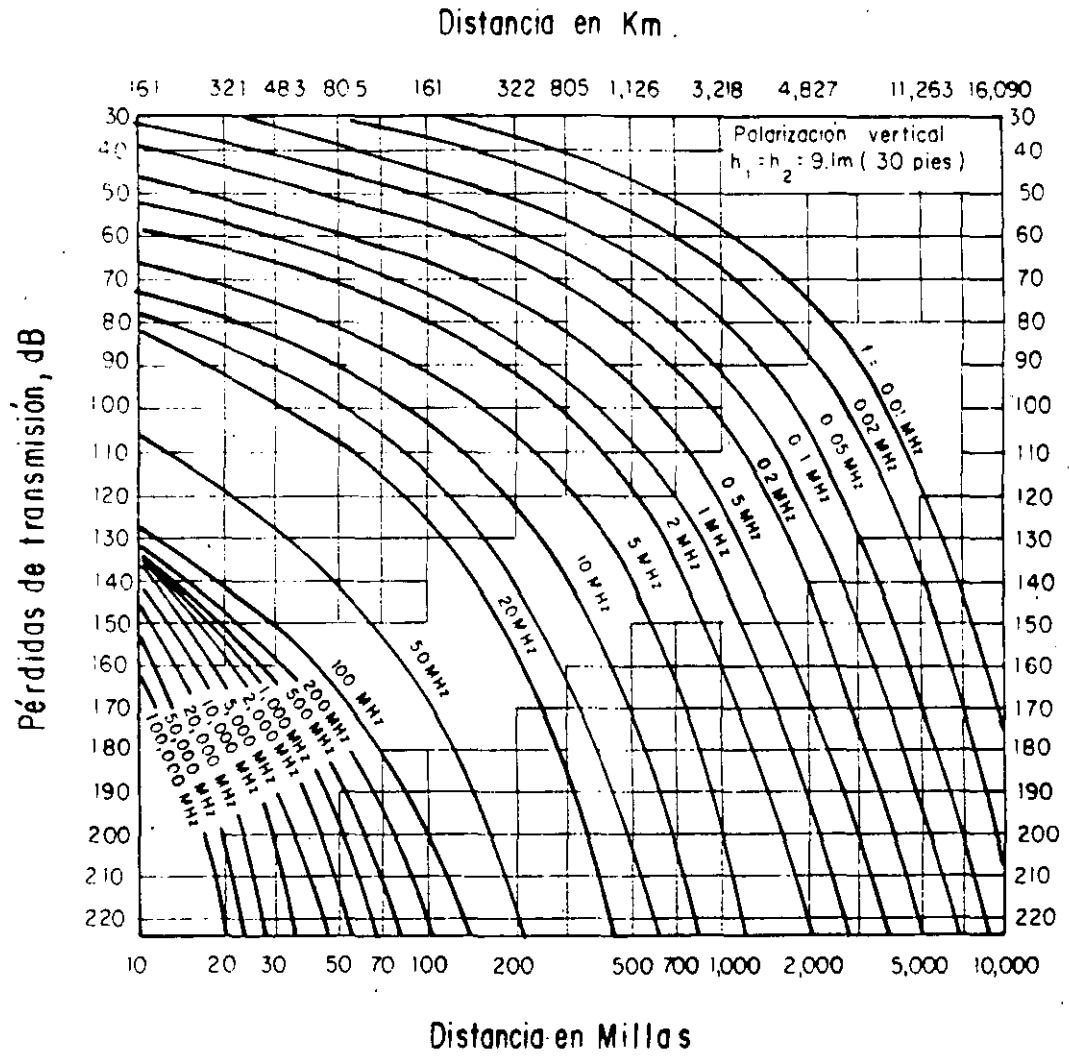


Fig. 6.22 Pérdidas de propagación en la región de reflexión para una tierra esférica y regular, y para un terreno promedio



**REGION DE REFLEXION EN TIERRA ESFERICA  
Y SOBRE AGUA SALADA**

*Fig. 6.23 Pérdidas de Propagación en la región de reflexión para una tierra esférica y regular, y para el agua del mar.*



## VI.7 MODELO DE LA PROPAGACION EN LA REGION DE DIFRACCION

### PARA LA PREDICION DE EMI

En distancias más grandes que la línea de vista de radio, la onda difractada es el modo dominante de propagación. Si la longitud de la trayectoria crece, el nivel de la señal por dispersión troposférica se aproxima al valor de onda difractada de superficie. A la región donde la señal propagada por dispersión troposférica es pequeña se le denomina región de difracción cercana, y a la región donde la señal propagada por dispersión troposférica es dominante se le denomina región de difracción lejana.

## VI.7.1 REGION DE DIFRACCION CUANDO SE PUEDE APLICAR EL MODELO

### DE LA TIERRA REGULAR

Solo se puede aplicar la región de difracción, si la longitud de la trayectoria de propagación (d) satisface la siguiente desigualdad:

$$d > 1.6 \left\{ [5kh_T]^{1/2} + [5kh_R]^{1/2} + \frac{1.5}{\beta_o \eta_o} \right\}$$

(6.67)

donde

$k = 4/3$  es el factor del radio de la tierra

$$\eta_o = \frac{7 \times 10^{-3} [f(\text{MHz})]^{1/3}}{k^{2/3}} \quad (6.68)$$

$\beta_o$  es una parámetro que por la dificultad de la expresión generalmente se calcula por medios gráficos. Una representación gráfica de este parámetro se muestra en la fig. 6.24

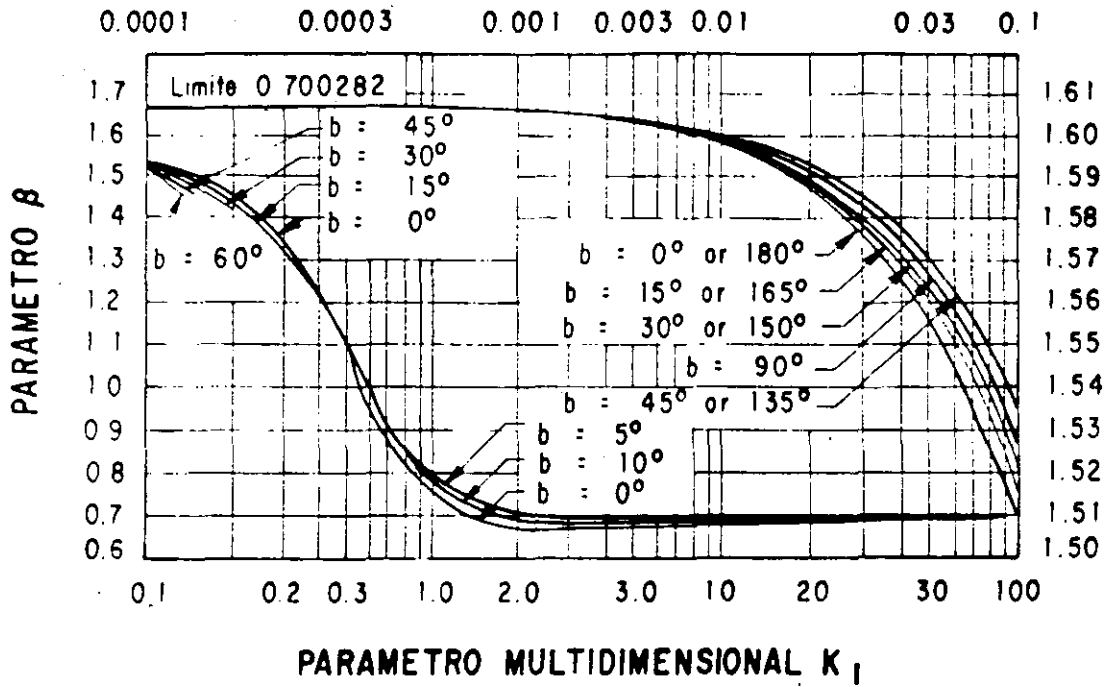


Fig. 6.24 Parámetro  $\beta$ , que entra en la ec. 6.67

donde el parámetro  $k_1$  es

$$k_1 = \frac{1.954 \times 10^{-2} A^{1/2}}{[f(\text{MHz})]^{1/3} k^{1/3}}$$

(6.69)

donde  
para polarización vertical

$$A = \frac{X \cos b'}{\cos^2 b''}$$

(6.70)

$$X = \frac{1.8 \times 10^4 \sigma}{f \text{ (MHz)}} \quad (6.71)$$

$\sigma$  es la conductividad del terreno  $\sim m/m^2$

Para polarización horizontal:

$$A = \frac{\cos b'}{X} \quad (6.72)$$

$$b' = \text{angtan} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{X} \right) \quad (6.73)$$

$$b'' = \text{angtan} \left( \frac{\epsilon_r}{X} \right) \quad (6.74)$$

Cuando

$$h_T, h_R < \frac{610}{[f \text{ (MHz)}]^{2/3}} \quad (6.75)$$

La pérdida de propagación se puede calcular de la siguiente forma

$$L(\text{dB}) = 37 + 20 \log f(\text{MHz}) - 20 \log E - 20 \log f(q_1) - 20 \log f(q_2) \quad (6.76)$$

donde

$$E = 2\eta_0 \gamma M \quad (6.77)$$

$$M = 56.66 \exp \left[ - \frac{1.84\eta'}{(\bar{n})^{1/2}} \right] \quad (6.78)$$

$$\eta' = \eta_0 \beta_0 d \quad (6.79)$$

$$\gamma = 0.0762 k_1^2 \quad \text{si} \quad k_1 < 0.1 \quad (6.80)$$

Si  $k_1 > 0.1$  se calcula usando la fig. 6.25

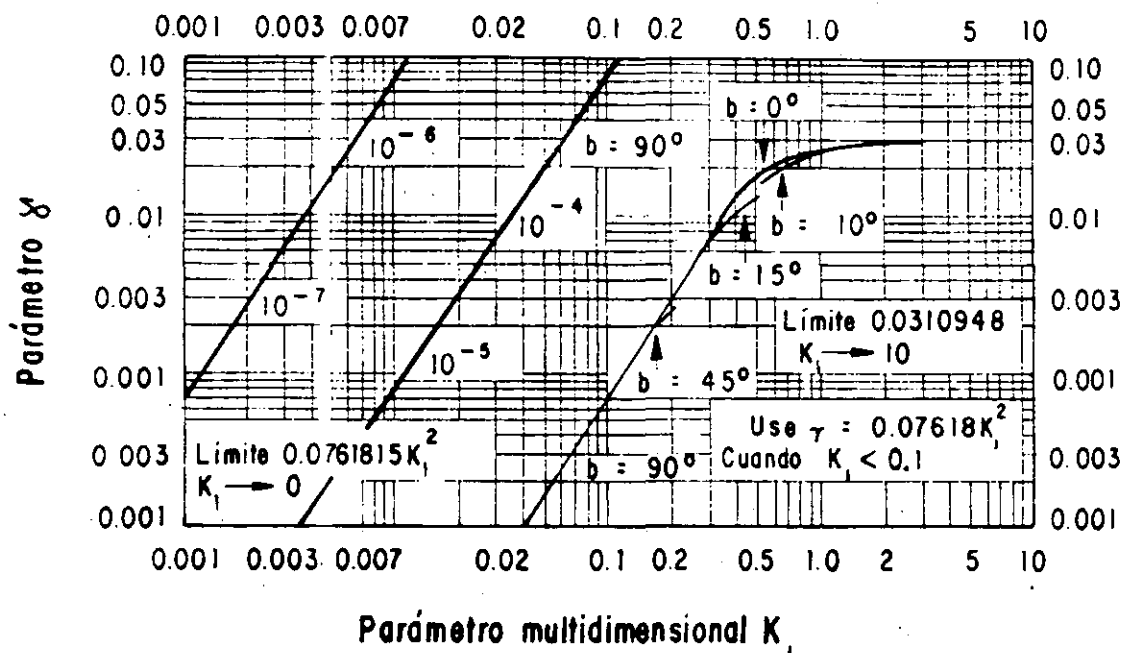


Fig. 6.25 Gráfica para determinar el parámetro  $\gamma$  de la ec. 6.77

Los valores que  $f(q_1)$  y  $f(q_2)$  se obtienen de la fig. 6.26, donde

$$q_1 = \frac{h_T f(\text{MHz})}{47.8 A^{1/2}} \quad (6.81)$$

$$q_2 = \frac{h_R f(\text{MHz})}{47.8 A^{1/2}} \quad (6.82)$$

$$b = 2b'' - b'$$

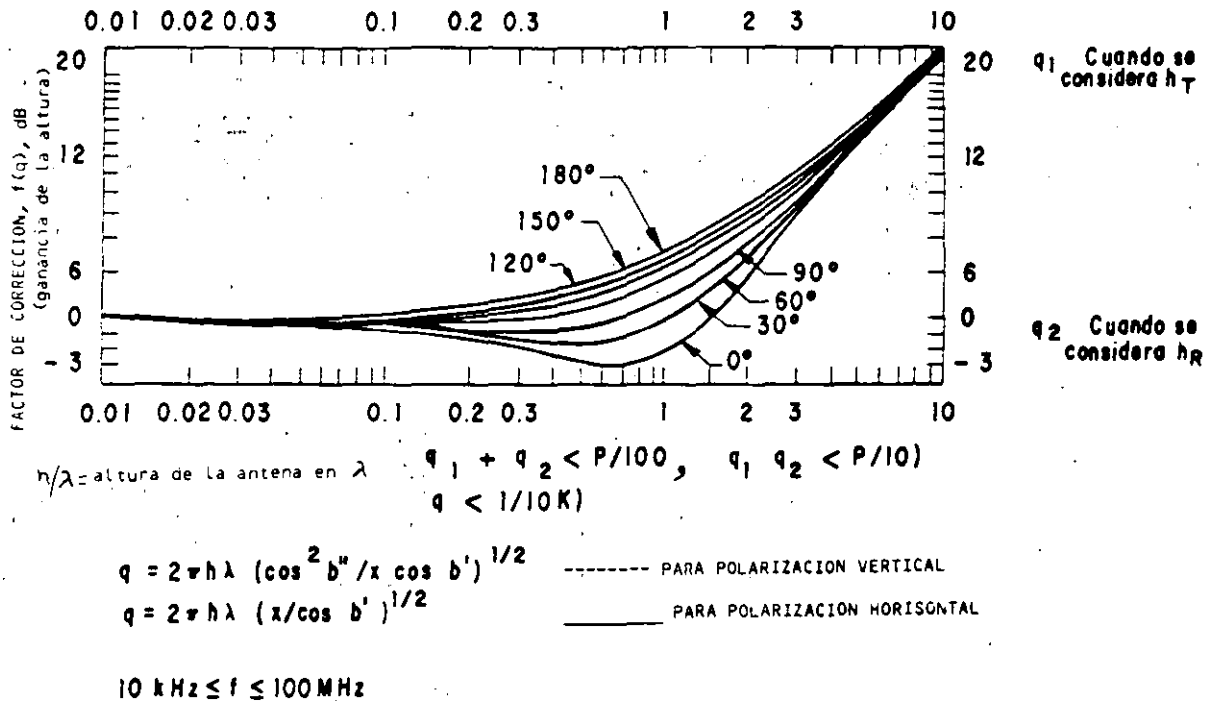


Fig. 6.26 Factor de corrección para el cálculo de las pérdidas de propagación en tierra plana

Cuando

$$h_T, h_R > \frac{610}{[f_0(\text{MHz})]^{2/3}}$$

La pérdida de propagación  $L(\text{dB})$  se calcula por medio de la siguiente ec.

$$L(\text{dB}) = 37 + 20 \log [f(\text{MHz})] - 20 \log (E) - 40 \log (\delta) - 20 \log [f(H_T)] - 20 \log [f(H_R)]$$

(6.82)

donde

$E$  se calcula por medio de la ec. 6.77

$$\delta = \frac{0.3288}{K_1} \quad \text{para} \quad k_1 < 0.1$$

para  $k_1 > 0.1$  ;  $\delta$  se calcula con ayuda de la fig. 6.27

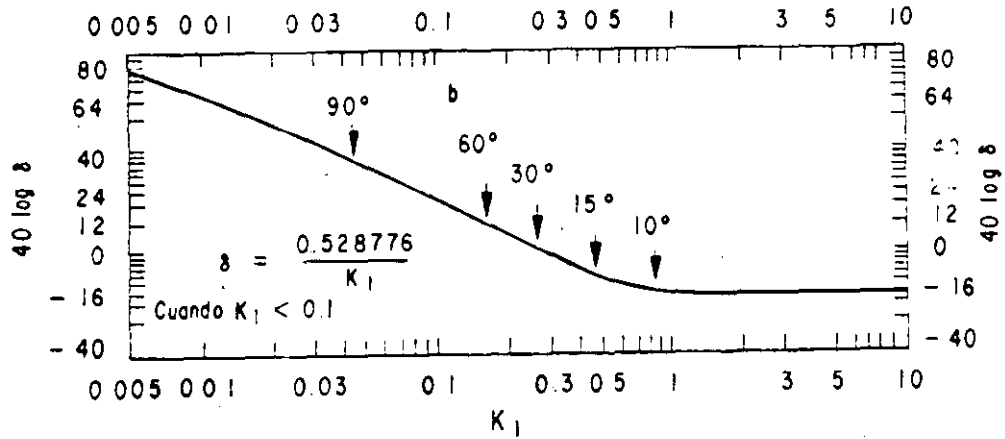


Fig. 6.27 Gráfica para calcular el parámetro  $\delta$  de la ec. 6.82

$$H_T = \frac{1.2 \times 10^{-4} h_T \beta_o^2 [f(\text{MHz})]^{2/3}}{K^{1/3}} \quad (6.84)$$

$$H_R = \frac{1.2 \times 10^{-4} h_R \beta_o^2 [f(\text{MHz})]^{2/3}}{K^{1/3}}$$

El valor de las funciones  $f(H_T)$  y  $f(H_R)$  se determinan con ayuda de la fig. 6.28 cuando el parámetro  $H_T$ ,  $H_R$  están en el intervalo de 0.01 a 2 y con la fig. 6.29 cuando  $0.1 < H_T$ ,  $H_R < 20$ .



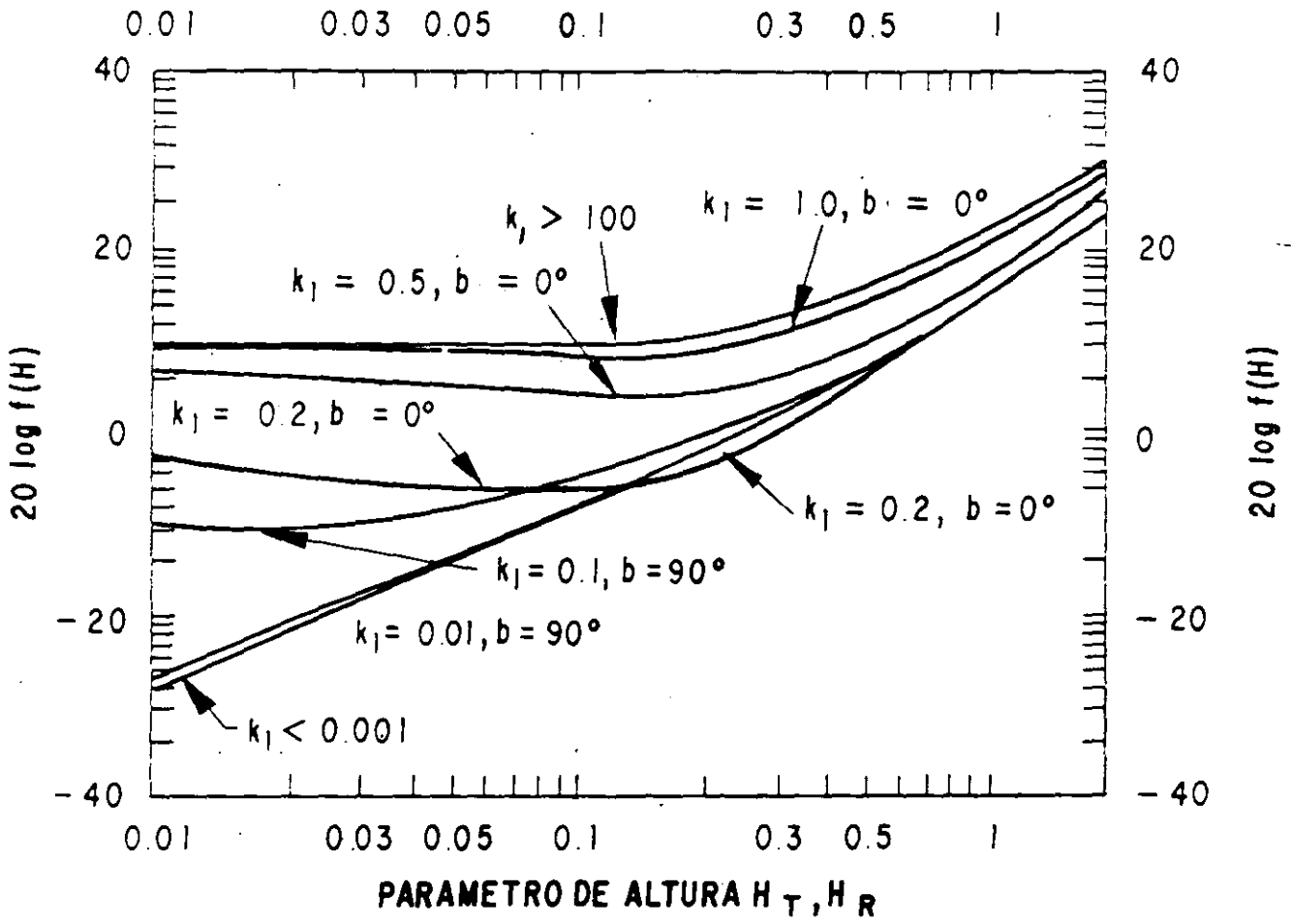


Fig. 6.28 Gráfica para calcular  $f(H_T)$  y  $f(H_R)$  de la ec. 6.78 cuando  $0.01 < H < 2$

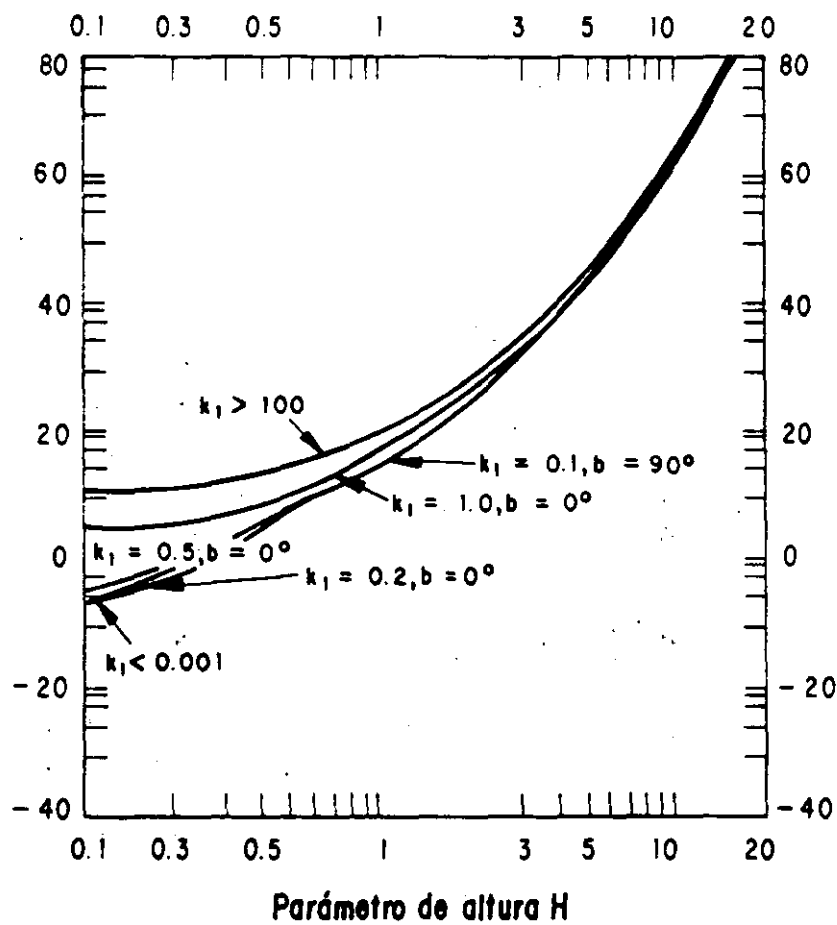


Fig. 6.29 Gráfica para determinar  $f(H)$  de la ec. 6.78, cuando  $0.1 < H < 20$

Las pérdidas de propagación en la región de difracción también puede calcularse en base solo a gráficas, un ejemplo de esto se ilustran en las figs. 6.30 - 6.35

En la fig. 6.30 se muestra la gráfica para determinar la pérdida de propagación cuando  $h_R = h_T = 0$  y en terreno promedio.

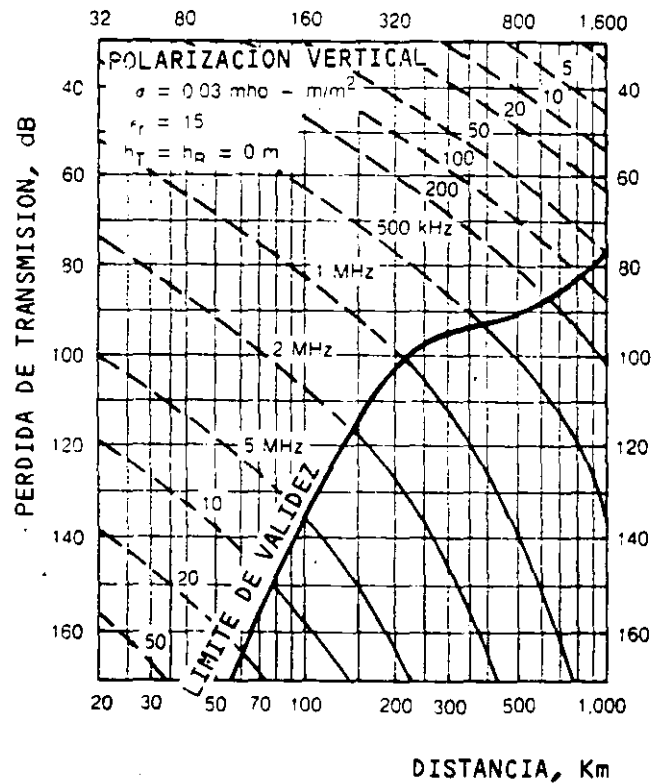


Fig. 6.30 Pérdida de propagación en la región de difracción y en terreno promedio

En la fig. 6.31 se muestra la gráfica para determinar la pérdida de propagación cuando:  $h_R = h_T = 0$  y sobre agua de mar.

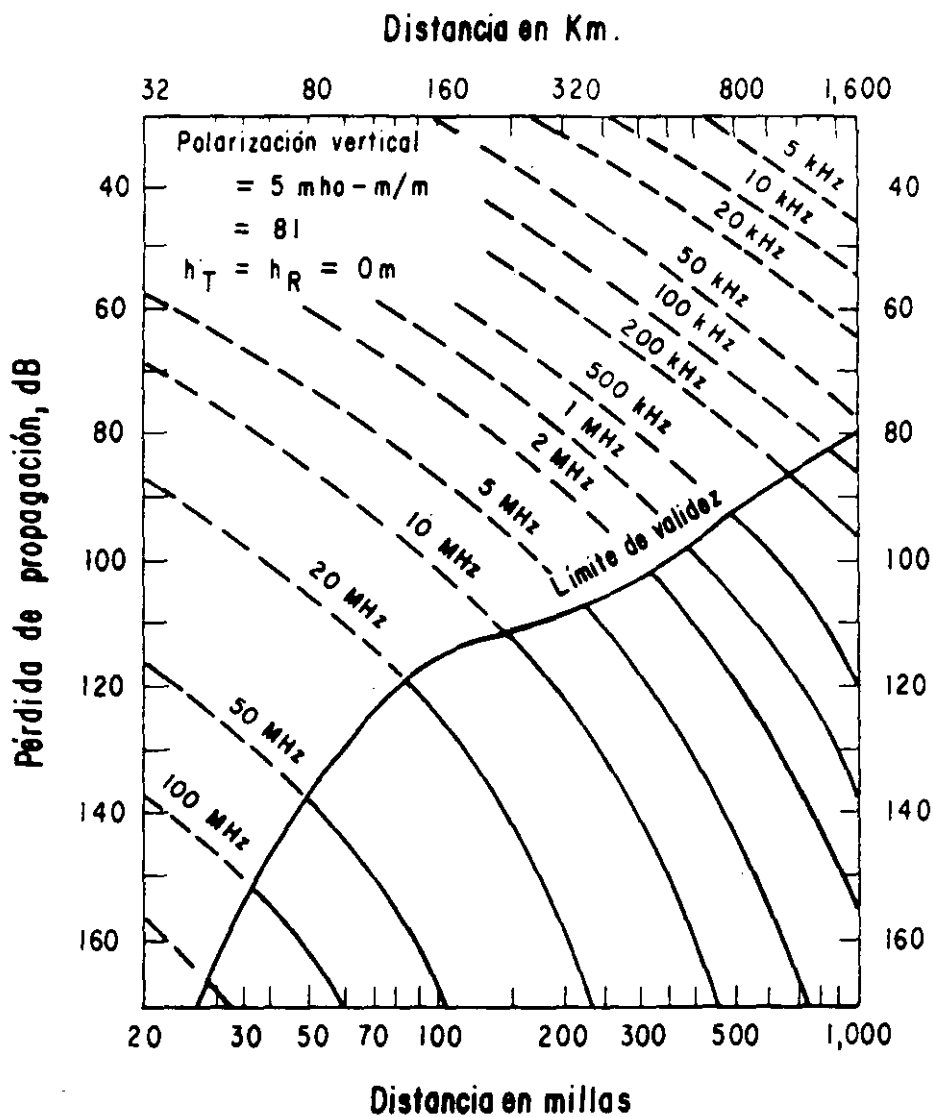


Fig. 6.31 Pérdida de propagación en la región de difracción y sobre agua de mar.

Cuando

$$h_R, h_T \neq 0$$

(6.85)

se tienen que introducir factores de corrección, si

$$h_T(m), h_R(m) > \frac{269}{[f(\text{MHz})]^{2/3}}$$

(6.86)

Este factor de corrección se determina con ayuda de la fig. 6.32 si la trayectoria de propagación es sobre terreno promedio.

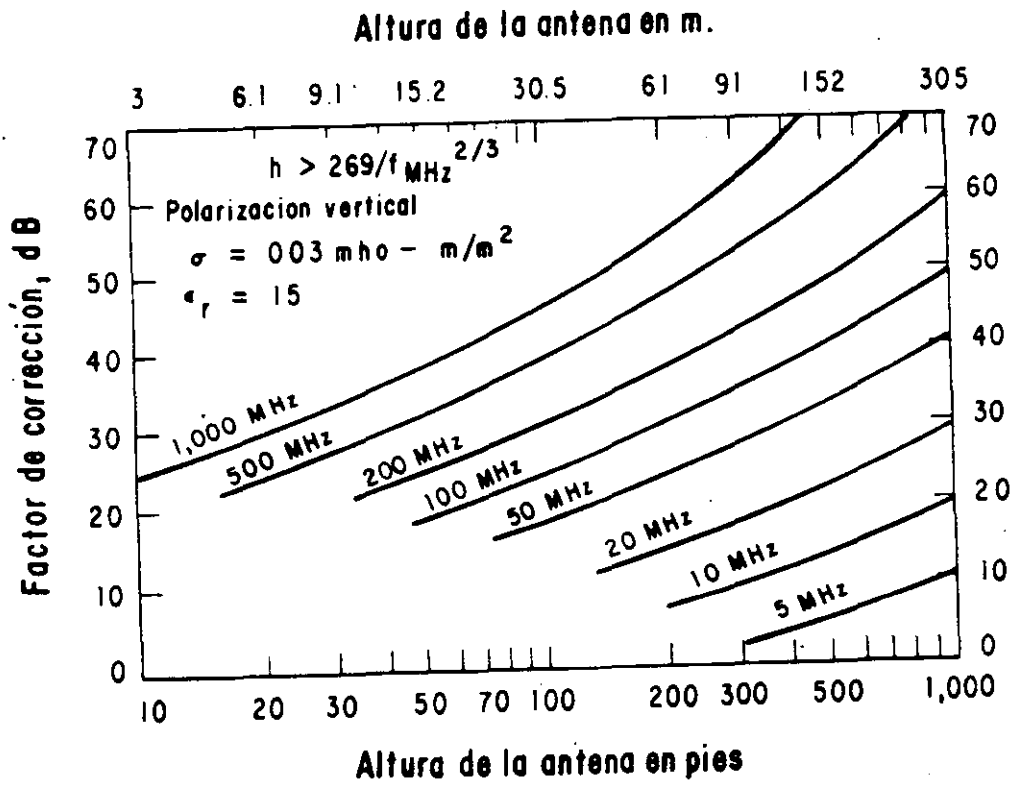


Fig. 6.32 Gráfica para determinar el factor de corrección cuando  $h_T, h_R \neq 0$

Si la trayectoria es sobre agua de mar, el factor de corrección se determina con ayuda de la fig. 6.33

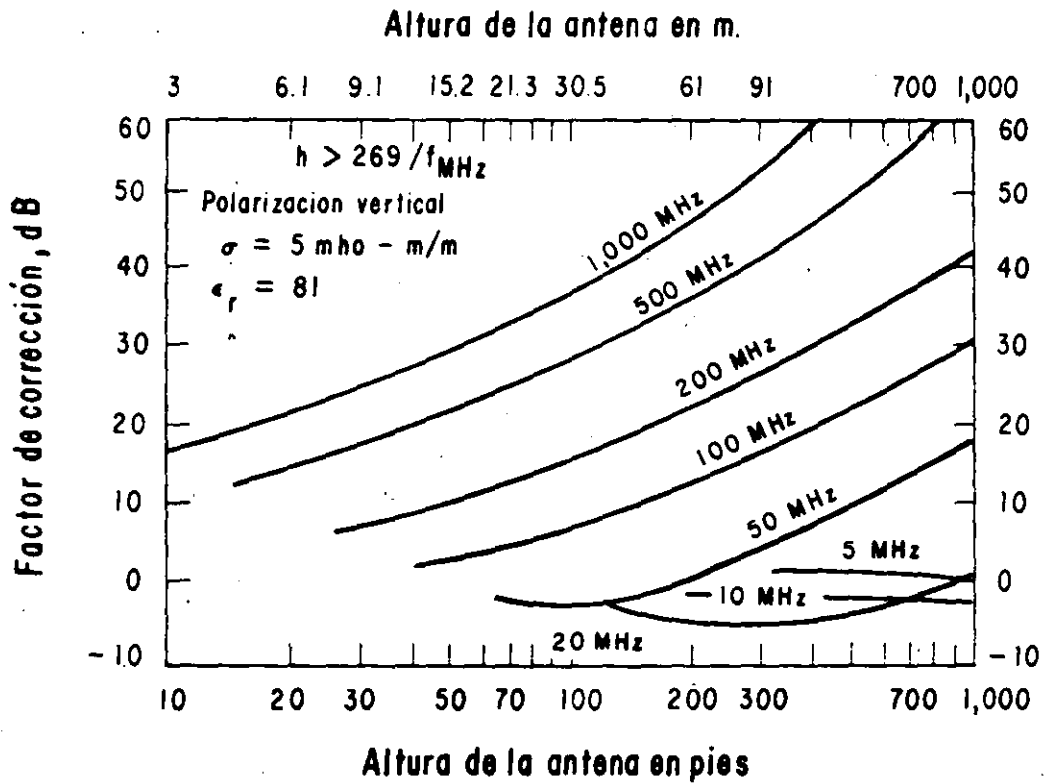


Fig. 6.33 Factor de corrección cuando la trayectoria es sobre agua de mar y  $h_R, h_T \neq 0$

Cuando

$$h_T, h_R < \frac{610}{[f(\text{MHz})]^{2/3}}$$

(6.87)

El factor de corrección se determina con ayuda de la fig. 6.34 si la trayectoria es sobre terreno promedio.

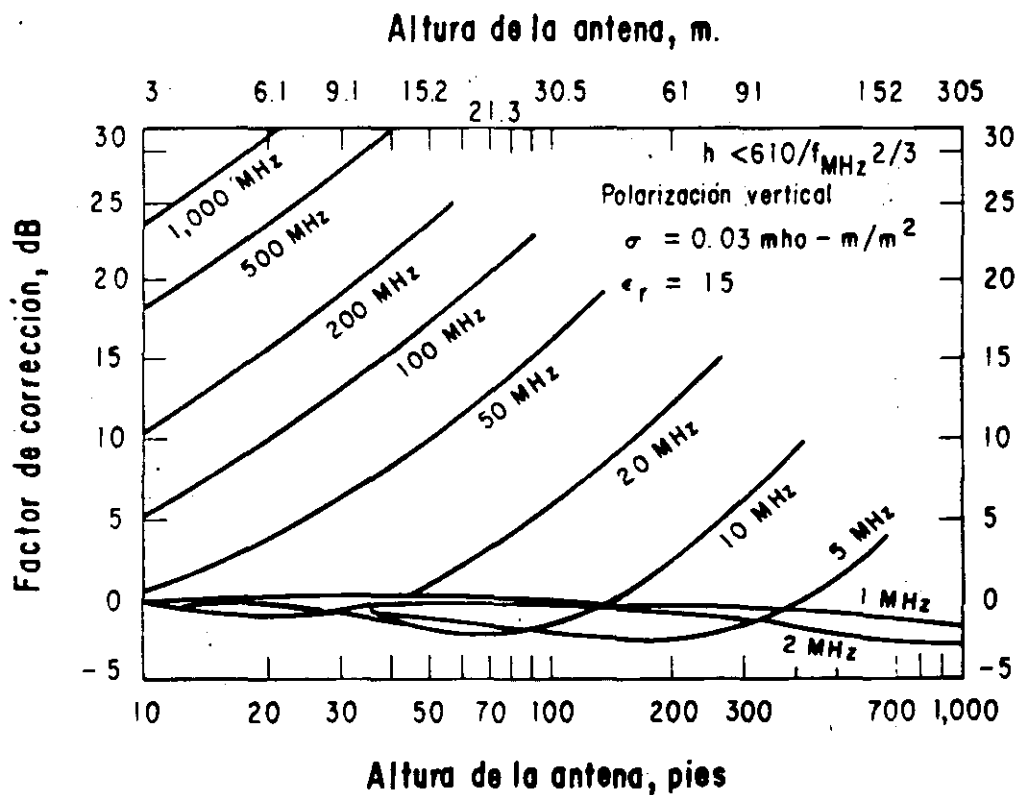


Fig. 6.34 Factor de corrección cuando la trayectoria es sobre terreno promedio.

Si la trayectoria es sobre agua de mar, el factor de corrección se determina con ayuda de la fig. 6.35

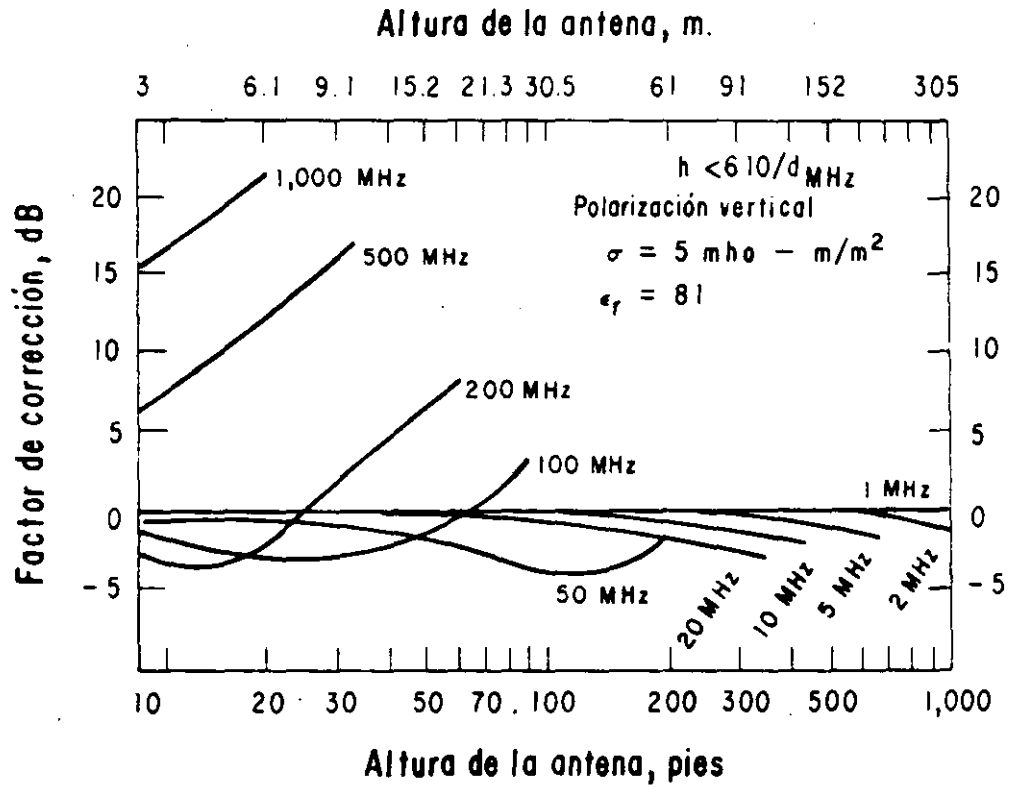


Fig. 6.35 Factor de corrección cuando  $h_R, h_T \neq 0$  y la trayectoria es sobre agua de mar



### Ejemplo

Se tiene un transmisor interferente y un receptor susceptible a las interferencias como se ilustra en la fig. 6.36

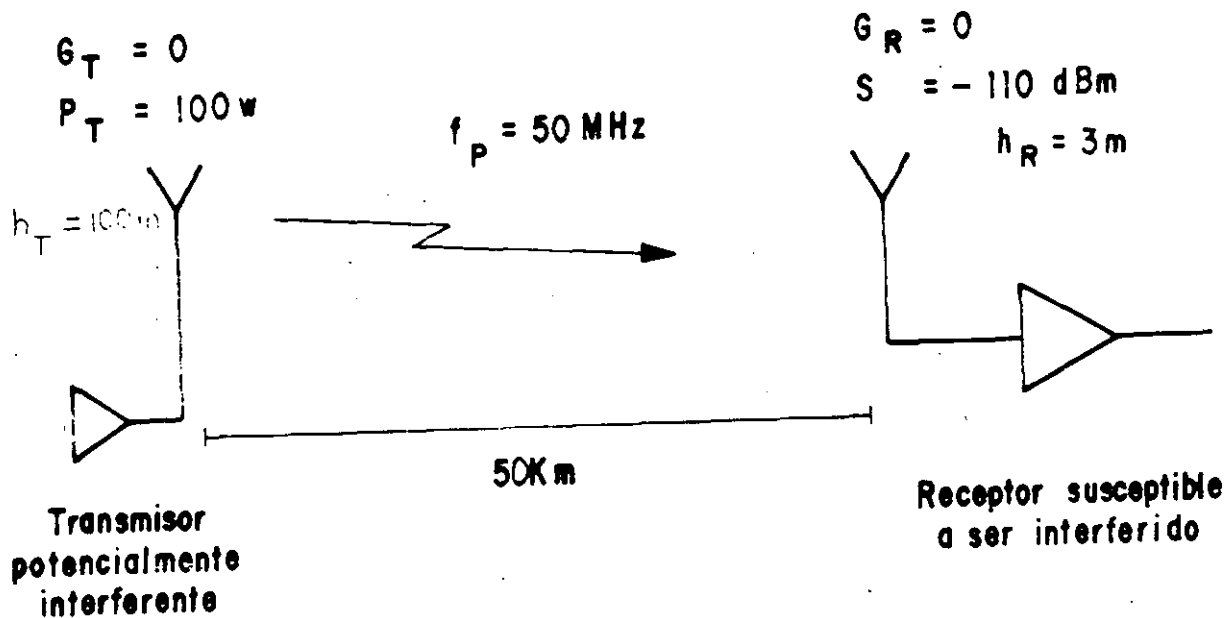


Fig. 6.36 Ilustración del ejemplo

Se desea saber la pérdida de propagación y si el receptor es susceptible a las interferencias debidas al transmisor.

De la fig. 6.30 se obtiene que si  $h_T, h_R = 0$ , la pérdida de propagación es

$$L = 167 \text{ dB}$$

Calcular en que condición se encuentran las alturas

$$h > \frac{269}{[f(\text{MHz})]^{2/3}}$$

6

$$h < \frac{610}{[f(\text{MHz})]^{2/3}}$$

$$\frac{269}{[50]^{2/3}} = 19.8 \text{ m}$$

$$\frac{610}{[50]^{2/3}} = 45 \text{ m}$$

$$h_R < \frac{610}{[f(\text{MHz})]^{2/3}}$$

$$h_T > \frac{269}{[f(\text{MHz})]^{2/3}}$$

Para la antena receptora se determina el factor de corrección con ayuda de la fig. 6.34.

Para este caso

Factor de corrección = 28 dB

La pérdida de propagación considerando los factores de corrección es

$$L(\text{dB}) = 167 - 7 - 28 = 132$$

La potencia disponible en el receptor es

$$P_A = P_T \text{ (dBm)} - L$$

$$P_A = 50 \text{ dBm} - 167 = -117 \text{ dBm}$$

La potencia disponible en el receptor de la señal del transmisor potencialmente interferente es 7 dB abajo de la sensibilidad del receptor, por lo tanto éste no es interferible.

## VI.8 PERDIDA DE PROPAGACION EN LA REGION DEL TRANSHORIZONTE

PARA EL CALCULO DE LA EMC DE LOS

SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION

El método del cálculo de la pérdida de propagación por difracción es válido sólo si

$$d > 1.6 \left[ (5Kh_T)^{1/2} + (5Kh_R)^{1/2} + \frac{1.5}{\beta_o \eta_o} \right]$$

(6.88)

Una curva con la cual se pueden calcular la pérdida de propagación tanto cuando se tiene línea de vista como en la región de difracción se muestra en la fig. 6.37. Esta gráfica fue construida para tierra promedio sin irregularidades y  $h_T = h_R = 0$

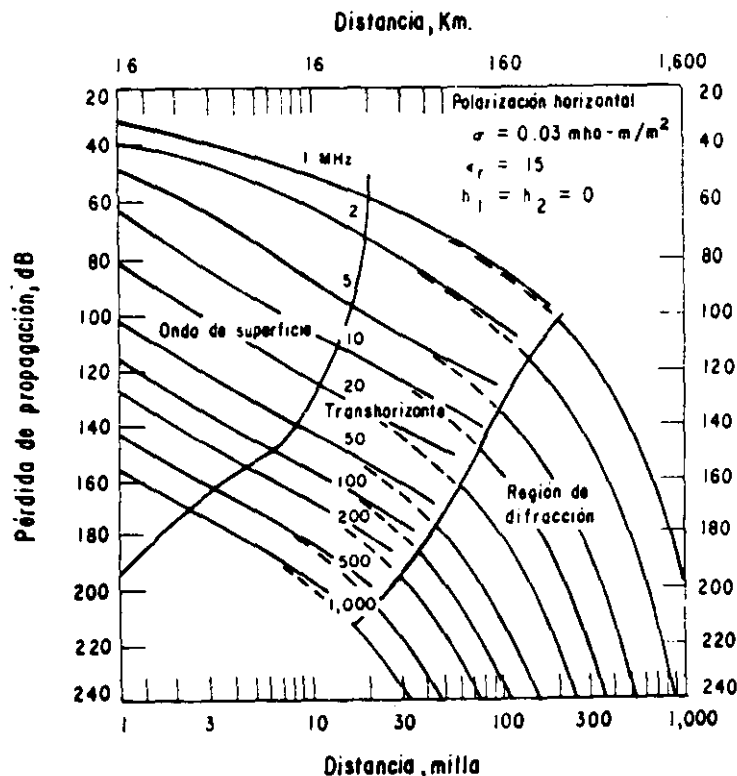


Fig. 6.37 Pérdida de propagación en la región de difracción, transhorizonte y de onda de superficie

Curvas para obtener factores de corrección cuando  $h_T, h_R \neq 0$   
se pueden construir como se hizo en el caso anterior

## VI.9 PERDIDA DE PROPAGACION IONOSFERICA PARA LA PREDICCION DE

### LA COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA DE SISTEMAS

#### DE RADIOCOMUNICACION

La propagación ionosférica depende de una o varias capas ionizadas de la atmósfera (sin tomar en cuenta la dispersión ionosférica). Estas capas son complejas y varían de una manera impredecible.

La propagación que incluya la reflexión en las capas ionosféricas se denomina ondas de cielo y caen en dos categorías VLF y LF - HF.

Para VLF, la capa más inferior de la ionósfera (capa D) y la superficie de la tierra forman una guía de onda y la propagación en esta banda puede calcularse en base a la teoría de las guías de onda.

En las bandas LF - HF las pérdidas de propagación pueden obtenerse por medio de tablas y gráficas, o por medio de ecuaciones simplificadas.

Los sistemas de radiocomunicación raramente se emplean en la banda de VLF y la propagación de onda de cielo, generalmente no dan como resultado señales interferentes grandes por lo que no se les dará mayor atención.

## VI. 10 PROPAGACION POR DISPERSION

Para trayectorias de propagación más allá del horizonte radioeléctrico, el modo de propagación dominante es por difracción, pero las pérdidas crecen rápidamente con la distancia y el mecanismo de propagación por dispersión troposférica se vuelve dominante. Si la longitud de la trayectoria se hace más grande, la dispersión ionosférica se vuelve dominante. Una gráfica donde se ilustran las pérdidas medias de propagación para la onda de tierra y para los modos de dispersión troposférica e ionosférica se muestra en la fig. 6.38

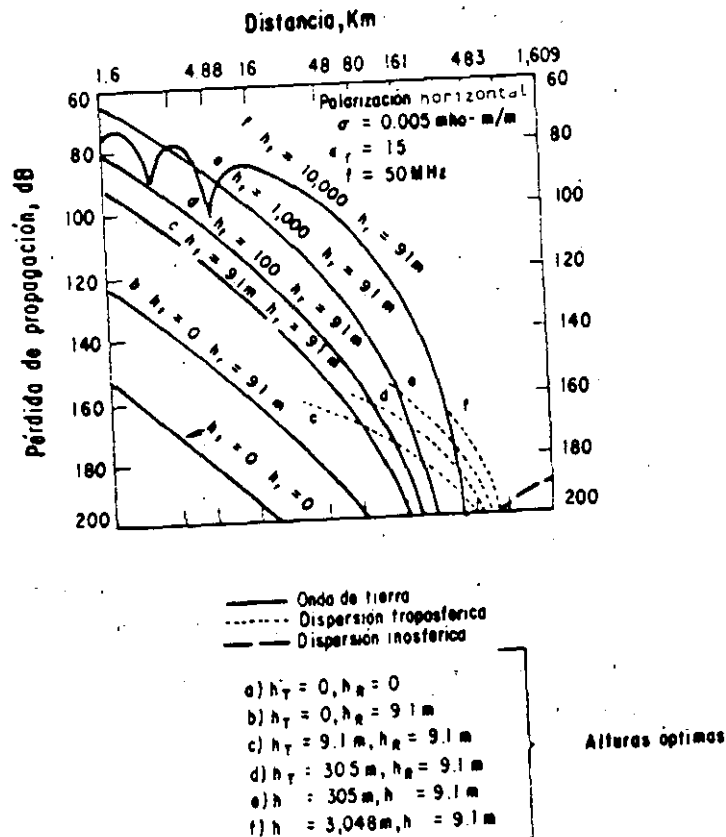


Fig. 6.38 Propagación por ondas de tierra, troposféricas y por dispersión ionosférica.

## MODELOS DE FUNCIONALIDAD OPERACIONAL DE RADIORRECEPTORES PARA EL ANALISIS DE LA EMC

### VII.1 INTRODUCCION

Las técnicas de diseño de la EMC de los sistemas de radiocomunicación presentadas anteriormente sirven para eliminar los disturbios (señales indeseadas) que presentan probabilidad pequeña de interferir, y permiten identificar aquellos disturbios que son potencialmente interferentes, así como también proporcionan información sobre el nivel del disturbio interferente en la entrada del demodulador. Con la determinación con el nivel de la señal en la entrada del detector, también se puede conocer la relación señal/interferencia y señal/ruido, las cuales están relacionadas de un modo directo con la funcionalidad de los sistemas de comunicaciones.

Para determinar la funcionalidad de los sistemas en una situación dada de interferencia potencial, se emplean dos conceptos básicos: umbral de funcionalidad, umbral de registro de **ARTICULACIÓN**.

**UMBRAL DE FUNCIONALIDAD.** El umbral de funcionalidad es la relación de señal/interferencia, que separa un funcionamiento aceptable de uno inaceptable.

**FUNCIONALIDAD DE REGISTRO DE ARTICULACION.** Este concepto está relacionado con el grado de servicio.



## VII.2 CONSIDERACIONES DE FUNCIONALIDAD

Desde un punto de vista ideal, el resultado final del análisis de la EMC sería la descripción completa de la funcionalidad del sistema. Sin embargo a los sistemas se les puede aplicar muchos criterios de funcionalidad, el mejor de éstos para un sistema específico, en una aplicación dada, dependerá de varios factores. Los criterios básicos de funcionalidad son:

- *Registro de articulación.* Esta medida de funcionalidad se aplica a los sistemas de comunicaciones de voz, y es el porcentaje de palabras recibidas correctamente.

-*Tasa de error.* Esta es una medida de funcionalidad de los sistemas digitales de comunicaciones, y es el número de bits recibidos erróneamente en un mensaje de longitud dada.

-*Falla total.* Es aplicable a los sistemas digitales, y corresponde a una pérdida de sincronización.

-*Resolución.* Esta es la capacidad de distinguir objetos visuales. La presente es una medida de funcionalidad de los sistemas de televisión y fax.

-*Probabilidad de detección, probabilidad de alarmas falsas.* Estas son medidas de funcionalidad de los sistemas de radares.

- *Errores en la distancia, latitud, longitud, y en ángulo de orientación.* Estas son medidas de funcionalidad de los sistemas de navegación.

En la evaluación de la funcionalidad de un sistema dado existen diferentes alternativas, las cuales varían en función de su utilidad y de su complejidad.

--La más simple y la más extendida es la del umbral de funcionalidad, la cual representa el umbral entre un funcionamiento adecuado y otro inadecuado.

--Una alternativa más complicada para una condición específica de la señal e interferencia sería una medida determinada de funcionalidad (tasa de error, resolución, registro de articulación, etc)

--El objetivo ideal de la evaluación de la funcionalidad de un sistema sería especificar la efectividad de un sistema, como su habilidad de realizar la función o funciones, para las cuales fue diseñado.

La alternativa más simple, para evaluar la funcionalidad de los sistemas, se basa en la existencia de una relación señal/interferencia dada, con la cual, la funcionalidad del sistema cambia abruptamente de un nivel aceptable a otro inaceptable. En los sistemas físicos esta transición no es abrupta, sino que es gradual, lo cual lleva involucrado diferentes grados de funcionalidad, como se ilustra en la fig. 7.1

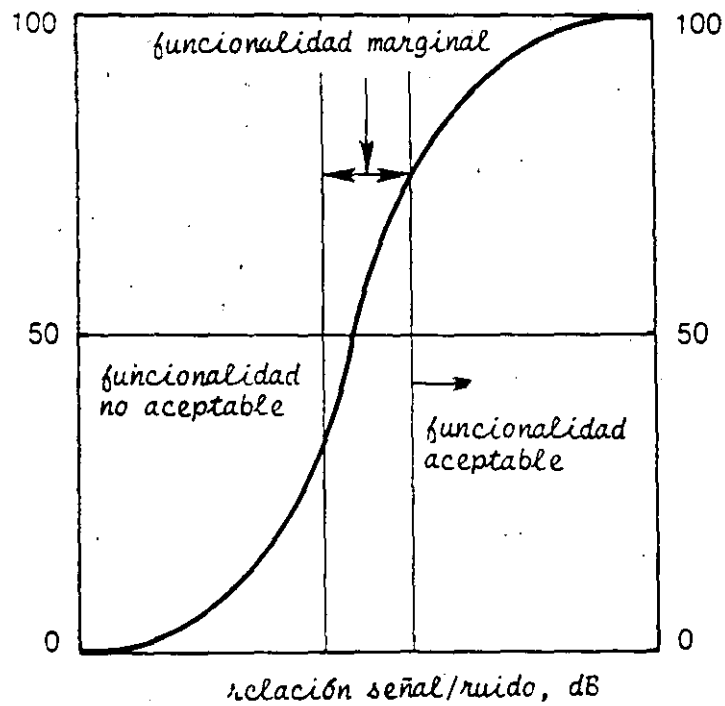
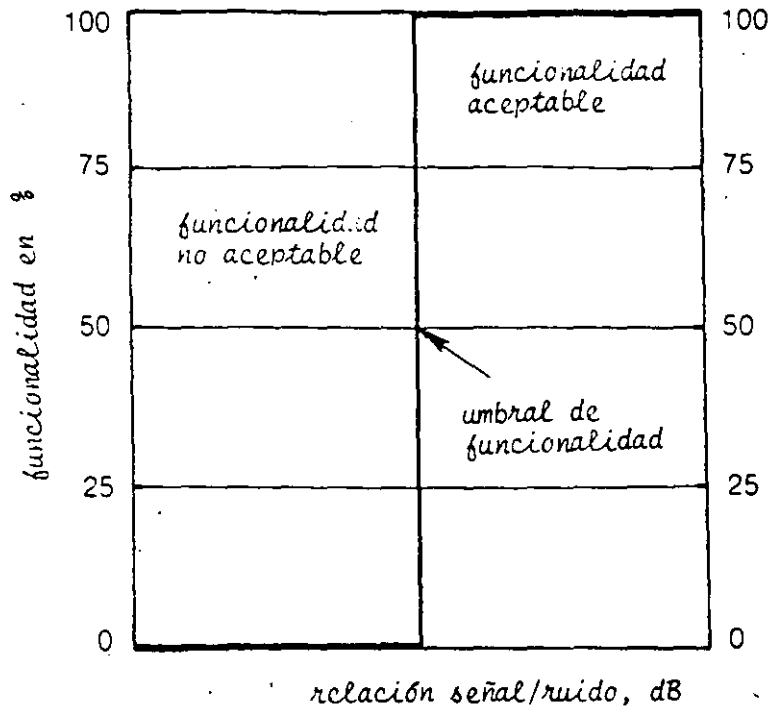


Fig 7.1 Evaluación de la funcionalidad de un sistema

ANALISIS DE SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION PARA EL DISEÑO  
DE SU EMC

VIII. INTRODUCCION

El primer paso para realizar el diseño de la EMC de los sistemas de comunicaciones es definir el problema. Aquí es importante definir el intervalo de frecuencias de análisis, área geográfica, equipos involucrados, geometría relativa, predicción detallada, fuentes de los datos de entrada, resultados pedidos y consideraciones relacionadas al diseño del sistema.

El margen fundamental de interferencias (MFI) se considera cuando la frecuencia de la portadora del transmisor y la frecuencia de sintonía del receptor están separadas por

≤ 20 %

Este margen se considera en situaciones donde la emisión fundamental del transmisor interfiere a la respuesta fundamental del receptor.

El margen de interferencias del transmisor (MIT) y el margen de interferencias del receptor (MIR) se consideran cuando la frecuencia de la portadora y la frecuencia de sintonía del

receptor están separadas por más del 20 % y por menos de una década. El MIT se refiere a situaciones cuando la emisión fundamental del transmisor interfiere a las respuestas espurias del receptor. El MIR se refiere a situaciones en las cuales las emisiones espurias del transmisor interfiere a la respuesta fundamental del receptor.

En situaciones prácticas las emisiones espurias de los transmisores y las respuestas indeseables de los receptores más significativas están limitadas en el intervalo de frecuencias

$$0.1 f < f < 10 f$$

El margen de interferencias espurias (MIE) se refiere a situaciones en las cuales las emisiones espurias del transmisor interfiere a las respuestas indeseables del receptor. En situaciones prácticas este margen se considera cuando la frecuencia del transmisor y la frecuencia del receptor son tales que están separadas por más de una octava, pero menos de dos décadas.

Para los problemas de análisis de la EMI entre sistemas, el área geográfica se debe de considerar en función de la frecuencia de operación, potencia de salida del transmisor, ganancias de las antenas y de la susceptibilidad del receptor. Para propósitos prácticos se tienen los siguientes criterios generales:

Para el análisis del MFI se deben de considerar áreas grandes en los cuales exista línea de vista entre las antenas en cuestión. Cuando las antenas están sobre el nivel de tierra distancias típicas de 80 a 160 Km deben de considerarse.

Las separaciones para las cuales se deben de considerar tanto MIT como MIR se pueden determinar con ayuda de la fig. 8.1 y con la ec. 8.1

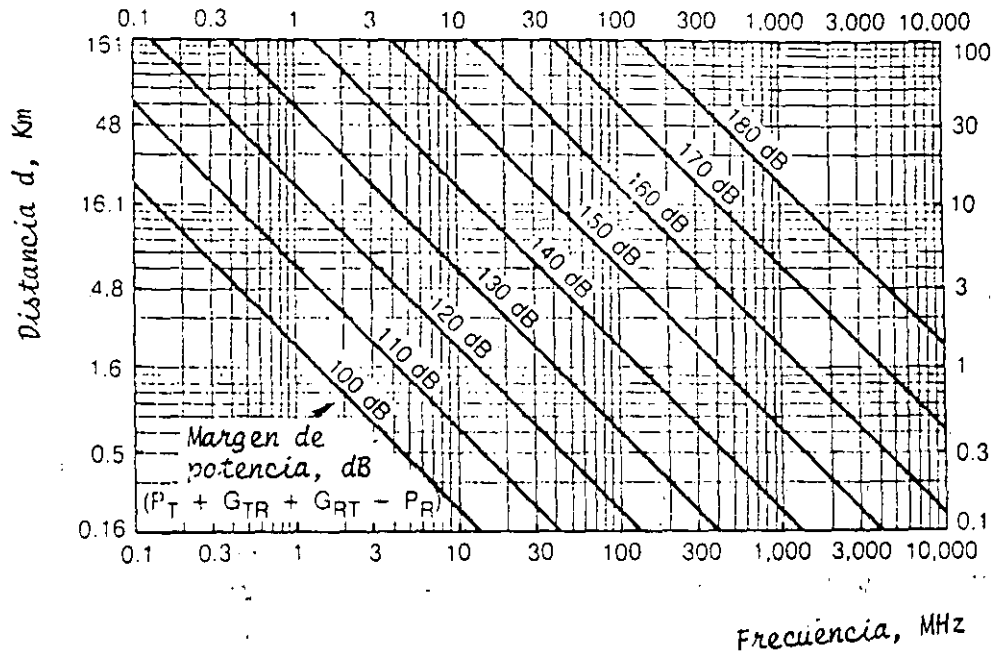


Fig. 8.1 Criterios de separación para el MIR y el MIR

$$MPE = P_T + G_{TR} + G_{RT} - P_R$$

(8.1)

Donde

$P_R$  es la sensibilidad del receptor, dBm

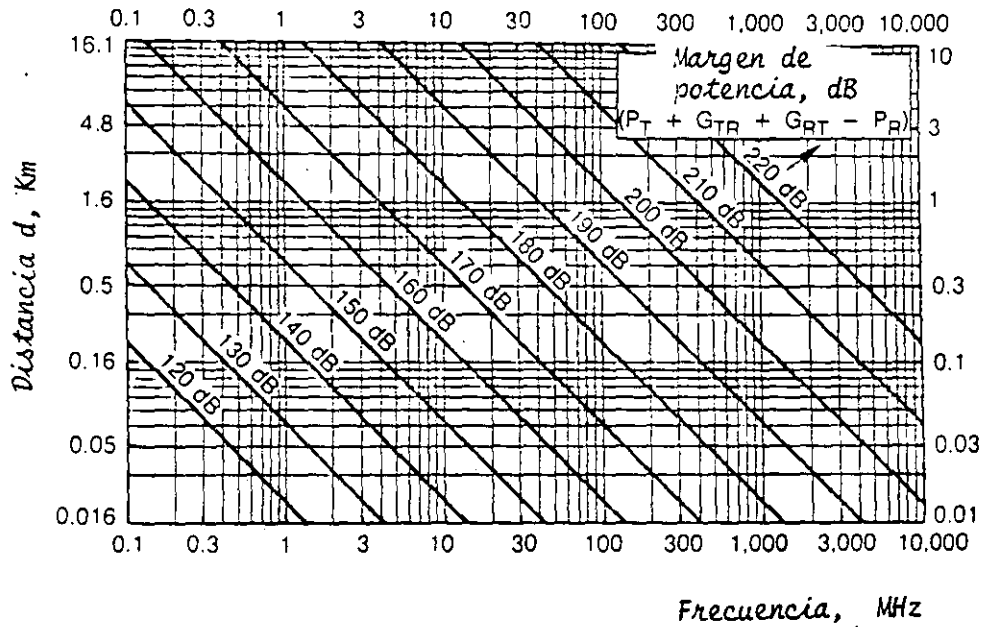
$G_{RT}$  es la ganancia de la antena receptora en la dirección de la antena transmisora, dB

$G_{TR}$  es la ganancia de la antena transmisora en la dirección de la antena receptora

$P_T$  es la potencia del transmisor

MPE es el margen efectivo de potencia

La separación entre el transmisor y el receptor para el MIE se puede calcular con ayuda de la ec. 8.1 y la fig. 8.2



**Fig. 8.2** Criterio de separación entre transmisor y receptor para el margen de interferencias de espurias



Una vez determinadas las distancias de separación para calcular los diferentes márgenes de interferencia, el siguiente paso es determinar los transmisores y receptores específicos dentro del área que deben de considerarse. Esta información en principio deberá de obtenerse de la SCT, si no se tiene, sería conveniente en hacer un énfasis en que se crien bases de datos con esta información.

El siguiente paso es determinar para los receptores y transmisores que empleen antenas de alta ganancia, si las condiciones de regiones intencionales o no intencionales de radiación se satisfacen.

En una situación dada de diseño de la EMC, existen combinaciones transmisor-receptor que sean más probables de generar EMI que otras, por ejemplo:

Supongase que se quiere analizar la EMI a un receptor con frecuencia de sintonía igual a  $f_{OR}$ .

Los transmisores con interés primario son  
--transmisores que tienen frecuencias próximas a  $f_{OR}/N$ ,  
donde N es un entero entre los límites de

$$1 < N < 10$$

--Transmisores que tienen frecuencias iguales o muy próximas a

$$pf_{LO} + f_I$$

donde

$f_{LO}$  es la frecuencia del oscilador local

$f_I$  es la frecuencia intermedia del receptor

$p$  es un entero entre los límites de 1 a 10

Si se tienen receptores en un ambiente con transmisores potencialmente interferentes, los receptores a analizar, también tienen frecuencias más susceptibles a interferencias, las frecuencias de los receptores de más interés son:

--aquellos receptores cuyas frecuencias de sintonización sean próximas a

$$Nf_p$$

donde

$N$  es un entero entre los límites de 1 a 10

$f_p$  es la frecuencia de la portadora del transmisor

--aquelloos receptores cuyas frecuencias de sintonia sean próximas a

$$[ f_p \pm (P - 1) ] / P$$

donde  $P$  es un entero entre los límites de 1 a 10

## EJEMPLO

Definir el problema para el análisis de la EMC de un conjunto de transmisores y receptores como se ilustra en la fig. 8.3

- Un receptor de AM con 270 MHz de frecuencia (este receptor se usa para comunicaciones aire-tierra

-la sensibilidad del receptor es de -110 dBm

-La antena del receptor está colocada en el techo de un centro de control de tráfico aéreo, la cual es del tipo colinear

--dos transmisores de AM para señales de voz, las frecuencias de los transmisores son

transmisor 1-- $f_{p1} = 280$  MHz

transmisor 2-- $f_{p2} = 291$  MHz

estos transmisores se emplean para comunicaciones tierra-aire (comunicaciones militares)

--Las antenas de estos transmisores también están colocadas en el techo del centro de control de tráfico aéreo y es colinear

También se encuentra localizado un tercer transmisor para comunicaciones civiles entre tierra-aire

transmisor 3-- $f_{p3}$

Los tres transmisores tienen una potencia de salida de 200 W

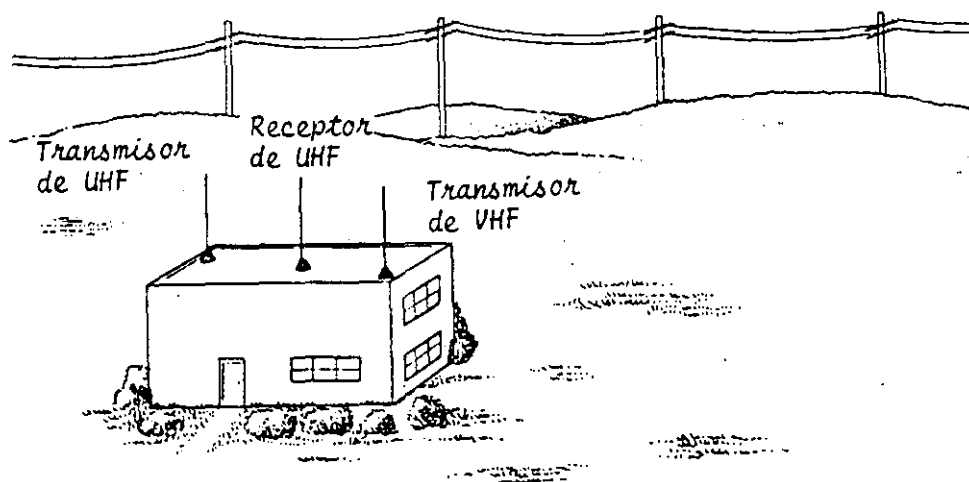
Las antenas son colineales con ganancia de 10 dB, y el patrón de radiación es

en el plano horizontal tienen una cobertura de  $360^\circ$

en el plano vertical tienen una cobertura de  $10^\circ$

--la distancia entre la antena receptora y de los transmisores de VHF y UHF es de 15 m.

Una distribución del sistema de comunicaciones se ilustra en la fig. 8.3



**Fig. 8.3 Distribución geográfica del sistema de comunicaciones del ejemplo 1**

Para esta distribución y empleando la ec. 8.1, se tiene que el margen de potencia efectiva (MPE) es

$$\begin{aligned} \text{MPE} &= P_T + G_{TR} + G_{RT} - P_R = 53 \text{ dBm} + 0 \text{ dB} + 10 \text{ dB} - (-110) \\ &= 173 \text{ dB} \end{aligned}$$

Empleando la fig. 8.1 se concluye que se deben de considerar tanto el MIT como el MIR, aunque las ganancias de las antenas transmisora se vera reducida ya que las frecuencias de operación son diferentes. De la fig. 8.1 se concluye también que se deben de considerar todos los transmisores que estén dentro de un radio de 28 Km si es que la potencia de transmisión es de 200W

Para el caso del margen de interferencias espurias (MIE), la distancia máxima de separación se obtiene con ayuda de la fig. 8.2

Pera aquí la ganancia de la antena del receptor será igual

a

$$G_{RT} = 0 \text{ dB}$$

Si se considera la mínima

## BIBLIOGRAFIA

Este material se preparó en base a las siguientes referencias  
(en orden de importancia)

- 1.W.G.Duff "Electromagnetic Compatibility in Telecommunications"  
Interference Contral Technologies, INC 1988.
- 2.W. G. Duff "Fundamentals of Electromagnetic Compatibility".  
Interference Contral Technologies, 1988.
- 3.Utilización del Espectro y Comprobación Técnica de las Emisiones  
CCCIR, 1986, volumen 1.
- 4.Propagación en Medios no Ionizados CCCIR, 1986, volumen V.
- 5.L Boithias "Radio Wave Propagation "Mc. Graw Hill, 1987.
- 6.H. Jardón "Electrónica para Sistemas de Comunicaciones y  
Medición". CINVESTAV, serie verde No. 22, octubre 1989.



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

IV CURSO INTERNACIONAL EN TELECOMUNICACIONES

MODULO IV TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

A N E X O

M. EN C. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA

## ACOPLAMIENTO CONJUGADO SIMULTANEO (CASO BILATERAL)

CUANDO NO SE PUEDE UTILIZAR LA APROXIMACION DE  $S_{12} = 0$ , LAS CONDICIONES REQUERIDAS PARA LOGRAR UNA GANANCIA DE TRANSDUCTOR MAXIMA SON:

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_f^* \quad \text{y} \quad \Gamma_{sal} = \Gamma_c^*$$

COMO SE ILUSTRA EN LA FIGURA SIGUIENTE:

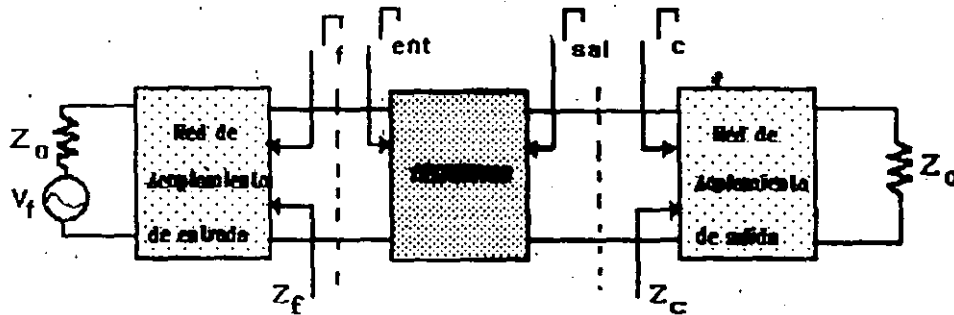


Diagrama a bloques de un amplificador de microondas.

EMPLEANDO LA REPRESENTACION DE LOS PARAMETROS "S" MODIFICADOS POR LOS EFECTOS DE LAS IMPEDANCIAS DE FUENTE Y DE CARGA SE PUEDE ESCRIBIR:

$$\Gamma_f^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c} \quad \text{y} \quad \Gamma_c^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f}$$

RESOLVIENDO ESTAS ECUACIONES SIMULTANEAMENTE SE OBTIENEN LOS VALORES DE COEFICIENTES DE REFLEXION REQUERIDOS PARA LOGRAR EL ACOPLAMIENTO CONJUGADO SIMULTANEO. LOS VALORES NECESARIOS SON:

$$\Gamma_{Mf} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4 \cdot |C_1|^2}}{2C_1}$$

$$\Gamma_{Mc} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 \cdot |C_2|^2}}{2C_2}$$

donde:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad \text{y} \quad B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad \text{y} \quad C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$



## CONSIDERACIONES DE ESTABILIDAD (ANALISIS GRAFICO)

Cuando el bipuerto es potencialmente inestable se pueden encontrar regiones en la Carta de Smith donde posibles valores de coeficientes de reflexion de fuente o de carga producen que  $|\Gamma_{\text{ent}}| = 1$  y  $|\Gamma_{\text{sal}}| = 1$

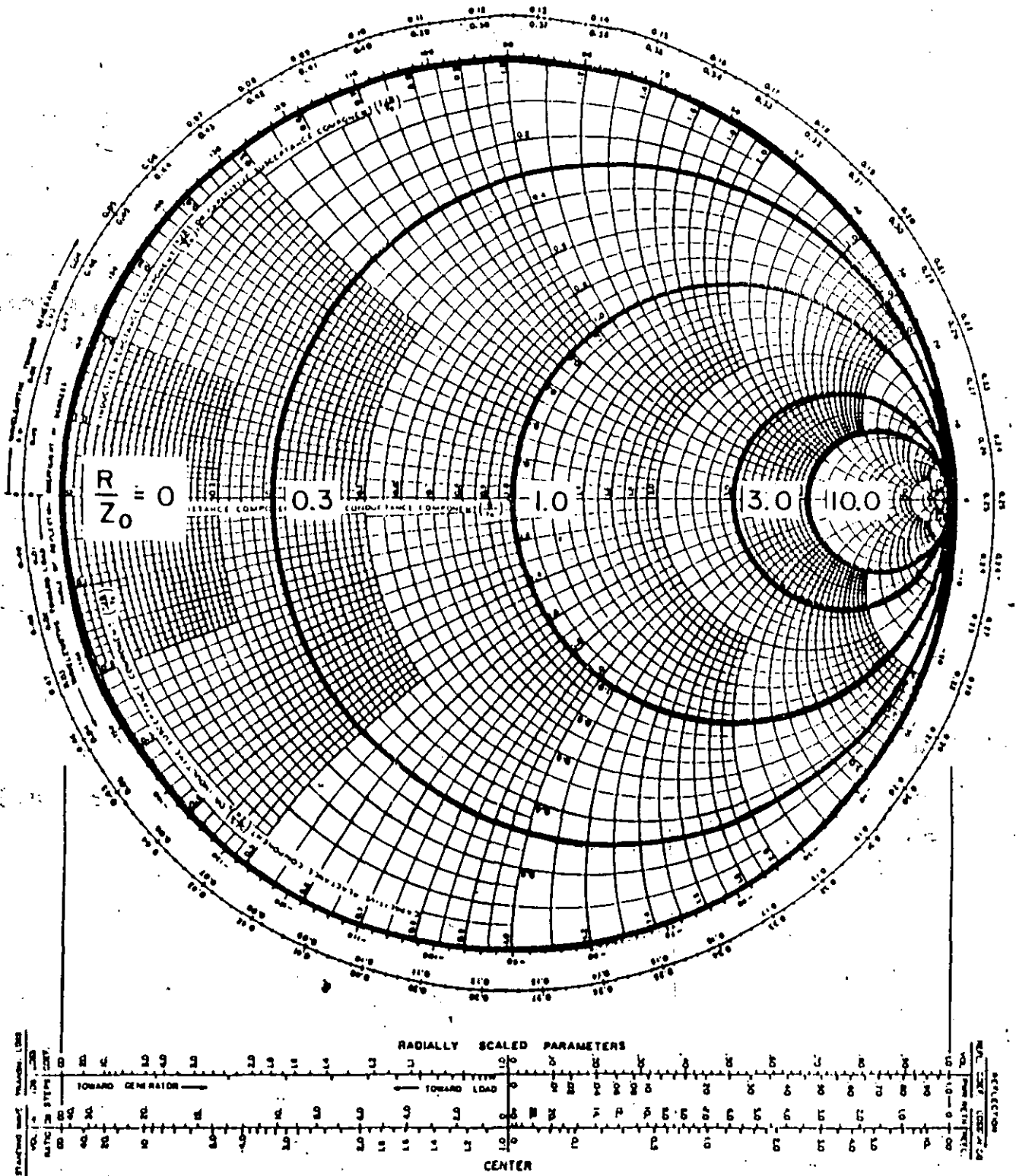
Dichas regiones se determinan resolviendo para  $\Gamma_i$  y  $\Gamma_o$  las ecuaciones de estabilidad incondicional en su límite ( $= 1$ ).

Las soluciones para los coeficientes de reflexión caen en círculos (llamados círculos de estabilidad) cuyas ecuaciones se dan por:

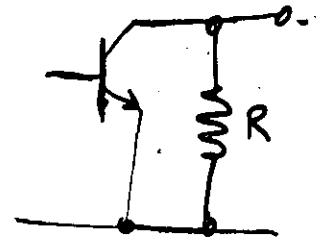
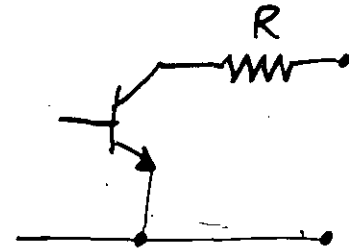
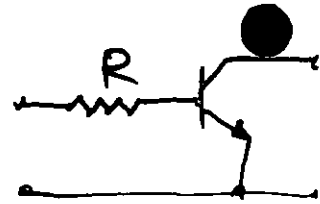
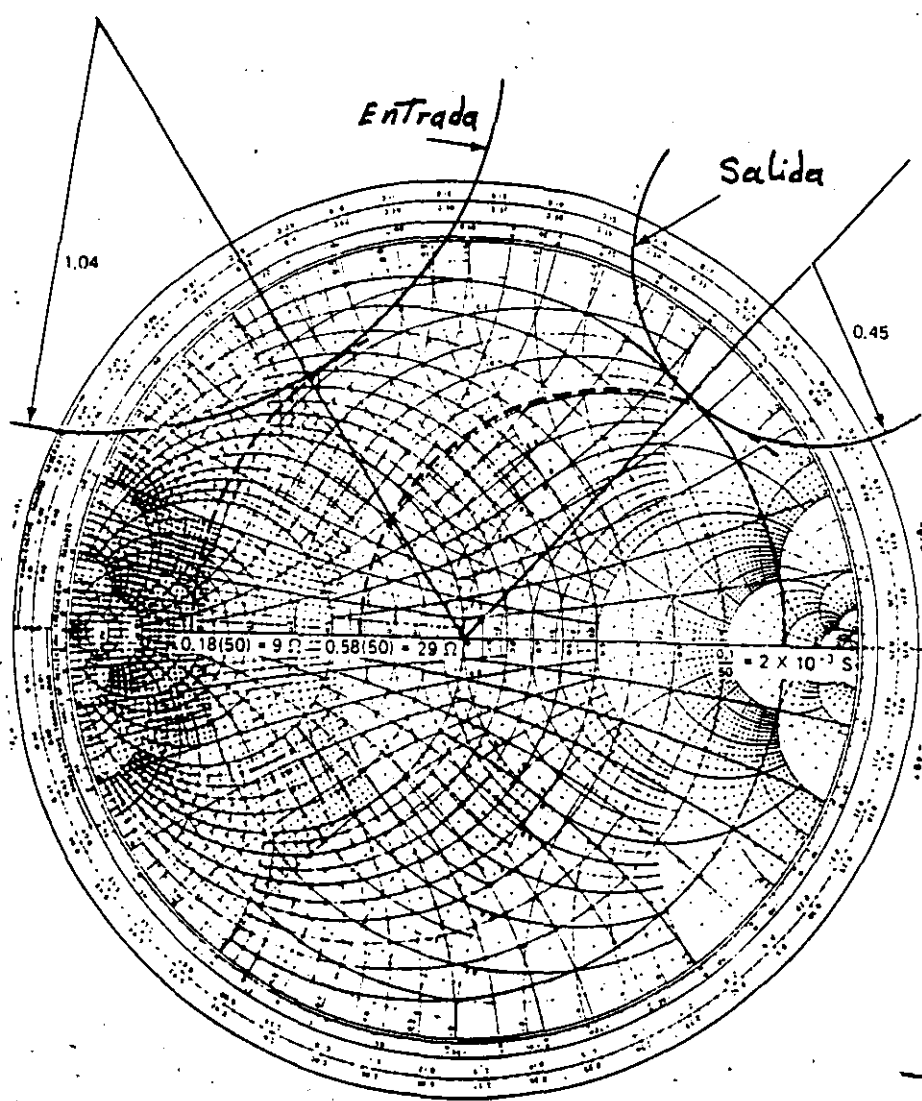
$$\left| \Gamma_o - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$\left| \Gamma_i - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

donde:  $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$



LA CARTA DE SMITH



### Técnicas de estabilización.-

Aun cuando la selección de  $f_c$  y  $f_f$  ocasiona que  $|T_{ent}| > 1$  o  $|T_{sal}| > 1$ , el circuito se puede hacer estable, si la resistencia total del lado de entrada y de salida se hace POSITIVA.

El circuito es estable si  $Re(Z_f + Z_{ENT}) > 0$

y  $Re(Z_c + Z_{SAL}) > 0$

1) Agregar Retroalimentación negativa  $\rightarrow$  (hacer  $S_{12} \approx 0$ )

2) Cargar resistivamente el transistor.  $\rightarrow [S]_{12} \approx 0$

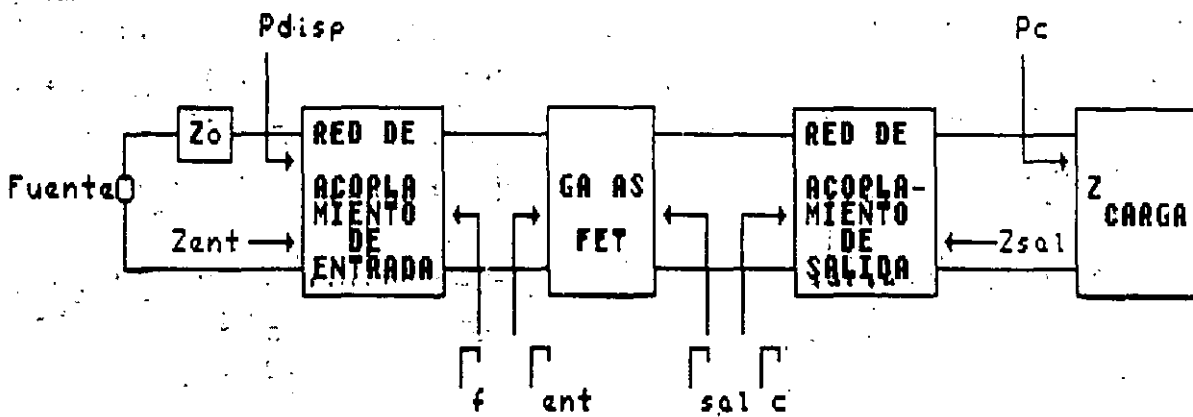


FIGURA 1. DIAGRAMA A BLOQUES DE UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS

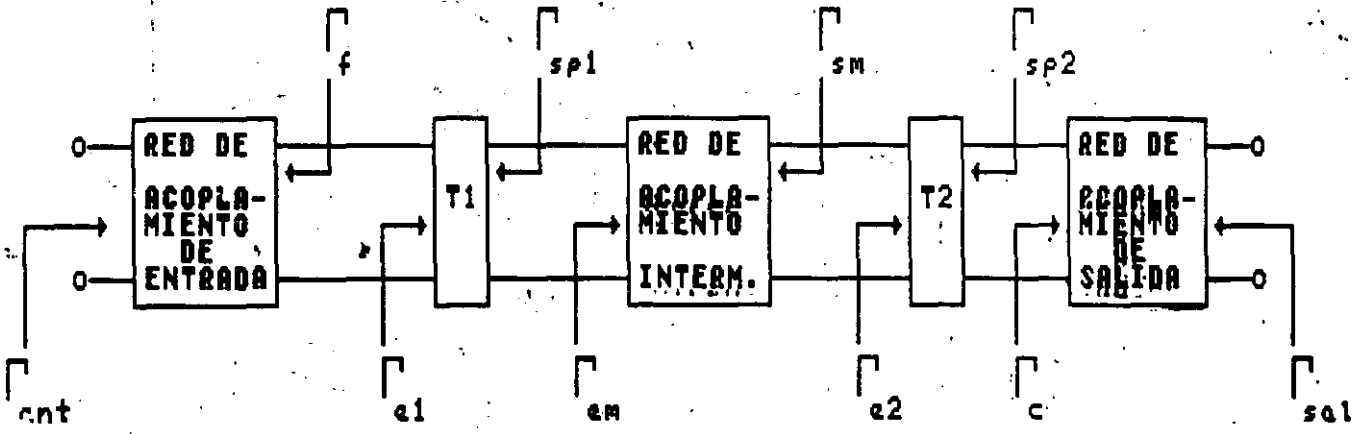
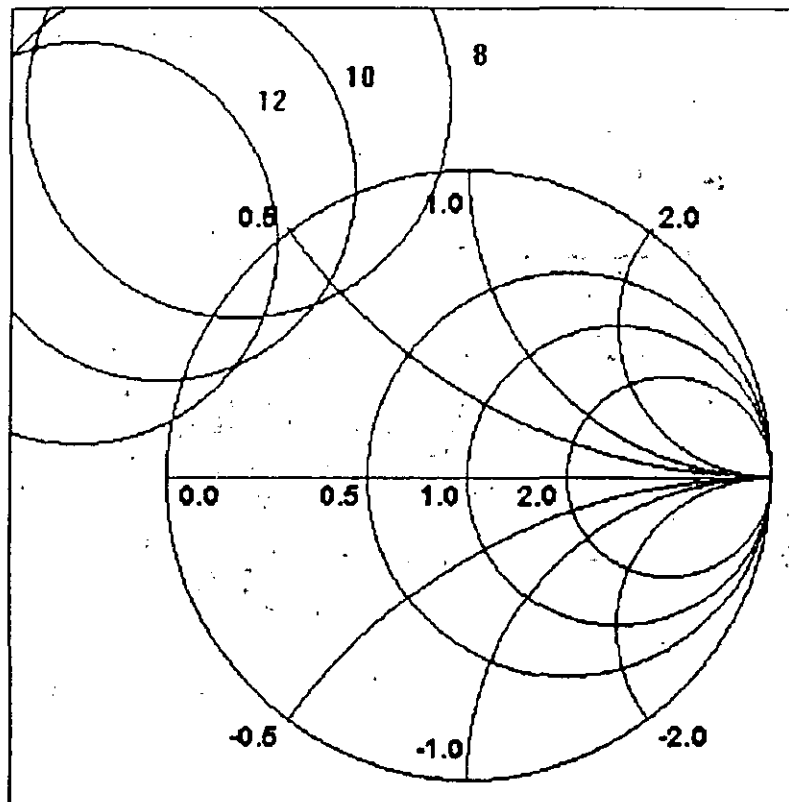


FIGURA 2. COEFICIENTES DE REFLEXION EN UN AMPLIFICADOR DE DOS ETAPAS

## ANALISIS DE ESTABILIDAD

Dado que los parámetros de dispersión son dependientes de la frecuencia y los círculos de estabilidad se definen con los parámetros de dispersión, los círculos de estabilidad varían su localización sobre la Carta de Smith en función de la frecuencia.

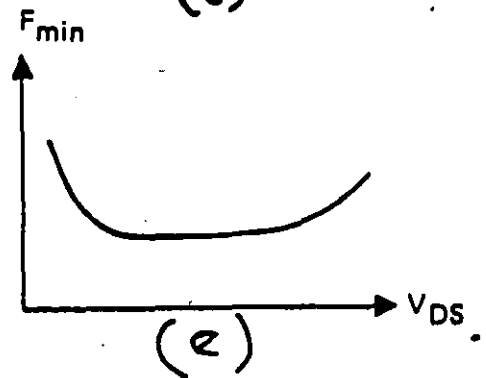
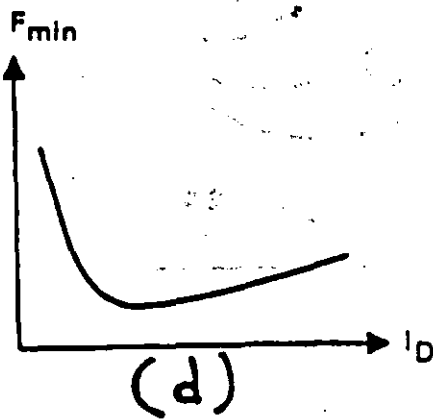
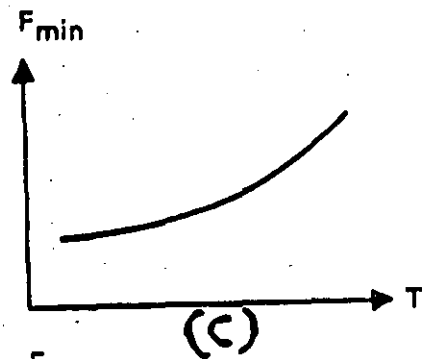
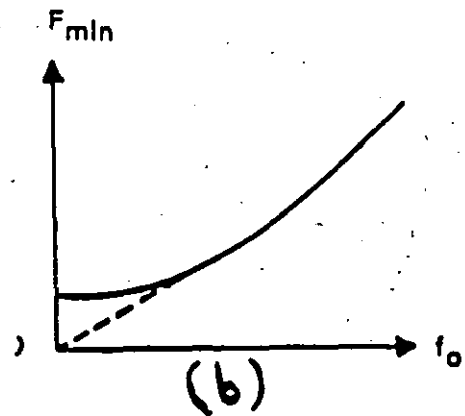
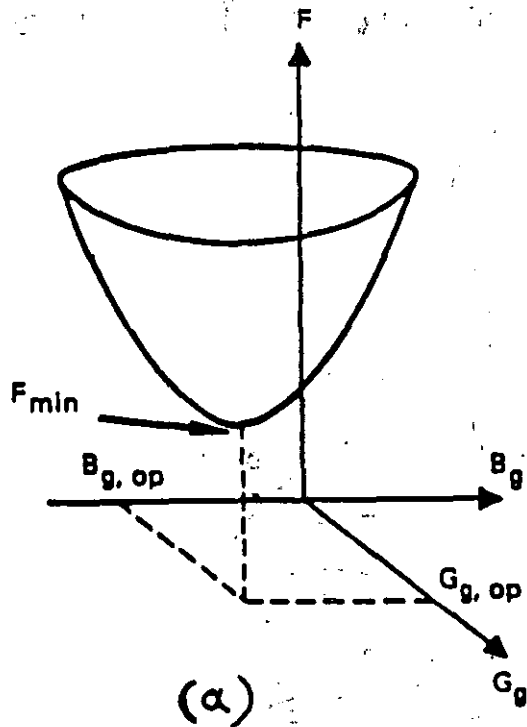
Esto se ilustra con el análisis de un transistor MESFET para las frecuencias 8.0, 10.0 y 12.0 GHz:



# FACTOR DE RUIDO EN UN AMPLIFICADOR MESFET

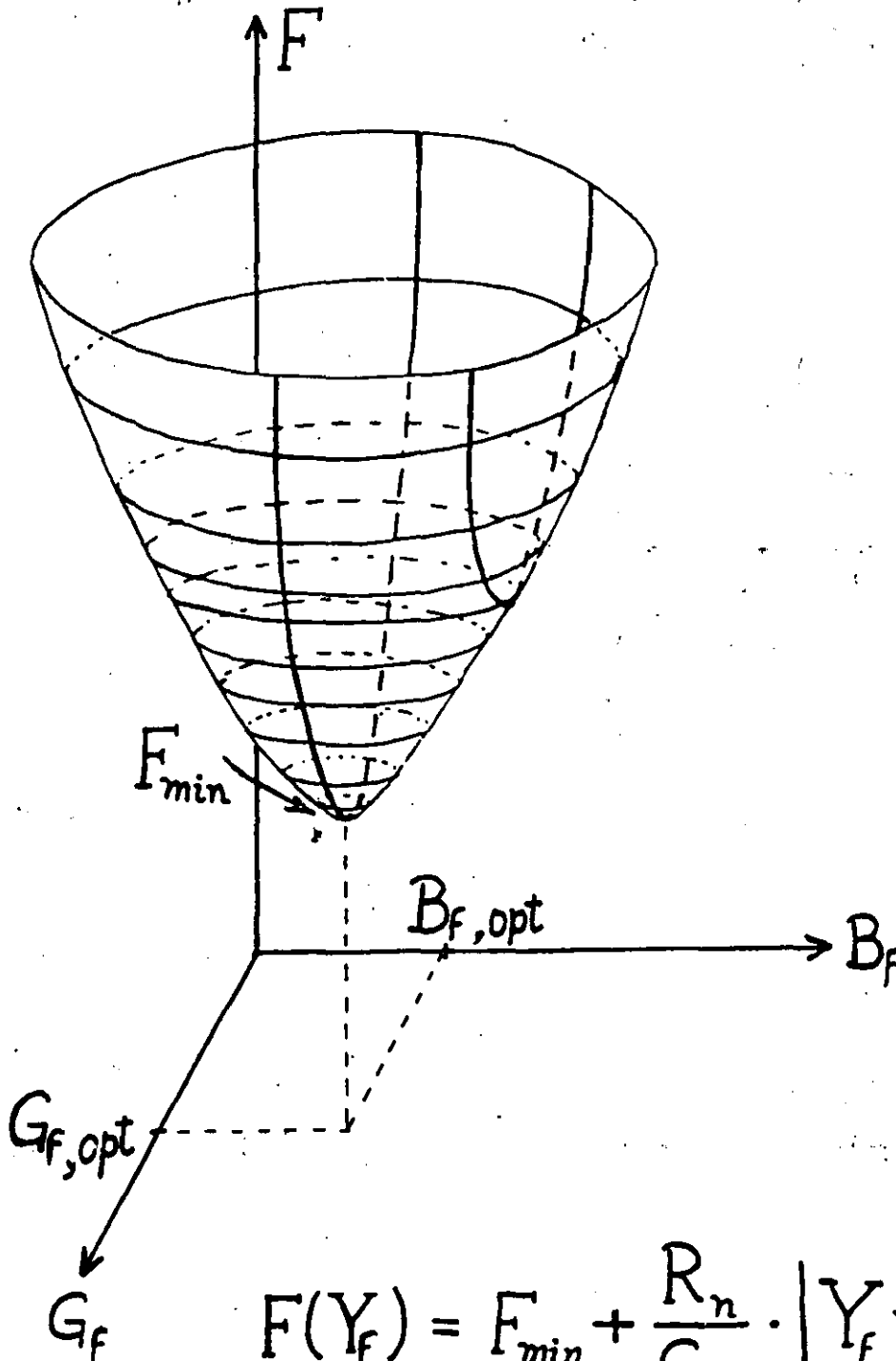
Los principales efectos de los diversos parámetros circuitales y de operación sobre el factor de ruido se muestran en las siguientes gráficas:

- (a) Admitancia de fuente, (b) frecuencia,  
(c) Temperatura, (d) corriente de drenaje, (e)  $V_{DS}$



# DEPENDENCIA DEL FACTOR DE RUIDO EN UN BIPUERTO

El factor de ruido en una red de dos puertos depende directamente de la admitancia de fuente ( $Y_f$ ) como se muestra:



DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
CURSOS ABIERTOS  
IV CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES  
MODULO IV: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS  
DEL 26 AL 30 DE JUNIO DE 1995  
DIRECTORIO DE PROFESORES

ING. AMANDA GOMEZ GONZALEZ  
ASESOR DEL I.M.C.  
I.M.C.  
AV. DE LAS TELECOM. S/N  
COL. LEYES DE REFORMA  
MEXICO, D.F.  
TEL. 613 31 26 EXT. 530

ING. EDUARDO ALVAREZ GUZMAN  
SIRACUSA 41  
COL. RESIDENCIAL MIRAMONTES  
ACOXPA  
14320 MEXICO, D.F.  
TEL. 684 58 79

M. EN C. JORGE SOSA PEDROZO  
PROFESOR  
ESIME - IPN  
ZACATENCO EDIF. 5 PISO 3  
TEL. 586 05 60

DR. HILDEBERTO JARDON AGUILAR  
JEFE SEC. DE COMUNICACIONES  
CINVESTAV

ING. JOSE LUIS MEDINA MONROY  
INVESTIGADOR TITULAR  
DEPTO. ELEC. Y TELECOM. CICESE  
KM. 107 CARR. TIJUANA-ENSENADA  
ENSENADA, BAJA CALIFORNIA  
TEL. 91 617 44 502 AL 05

ING. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA  
INVESTIGADOR TITULAR A  
CICESE  
KM.107 CARR. TIJUANA-ENSENADA  
ENSENADA, BAJA CALIFORNIA  
TEL. 91 617 44 501 AL 06

ING. JAVIER GONZALEZ VILLARRUEL



DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
CURSOS ABIERTOS  
IV CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES  
MODULO IV TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS  
DEL 26 AL 30 DE JUNIO DE 1995  
DIRECTORIO DE ASISTENTES

EDUARDO ALVAREZ GUZMAN  
JEFE DE DEPTO. DE COMPUTO A.  
FACULTAD DE INGENIERIA  
UNIV. AUTONOMA DE MANIZALES  
ANTIGUA ESTACION DEL FF.CC.  
MANIZALES ULDA COLOMBIA  
TEL. 810 339

LUZ A. ARISTIZABAL QUINTERO  
DOCENTE  
FACULTAD DE INGENIERIA DE SIST.  
CIUDAD UNIVERSITARIA  
04510 MEXICO, D.F.  
TEL. 622 09 55

VICTOR ANIZAR HERNANDEZ  
DOCENTE/ING. DE DISENO  
ENEP ZARAGOZA  
JUAREZ 60  
COL. SAN ALVARO  
02090 MEXICO, D.F.  
TEL. 341 25 52

NELSON AVILA MORALES  
ASISTENTE DIR. DE OPERACIONES  
EMPRESA HONDURENA DE TELECOM.  
TEGUCIGALPA HONDURAS C.A.  
TEL. 31 55 55

JAVIER BENITEZ MACIAS  
TECNICO ACADEMICO  
ENEP PLANTEL 1  
AV. DE LAS TORRES S/N  
SAN BERNARDINO  
16020 MEXICO, D.F.  
TEL. 622 68 35

SOFIA BRITO OCAMPO  
RESP. PROY. CONV. RETROSPECTIVO  
INST. DE INV. BIBLIOGRAFICAS, UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA  
04510 MEXICO, D.F.  
TEL. 676 94 15

BENJAMIN CACERES YANEZ  
CATEDRATICO  
U.M.S.A.  
CALLE 3 # 1036  
LA PAZ  
CIUDADELA FERROVIARIA, LA PAZ  
TEL. 30 13 59

ALBERTO CALZADILLA OLVERA  
JEFE MANTO. ELECTRICO  
GRUPO HYTT, S.A. DE C.V.  
KM. II ANTIGUA CARR. MEX. QRO.  
SANTIAGO TLAUTLA  
42860 TEPEJI DEL RIO, HGO.  
TEL. 305 70, 305 53

RICARDO CASTANEDA MARTINEZ  
ING. DE SOPORTE EQ. DE COMPUTO  
CENTRO DE INSTRUMENTOS, UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA  
04510 MEXICO, D.F.  
TEL. 622 86 50

MARCIAL CONTRERAS BARRERA  
TECNICO ACADEMICO  
DGB, UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA  
04510 MEXICO, D.F.

ARMANDO M. CORONA VAZQUEZ  
 JEFE DE DISCIPLINA DE COMUNIC.  
 COM. FED. DE ELECTRICIDAD  
 MISSISSIPI 71-906  
 COL. CUAUHEMOC  
 06500 MEXICO, D.F.  
 TEL. 229 44 00

JAVIER CHAIRES BALDERAS  
 TECNICO  
 FES ZARAGOZA  
 J.C. BONILLA 667  
 COL. EJERCITO DE ORIENTE  
 DEL. IZTACALCO  
 TEL. 623 06 10

LAURA PATRICIA DOMINGUEZ S.  
 COORD. DE INST. Y MANTENIMIENTO  
 BANCOMER, S.A.  
 AV. UNIVERSIDAD 1200  
 COL. XOCO  
 DEL. 03339 MEXICO, D.F.  
 TEL. 621 43 92

RUBEN DOMINGUEZ TREJO  
 DOCENTE  
 FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM  
 CIUDAD UNIVERSITARIA  
 COL. COPILCO COYOACAN  
 DEL. COYOACAN, MEXICO, D.F.  
 TEL. 622 80 86 AL 88

EDUARDO FLORES QUINTERO  
 PROGRAMADOR  
 INST. DE INV. ECONOMICAS  
 TORRE II DE HUMANIDADES  
 CIUDAD UNIVERSITARIA  
 04510 MEXICO, D.F.  
 TEL. 623 00 94

PEDRO GARCIA SOLIS  
 LABORATORISTA  
 CCH VALLEJO  
 EJE CENTRAL LAZARO CARDENAS  
 COL. MAGDALENA DE LAS SALINAS  
 07760 MEXICO, D.F.  
 TEL. 587 49 91

SABINA GARFIAS MIJANGOS  
 TECNICO EN ELECTRONICA  
 CTRO. DE CIENCIAS D'LA ATMOSFERA  
 CIRCUITO EXTERIOR  
 CIUDAD UNIVERSITARIA  
 04510 MEXICO, D.F.  
 TEL. 622 40 53

DIANA D. GÓMEZ COTERO  
 GERENTE DE INSTALACIONES  
 GRUPO TELE DINAMICA  
 SANTA MA. LA RIVERA 121  
 COL. SANTA MA. LA RIVERA

JOAQUIN GONZALEZ MARIN  
 PROFESOR  
 FACULTAD DE INGENIERIA  
 CIUDAD UNIVERSITARIA  
 04510 MEXICO, D.F.  
 TEL. 602 17 06

ERIC FRANCISCO GOMEZ VAZQUEZ  
 ANALISTA TECNICO  
 TELCEL  
 EJECITO NACIONAL 373  
 COL. GRANADA  
 MEXICO, D.F.  
 TEL. 592 15 18

MARIO IBANEZ NAJERA  
 TECNICO ACADEMICO  
 DIR. GRAL. DE PREPARATORIAS  
 ADOLFO PRIETO 722  
 COL. DEL VALLE  
 03100 MEXICO, D.F.  
 TEL. 687 68 86

MIGUEL A. LOPEZ SANCHEZ  
 JEFE DEL DEPTO. DE COMPUTO  
 INST. INV. BIBLIOGRAFICAS  
 CIUDAD UNIVERSITARIA  
 04510 MEXICO, D.F.  
 TEL. 622 68 33

LUIS MIGUEL MONCAYO LOPEZ  
 ANALISTA DE SISTEMAS  
 FES ZARAGOZA  
 J.C. BONILLA 66  
 COL. EJERCITO DE ORIENTE  
 DEL. IZTACALCO, MEXICO, D.F.  
 TEL. 623 06 16

ERNESTO PADILLA VALDEZ  
 SISTEMAS  
 NYSSEN - SERVICIO SOCIAL  
 ALONSO CANO 122  
 COL. ALFONSO XIII  
 MEXICO, D.F.  
 TEL. 559 91 18

LEONEL PEREZ BAUTISTA  
 PROFESOR DE LABORATORIO  
 FACULTAD DE INGENIERIA  
 CIUDAD UNIVERSITARIA  
 04510 MEXICO, D.F.  
 TEL. 585 68 20

JUAN CARLOS PEREZ MERLOS  
 JEFE DIVISION DE ELECTRONICA  
 FACULTAD DE INGENIERIA  
 UNIV. DEL EDO. DE MEXICO  
 CERRO DE COATEPEC S/N  
 PLAZA DE SAN BUENAVENTURA  
 50130 TOLUCA, EDO. DE MEXICO  
 TEL. 14 08 55

JOSE ANGEL JUAN PEREZ  
 COORD. DE TELECOMUNICACIONES  
 CONALEP  
 AV. CONALEP 5  
 COL. LAZARO CARDENAS  
 METEPEC, EDO. DE MEXICO  
 TEL. 91 72 71 01 11

BEATRIZ MELENDEZ VENANCIO  
 ACADEMICO  
 FACULTAD DE INGENIERIA  
 CIUDAD UNIVERSITARIA  
 04510 MEXICO, D.F.  
 TEL. 622 31 13

WENCESLAO J. M. MORENO CEOLAN  
 JEFE DEPTO. SERVS. RADIOCOMUNIC.  
 SUBSRIA. DE TELECOMUNICACIONES  
 AMUNATEGUI 139  
 SANTIAGO, CHILE  
 TEL. 56 2 67 65 03

LUIS PEREZ ACEVEDO  
 COORD. INST. Y MANTO DE EQUIPOS  
 BANCOMER  
 AV. UNIVERSIDAD 1200  
 COL. XOCO  
 03339 MEXICO, D.F.  
 TEL. 621 62 34

VICTOR MANUEL PEREZ CRUZ  
 LABORATORISTA  
 FES ZARAGOZA  
 PUERTO DE PALOS S/N  
 COL. EJERCITO DE ORIENTE  
 DEL. IZTAPALAPA, MEXICO, D.F.  
 TEL. 710 15 59

JAVIER PERNAS BUSSO  
 JEFE DE REDES  
 CORREO ARGENTINO  
 SARMIENTO 151  
 1000 BUENOS AIRES, ARGENTINA  
 TEL. 315 32 79

TATIANA PICCINI ANTON  
INGENIERO  
INICTEL  
SAN LUIS, LIMA PERU

LIVIA RAMIREZ  
JEFE DE INFORMATICA-BIBLIOTECA.  
I.V.I.C.  
CARR. PANAMERICANA KM 11 ALTOS  
DE PIPE, EDO. MIRANDA, VENEZUELA

S. ELOY ROBLES CASTRO  
ASIST. GCIA. TECNICA  
EMPRESA ESTATAL DE TELECOM.  
LUIS URDANEDA 422 Y BOYACA  
GUAYAQUIL-ECUADOR

TEODORO RAMOS RIVERA  
SUPERVISOR DE MANT. SIST. PROT.  
BANCOMER  
AV. UNIVERSIDAD 1200  
COL. XOCO  
03339 MEXICO, D.F.  
TEL. 621 62 40

LETICIA C. ROJAS ANZALDO  
ACADEMICO  
FACULTAD DE INGENIERIA  
CIUDAD UNIVERSITARIA  
04510 MEXICO, D.F.  
TEL. 622 31 13

JAIME ROMERO GALICIA  
TECNICO ACADEMICO  
D.G.B., UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA  
04510 MEXICO, D.F.  
TEL. 622 16 04

JOSE ALBERTO PRIETO ANDRADE  
JEFE ADMON. TELECOMUNICACIONES  
GRUPO HYTT, S.A. DE C.V.  
KM 11 ANTIGUA CARR. MEX.-QRO.  
SANTIAGO TLAUTLA  
42860 TEPEJI DEL RIO, HGO.  
TEL. 91 773 30 5704

VICTOR MANUEL RAMOS VARGAS  
INGENIERO DE PROYECTOS  
MICROWAVE NETWORKS, S.A. C.V.  
ENSENADA 100  
COL. CONDESA  
06140 MEXICO, D.F.  
TEL. 273 17 30

RUBEN ROBLES GONZALEZ  
INGENIERO ESP. DE TRANSMISION  
INTEL  
VIA ESPANA EDIF. AVESA  
659 PANAMA  
TEL. 6971411

URIEL REYES LIRA  
MARCOS 88  
COL. SIMON BOLIVAR  
15410 MEXICO, D.F.  
TEL. 751 60 71

ELIZABETH ROMERO FUERTE  
PROFESOR  
FACULTAD DE INGENIERIA  
CIUDAD UNIVERSITARIA  
04510 MEXICO, D.F.  
TEL. 622 31 19

VICENTE SANCHEZ LUNA  
OPERADOR TECNICO  
TV, UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA  
04510 MEXICO, D.F.  
TEL. 653 29 45

ALEJANDRO SANCHEZ ROJAS  
LAS ROSAS 412-A  
COL. REFORMA  
68050 OAXACA, OAXACA  
TEL. 588 09 97

EDUARDO ULLOA MURILLO  
INGENIERO 4  
INST. COST. DE TELEC. (ICE)  
SAN JOSE COSTA RICA

ROQUE VALENZUELA ESPINOZA.  
SUBCOORDINADOR DE PROYECTOS.  
CONALEP  
AV. CONALEP 5  
COL. LAZARO CARDENAS.  
METEPEC EDO. DE MEXICO  
TEL. 91 72 71 08.00 EXT. 2225

PAOLA LUCIA TELLEZ BALLESTEROS  
LINC. STA. TERESA 100  
COL. INSURGENTES CUICUILCO  
14010 MEXICO, D.F.  
TEL. 606 29 34

LAURA LUZ VALERO CONZUELO  
PROFESOR INVESTIGADOR  
FACULTAD DE INGENIERIA  
UNIV. AUTONOMA DEL EDO. DE MEX.  
CERRO DE COATEPEC S/N  
CIUDAD UNIVESITARIA  
50130 TOLUCA, EDO. DE MEXICO  
TEL. 9720 14 08 55 EXT. 108